

Design of a Low Noise and Low Offset Operational Amplifier Using Chopper Stabilization Technique for Biopotential Recording Applications

Zal, Vahid¹ / Rezaee-Dehsorkh, Hamidreza^{2*} / Nassim, Ravanshad^{2*}

¹ - MSc. Student, Department of Electrical and Biomedical Engineering, Sadjad University, Mashhad, Iran

² - Assistant Professor, Department of Electrical and Biomedical Engineering, Sadjad University, Mashhad, Iran

ARTICLE INFO

DOI: 10.22041/ijbme.2025.2048617.1940

Received: 21/12/2024

Revised: 19/4/2025

Accepted: 16/5/2025

KEYWORDS

*Operational amplifier
Offset
Flicker noise
Chopper stabilized
Biomedical
instrumentation amplifier*

ABSTRACT

Noise reduction and DC offset cancellation are two of the main challenges in the design of biopotential recording amplifiers. One common method for reducing operational amplifier flicker noise and offset is to use the chopper-stabilized technique. Switch charge injection, long settling time, and ripple are the main drawbacks of using chopper amplifiers. The proposed circuit uses capacitive coupling to eliminate the ripple that the offset of the chopping amplifier induces. Also, a feedback circuit is used to prevent the saturation of the chopping amplifier, while a rail-to-rail input common-mode range is guaranteed. The proposed circuit is suitable for low-power applications such as wearable medical instruments. The proposed circuit is designed in a 180 nm CMOS technology with a 1.8 V supply voltage. Simulation results show a power consumption of 23 μ W and a noise voltage spectral density of 44.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$.



طراحی و شبیه سازی تقویت کننده عملیاتی با نویز و آفست کم با استفاده از روش برشگر تثبیت شده برای ثبت سیگنال‌های حیاتی

زال، وحید^۱ / رضائی ده سرخ، حمیدرضا^{۲*} / روان‌شاد، نسیم^{۲*}

^۱ - دانش آموخته کارشناسی ارشد، دانشکده برق و مهندسی پزشکی، دانشگاه سجاد، مشهد، ایران

^۲ - استادیار، دانشکده برق و مهندسی پزشکی، دانشگاه سجاد، مشهد، ایران

مشخصات مقاله

شناسه‌ی دیجیتال: 10.22041/ijbme.2025.2048617.1940

پذیرش: ۱۴۰۴/۲/۲۶

بازنگری: ۱۴۰۴/۱/۳۰

ثبت در سامانه: ۱۴۰۳/۱۰/۱

چکیده

کاهش نویز و حذف آفست DC دو چالش اصلی در طراحی تقویت کننده‌های ثبت پتانسیل‌های حیاتی هستند. یکی از روش‌های متداول برای کاهش نویز فلیکر و آفست تقویت کننده عملیاتی استفاده از تکنیک برشگر تثبیت شده می باشد. خطای ناشی از تزریق بار سوئیچ‌ها، زمان نشست طولانی و ایجاد ریپل در خروجی از معایب اصلی استفاده از تکنیک برشگر هستند. در ساختار پیشنهادی از کوپلاژ خازنی به منظور از بین بردن ریپل خروجی ناشی از آفست تقویت کننده برشگر استفاده شده است. همچنین، برای جلوگیری از اشباع تقویت کننده برشگر، از فیدبک استفاده شده است. علاوه بر این، ساختار پیشنهادی قابلیت اعمال ورودی مود مشترک $rail-to-rail$ را دارد. از مدار پیشنهادی می توان در کاربردهای با توان پایین از جمله تجهیزات پوشیدنی پزشکی استفاده نمود. پیاده سازی این تقویت کننده در تکنولوژی $CMOS\ 180\ nm$ و در ولتاژ تغذیه $1.8\ V$ صورت گرفته است. بر اساس نتایج شبیه سازی، میزان توان مصرفی تقویت کننده $23\ \mu W$ و مقدار چگالی ولتاژ نویز آن $44.5\ nV/\sqrt{Hz}$ بدست آمده است.

واژه‌های کلیدی

تقویت کننده عملیاتی
آفست
نویز فلیکر
برشگر تثبیت شده
ابزار دقیق پزشکی

۱- مقدمه

سیگنال‌های حیاتی بدن اغلب دارای دامنه ضعیفی بوده و لازم است که هنگام ثبت، ابتدا تقویت شوند. همچنین این سیگنال‌ها در محدوده فرکانسی خاصی دارای اطلاعات مهم بوده و برای کاهش اثرات سیگنال‌های مزاحم، نیاز به فیلتر شدن دارند. پیاده‌سازی این تقویت‌کننده‌ها و فیلترها معمولاً توسط تقویت‌کننده‌های عملیاتی (OPAMP) و فیدبک به صورت حلقه بسته انجام می‌گیرد. نقش اصلی تقویت‌کننده عملیاتی در چنین مدارهایی ایجاد یک به اصطلاح زمین مجازی است که به معنی برابر شدن ولتاژهای دو ورودی تقویت‌کننده عملیاتی است. اگر چه در عمل معمولاً اختلاف ولتاژهای ورودی‌های یک تقویت‌کننده عملیاتی به علت عوامل نامطلوب، از جمله نویز فلیکر، نویز حرارتی و ولتاژ آفست DC، صفر نبوده و در حدود بازه $1-10\text{ mV}$ می‌باشد [۱]. این عوامل، در کنار بهره و پهنای باند محدود تقویت‌کننده عملیاتی، زمین مجازی را تضعیف کرده و بر عملکرد تقویت‌کننده حلقه بسته یا فیلتر نهایی تاثیر می‌گذارد. عموماً نویز حرارتی دارای طیف فرکانسی گسترده‌ای می‌باشد. حال آنکه نویز فلیکر ($1/f$) و آفست (offset) سیگنال‌هایی با محتوای فرکانسی پائین هستند [۲]. در تقویت‌کننده‌های عملیاتی معمولی، چگالی طیفی ولتاژ نویز فلیکر با نسبت عکس فرکانس ($1/f$) رابطه دارد. بنابراین در فرکانس‌های کوچکتر از فرکانس گوشه نویز $1/f$ ، که می‌تواند در حدود چند هرتز و یا چند صد هرتز باشد، نویز افزایش می‌یابد. حذف نویز فلیکر، در کاربردهای فرکانس پائین مانند مداراتی که در کاربردهای مهندسی پزشکی به کار گرفته می‌شوند، اهمیت زیادی دارد.

با استفاده از تکنیک‌های برشگر تثبیت شده (Chopper Stabilized) و یا Autozeroing، این نویز فرکانس پائین، مشابه با یک خطای آفست تشخیص داده شده و حذف می‌شود. هر چه فرکانس نویز فلیکر به مقدار DC نزدیک‌تر باشد، تاثیر این تکنیک‌ها بر روی نویز فلیکر بیشتر می‌شود.

تکنیک Autozeroing در حالی که نویز فلیکر را به خوبی حذف می‌کند، تاثیری متفاوت بر روی نویز حرارتی دارد. در این تکنیک از نویز حرارتی نمونه‌برداری می‌شود که منجر به تاخوردگی نویز در اثر پدیده Aliasing می‌گردد. روش Autozeroing، ولتاژ آفست و نویز فلیکر را به قیمت نویز حرارتی بیشتر در باند پایه، بهبود می‌دهد [۳].

در روش برشگر تثبیت شده، تاخوردگی نویز حرارتی در اثر پدیده Aliasing وجود ندارد زیرا اصولاً در این روش نمونه‌برداری صورت نمی‌گیرد [۳]. هر چند امکان تا شدن مقداری نویز در

اثر مدار برشگر نیز وجود دارد ولی با این وجود از تکنیک Autozeroing کمتر است [۴]. مهمترین عیب تقویت‌کننده بر مبنای برشگر تثبیت شده، ریبیل‌های به وجود آمده در خروجی تقویت‌کننده می‌باشد که ناشی از مدوله شدن آفست و نویز فلیکر به فرکانس‌های بالا است. این ریبیل‌ها، مقادیر بالایی از محدوده مجاز نوسان ولتاژ خروجی را مصرف می‌کنند که در کاربردهای ولتاژ پائین، دردرساز می‌شود [۵].

در این مقاله یک تقویت‌کننده عملیاتی حلقه باز معرفی شده است که برای کاهش آفست و نویز فلیکر آن از یک مسیر جبران‌ساز بهره استفاده شده است. این تکنیک یک روش متداول برای کاهش آفست و نویز فلیکر است. در این روش، مسیر جبران‌ساز باید دارای نویز و آفست کمی باشد تا بتواند نویز و آفست تقویت‌کننده اصلی را کاهش دهد. بدین منظور، در مسیر جبران‌ساز از روش برشگر تثبیت شده استفاده می‌شود [۶]، [۷]، [۸]، [۹]، [۱۰]. مدار برشگر تثبیت شده دارای مشکل ریبیل در خروجی است. در این مقاله با استفاده از خازن کوپلاژ و فیدبک، مشکل ریبیل خروجی مدار برشگر تثبیت شده برطرف گردیده است. تقویت‌کننده پیشنهاد شده مناسب برای استفاده در کاربردهای پزشکی از جمله ثبت سیگنال‌های حیاتی بدن می‌باشد [۱۱]. با اعمال فیدبک به این تقویت‌کننده، می‌توان انواع تقویت‌کننده و فیلترهای لازم برای کاربردهای پزشکی را با نویز و آفست کوچک طراحی کرد.

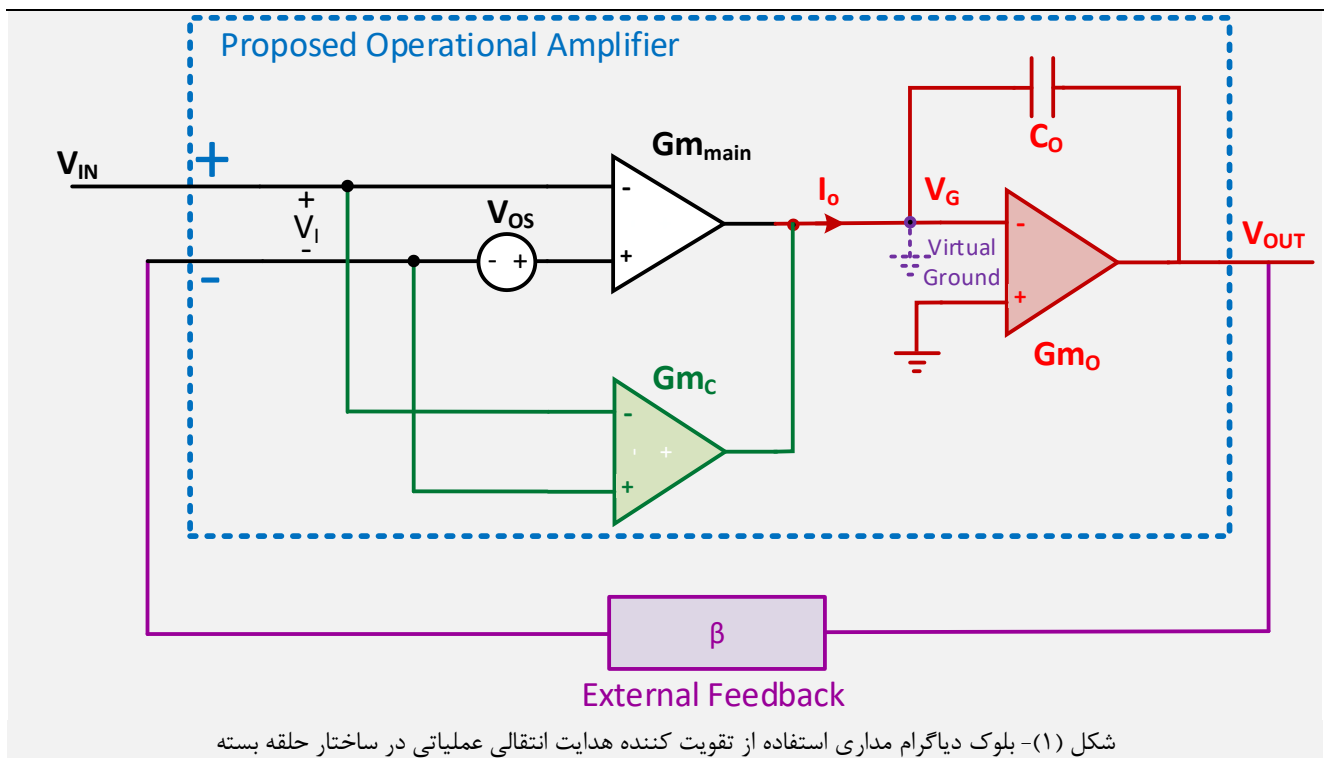
در بخش دوم، ساختار کلی مدار تقویت‌کننده عملیاتی پیشنهادی و چگونگی عملکرد آن توضیح داده شده است. در بخش سوم ساختار داخلی مدار تقویت‌کننده عملیاتی پیشنهادی توضیح داده شده است. در بخش چهارم نتایج شبیه‌سازی آورده شده است و در بخش پنجم به نتیجه‌گیری پرداخته شده است.

۲- ساختار کلی مدار تقویت‌کننده عملیاتی و عملکرد آن

در شکل (۱) ساختار کلی مورد استفاده برای تقویت‌کننده هدایت انتقالی عملیاتی (OTA) پیشنهادی به همراه یک شبکه فیدبک نمایش داده شده است که در مجموع یک تقویت‌کننده حلقه بسته را تشکیل داده‌اند. تقویت‌کننده عملیاتی مورد بحث در این مقاله، با کادر آبی و تحت عنوان تقویت‌کننده حلقه باز یا تقویت‌کننده مستقل (stand alone) مشخص شده است. همان طور که در شکل ۱ ملاحظه می‌شود، ساختار کلی تقویت‌کننده عملیاتی حلقه باز دارای دو مسیر از ورودی به خروجی

پهنای باند بالایی ندارد و تنها باید پهنای باندی بیشتر از فرکانس گوشه نویز $1/f$ تقویت‌کننده اصلی داشته باشد [۱۲]. به همین دلیل به مسیر جبران‌ساز، مسیر فرکانس پایین و به مسیر اصلی، مسیر فرکانس بالا نیز می‌گویند. از آنجایی که تکنیک‌های حذف آفست و حذف نویز عملاً می‌توانند سبب محدود شدن پهنای باند تقویت‌کننده اصلی شوند، با استفاده از این روش می‌توان به راحتی و بدون نگرانی در مورد پهنای باند، از تکنیک‌های حذف آفست و حذف نویز به جای تقویت‌کننده اصلی، در پیاده‌سازی مسیر جبران‌ساز استفاده نمود.

است. مسیر اصلی که شامل بلوک هدایت انتقالی $G_{m_{main}}$ است و مسیر جبران‌سازی که شامل بلوک هدایت انتقالی G_{m_c} است [۱۲]. بلوک هدایت انتقالی G_{m_o} به عنوان طبقه دوم تقویت‌کننده، بین دو مسیر اصلی و جبران‌سازی مشترک است. اساس عملکرد این ساختار به این صورت است که آفست و نویز فلیکر تقویت‌کننده مسیر اصلی توسط فیدبک منفی که از مسیر جبران‌سازی و فیدبک خارجی به مدار اعمال می‌شود، تضعیف می‌گردد. البته مسیر جبران‌سازی باید بهره بزرگ و نویز و آفست کمی داشته باشد. در عوض مسیر جبران‌ساز نیاز به



بنابراین آفست و نویز ارجاع داده شده به ورودی حلقه بسته ناشی از منبع V_{os} برابر است با:

$$\frac{V_{in}}{V_{os}} = \frac{g_{m_{main}}}{g_{m_c} + g_{m_{main}}} \quad (3)$$

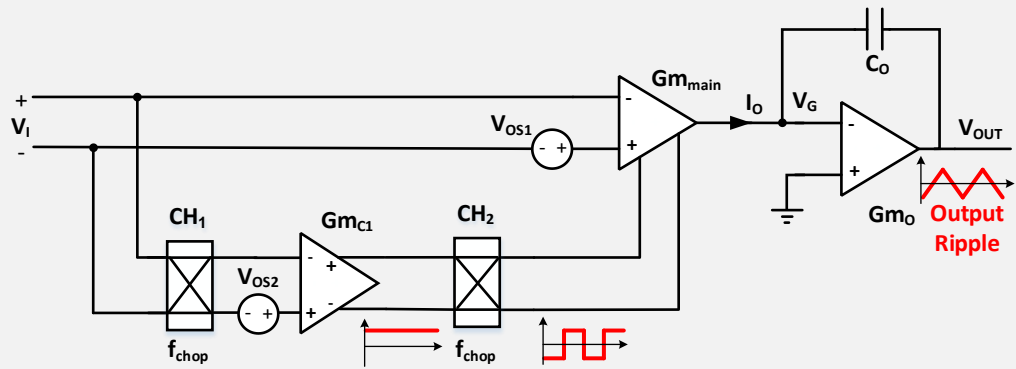
واضح است که هر چه g_{m_c} بزرگ‌تر باشد، آفست و نویز ناشی از $G_{m_{main}}$ که به ورودی تقویت‌کننده حلقه بسته منتقل شده است، کمتر خواهد بود. لازم به ذکر است که این تکنیک تنها در صورتی عمل می‌کند که به تقویت‌کننده عملیاتی فیدبک اضافه شده و حلقه بسته باشد. در محاسبات انجام شده، مسیر جبران‌ساز بدون آفست و نویز فلیکر در نظر گرفته شده است. بنابراین مسیر جبران‌ساز باید دارای آفست و نویز کمی باشد. برای کاهش آفست و نویز مسیر جبران‌ساز می‌توان از تکنیک برشگر تثبیت شده استفاده نمود.

با توجه به شکل (۱)، با بزرگ در نظر گرفتن بهره G_{m_o} و با فرض غالب بودن قطب خازن C_o ، ورودی G_{m_o} (گره V_G) زمین مجازی شده و مطابق رابطه (۱) می‌توان نسبت انتقال آفست و نویز مدل شده (V_{os}) به خروجی تقویت‌کننده حلقه بسته را به دست آورد.

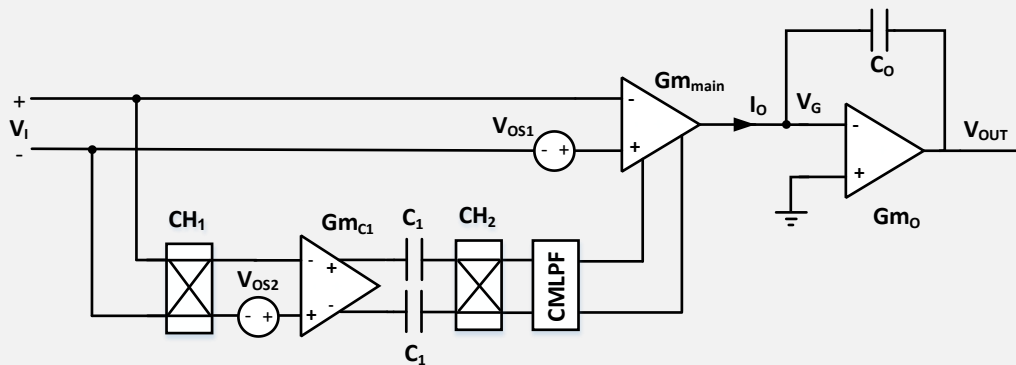
$$\frac{V_{out}}{V_{os}} = \frac{g_{m_{main}}}{\beta g_{m_c} + \beta g_{m_{main}} + C_o s} \quad (1)$$

که در رابطه فوق، β ضریب فیدبک خارجی، $g_{m_{main}}$ مقدار ترانسانایی $G_{m_{main}}$ و g_{m_c} مقدار ترانسانایی G_{m_c} است. خازن C_o نیز جبران‌سازی فاز را انجام می‌دهد. رابطه (۲) نیز تابع انتقال ورودی - خروجی سیستم را نشان می‌دهد.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_{m_c} + g_{m_{main}}}{\beta g_{m_c} + \beta g_{m_{main}} + C_o s} \quad (2)$$



شکل (۲) - ساختار کلی تقویت کننده با استفاده از برشگر تثبیت شده در مسیر جبران ساز



شکل (۳) - ساختار کلی تقویت کننده با استفاده از خازن کوپلاژ در برشگر تثبیت شده به منظور حذف ریبیل ناشی از آفست مسیر جبران ساز

سیگنال ورودی را در فرکانس برش (f_{chop}) ضرب می کند که همانند مدولاسیون، معادل شیفت محتوای فرکانسی است. سیگنال ورودی بعد از عبور از برشگر CH_1 به فرکانس f_{chop} مدوله می شود. با عبور سیگنال مدوله شده از G_{mC1} ، نویز و آفست که دارای محتوای فرکانس پایین هستند به آن اضافه می شوند. سپس سیگنال وارد برشگر CH_2 می شود. در این مرحله سیگنال که به فرکانس f_{chop} مدوله شده بود مجدداً به باند پایه دمدوله می گردد. نویز فلیکر و آفست مسیر جبران ساز که با V_{OS2} نمایش داده شده، در خروجی G_{mC1} همانند سیگنال DC ظاهر می شود (در شکل (۲) به صورت سیگنال DC نشان داده شده است). این سیگنال توسط برشگر CH_2 به فرکانس f_{chop} مدوله می شود و به شکل پالس ظاهر می شود (پالس قرمز در شکل (۲)). این پالس با عبور از طبقه خروجی که به نوعی انتگرال گیر است، به شکل پالس های مثلثی (ریپل) در خروجی ظاهر می شود [۱۳].

پالس های خروجی CH_2 می توانند دامنه بزرگی داشته باشند و می توانند محدوده دینامیک سیستم را به شدت کاهش دهند. یکی از روش های حذف این پالس ها استفاده از یک حلقه فیدبک کاهش ریپل است. در [۱۳] از دو خازن برای اندازه گیری ریپل

استفاده از تکنیک برشگر تثبیت شده باعث کاهش پهنای باند تقویت کننده می شود [۱۲]. بنابراین در ساختارهایی که فقط یک مسیر اصلی وجود دارد و از تکنیک برشگر تثبیت شده بر روی آن استفاده شده است، پهنای باند محدود خواهد شد. در ساختار استفاده شده در شکل (۱)، سیگنال های فرکانس بالا از مسیر اصلی عبور کرده که پهنای باند بالاتری دارد و مسیر جبران سازی که برای کاهش نویز فلیکر و آفست مسیر اصلی است، نیازی به پهنای باند بالا ندارد. بنابراین استفاده از تکنیک برشگر تثبیت شده بر روی پهنای باند مسیر اصلی تاثیری ندارد. جدا از این، ساختار شکل (۱) دارای انعطاف بالایی بوده و به راحتی می توان فیدبک های متعددی به آن اضافه کرد.

شکل (۲) ساختار کلی مدار تقویت کننده هدایت انتقالی عملیاتی با استفاده از تکنیک برشگر تثبیت شده در مسیر جبران ساز را نشان می دهد. در این شکل، G_{mmain} هدایت انتقالی مسیر اصلی، V_{OS1} ولتاژ آفست و نویز فلیکر مسیر اصلی، G_{mC1} هدایت انتقالی مسیر جبران سازی، V_{OS2} ولتاژ آفست و نویز فلیکر مسیر جبران سازی و CH_1 و CH_2 نیز سوئیچ های برشگر (چاپر) ورودی و خروجی مسیر جبران سازی می باشند. اساس تکنیک برشگر بر این اصل استوار است که هر مدار برشگر

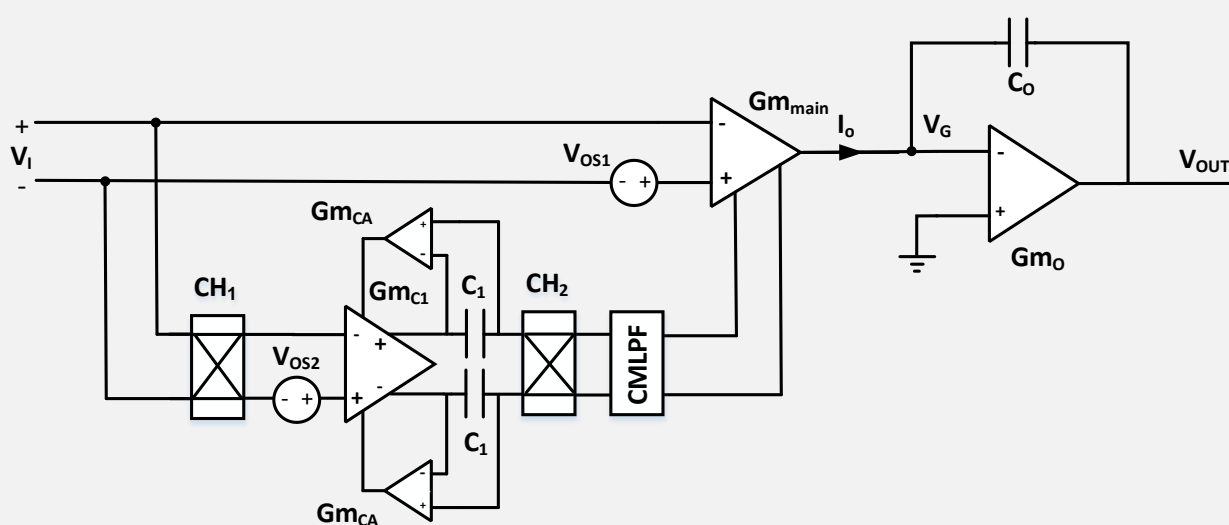
حالی که فرکانس‌های پایین را فیلتر می‌کند. همچنین بعد از سویچ برشگر CH_2 از یک فیلتر پایین گذر مد جریان (CMLPF) استفاده شده است. همان‌طور که در ادامه توضیح داده شده است، این فیلتر علاوه بر اینکه اجزای فرکانس بالای ناشی از تزریق بار و تزریق سیگنال سویچ‌های برشگرها را کاهش می‌دهد، در پایداری تقویت‌کننده نیز نقش دارد.

اتصال دو خروجی Gm_{main} و Gm_C به صورت نشان داده شده در شکل (۱) باعث کاهش امپدانس خروجی بلوک‌های هدایت انتقالی می‌شود. بنابراین همانند شکل (۲) و (۳)، قسمتی از مسیر جبران‌ساز با قسمتی از Gm_{main} ادغام شده است. جزئیات بیشتر در ادامه توضیح داده خواهد شد.

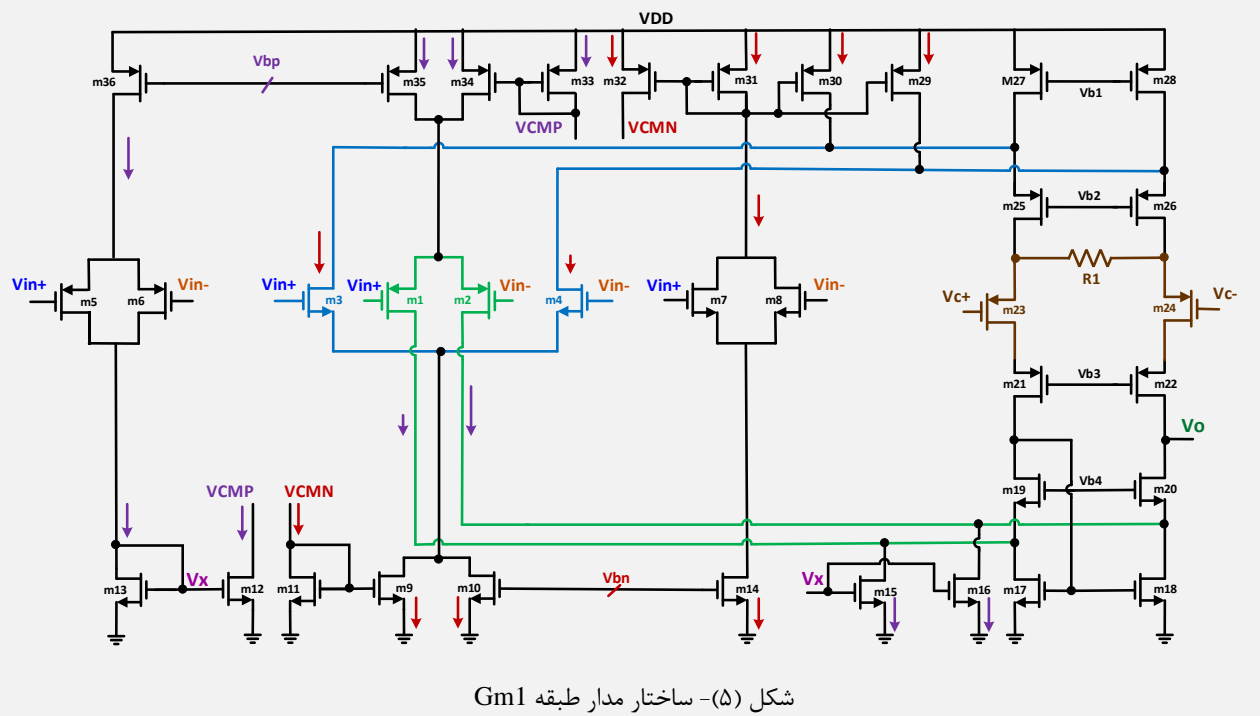
ولتاژ آفست طبقه جبران‌ساز (V_{OS2}) از خازن کوپلاژ C_1 عبور نمی‌کند ولی در طبقه Gm_{C1} تقویت شده و سویچ‌های خروجی آن را به شدت محدود می‌کند [۸]. بنابراین نیاز به مکانیزمی برای جلوگیری از اشباع طبقه Gm_{C1} وجود دارد. برای حل این مشکل، در ساختار پیشنهادی فیدبکی به Gm_{C1} مطابق شکل (۴) اضافه شده است. این فیدبک از دو سر خازن C_1 فیدبک می‌گیرد. بدین ترتیب در فرکانس‌های پایین که امپدانس خازن بزرگ است، فیدبک قوی شده و در فرکانس‌های بالا که امپدانس خازن کوچک می‌شود، فیدبک ضعیف می‌شود. این فیدبک از طریق یک تقویت‌کننده ساده به داخل Gm_{C1} منتقل می‌شود. بدین ترتیب این فیدبک عملاً در فرکانس‌های بالا بی‌تاثیر است و در عین حال موجب جلوگیری از اشباع Gm_{C1} در فرکانس‌های کوچک و DC می‌شود.

خروجی استفاده شده و بعد از عبور از یک برشگر، توسط یک انتگرال‌گیر با ساختار خازن سویچ‌شونده و یک بلوک هدایت انتقالی به صورت جریان به ورودی تقویت‌کننده تزریق شده تا اثر آفست ورودی را خنثی کند. این روش برای تقویت‌کننده‌های حلقه باز که نوع بار و میزان بهره حلقه مشخص نیست، مناسب نمی‌باشد [۱۴]. در [۹] و [۷] از یک فیلتر notch که به صورت خازن سویچ‌شونده پیاده‌سازی شده، یک برشگر و دو بلوک هدایت انتقالی به منظور کاهش ریبیل استفاده شده است. اندازه‌گیری ریبیل در گره زمین مجازی انجام شده که رسیدن به بهره حلقه بالا را مشکل می‌کند. همچنین دقت مدارهای خازن سویچ‌شونده به دقت سیگنال ساعت بستگی دارد [۱۴]. در [۱۵] از یک مدار دیجیتال به منظور اندازه‌گیری ریبیل خروجی استفاده شده و توسط یک مبدل دیجیتال به آنالوگ جریانی سیگنالی برای حذف ریبیل به تقویت‌کننده تزریق می‌شود. در [۱۶] و [۱۰] از خازن کوپلاژ به منظور حذف آفست و نویز فلیکر مسیر جبران‌ساز استفاده شده است. این مدارها به وجود آفست در مسیر جبران‌ساز حساس هستند چرا که مسیر جبران‌ساز معمولاً بهره بالایی دارد و وجود آفست کوچک در ورودی آن منجر به اشباع آن می‌گردد [۸]. در [۸] برای حل این مشکل از یک فیدبک بر اساس مبدل با تقریب متوالی (SAR) استفاده شده است.

در مدار پیشنهادی شکل (۳) از خازن کوپلاژ (خازن C_1) برای فیلتر کردن نویز فلیکر و آفست مسیر جبران‌ساز استفاده شده است. خازن کوپلاژ فرکانس‌های بالا را از خود عبور می‌دهد در



شکل (۴) - بلوک دیاگرام تقویت‌کننده با مدل کامل حلقه جبران‌سازی



آینه‌های جریان به ترانزیستورهای m_{15} ، m_{16} ، m_{12} و m_{34} منتقل می‌کنند. چگونگی انتقال این جریان در شکل (۵) با فلش‌های بنفش رنگ نشان داده شده است. زوج ترانزیستور m_{7-8} ، جریان متناسب با مقدار ولتاژ حالت مشترک را برای زوج ترانزیستورهای NMOS ورودی (m_{3-4}) با استفاده از آینه‌های جریان به ترانزیستورهای m_{29} ، m_{30} ، m_{32} و m_{9} منتقل می‌کنند. چگونگی انتقال این جریان در شکل (۵) با فلش‌های قرمز رنگ نشان داده شده است. بدین ترتیب جریان‌های اصلی تقویت‌کننده کسکود تا شده تنظیم شده و در نتیجه مقدار g_m تنظیم و تثبیت می‌شود.

همان‌طور که قبلاً اشاره شد، اتصال دو خروجی مسیر اصلی و جبران‌ساز به صورت نشان داده شده در شکل (۱) باعث کاهش امپدانس خروجی بلوک‌های هدایت انتقالی می‌شود. بنابراین همانند شکل (۲) و (۳)، قسمتی از مسیر جبران‌ساز با قسمتی از $G_{m_{main}}$ ادغام شده است. به منظور پیاده‌سازی این امر زوج ترانزیستور m_{23-24} و مقاومت R_1 به مدار شکل (۵) اضافه شده است. با انتخاب ابعاد مناسب برای m_{23-24} ، به شکلی که R_1 خیلی بزرگتر از $1/g_{m_{23-24}}$ باشد، این ترکیب همانند یک ترانسانایی با مقدار $1/R_1$ عمل می‌کند. همچنین انتخاب مناسب R_1 ، تاثیر آن بر بهره تقویت‌کننده اصلی را نیز ناچیز می‌نماید [۱۸].

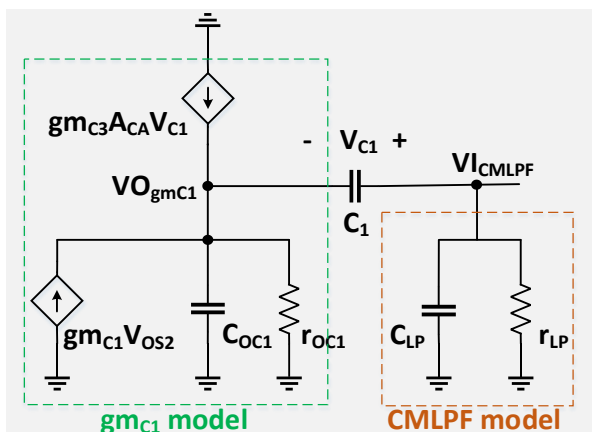
برای جلوگیری از دوبلت صفر و قطب در سیستم، $G_{m_{main}}$ و $G_{m_{C1}}$ همانند هم طراحی شده‌اند [۹]. البته با این تفاوت که $G_{m_{C1}}$ به شکل تمام تفاضلی بسته شده است. بنابراین اتصال

۳- ساختار داخلی مدار تقویت‌کننده عملیاتی

تغییر فرکانس بهره واحد به ازاء تغییرات ولتاژ مد مشترک ورودی یکی از مشکلات تقویت‌کننده‌های CMOS با ورودی مود مشترک rail-to-rail است. جهت اجتناب از این مشکل، باید مقدار ترانسانایی (g_m) طبقه ورودی، به ازاء تغییرات ولتاژ مد مشترک ورودی، ثابت بماند. تغییرات g_m منجر به CMRR ضعیف و جبران‌سازی غیر قابل اتکایی در تقویت‌کننده‌های چند طبقه می‌شود.

به منظور کاهش وابستگی ترانسانایی طبقه ورودی به ولتاژ مد مشترک ورودی از ایده پیشنهاد شده در [۱۷] بهره گرفته شده است. در این ساختار که به صورت کلی یک کسکود تا شده است و در شکل (۵) نمایش داده شده است، از دو زوج ترانزیستور ورودی m_{1-2} از نوع PMOS و m_{3-4} از نوع NMOS استفاده شده است. زوج ورودی NMOS در ولتاژهای مد مشترک ورودی بزرگ عملکرد بهتری دارد و زوج ورودی PMOS در ولتاژهای مد مشترک کوچک بهتر عمل می‌کند. در ولتاژهای میانی هم هر دو زوج عمل می‌کنند. بنابراین واضح هست که جریان هر زوج متناسب با مد مشترک ورودی باید تنظیم شود تا وابستگی ترانسانایی به مد مشترک ورودی کاهش یابد. دو زوج ترانزیستور m_{5-6} و m_{7-8} برای حس کردن ولتاژ حالت مشترک ورودی استفاده شده است. زوج ترانزیستور m_{5-6} ، جریان متناسب با مقدار ولتاژ حالت مشترک را برای زوج ترانزیستورهای PMOS ورودی (m_{1-2}) با استفاده از

Gm_{C1} ، خازن C_1 ، فیدبک Gm_{CA} و مدار CMLPF در شکل (۷) نشان داده شده است. در این شکل، r_{OC1} و C_{OC1} به ترتیب مقاومت و خازن خروجی مدار Gm_{C1} ، r_{LP} و C_{LP} مقاومت و خازن ورودی بلوک CMLPF و A_{CA} بهره ولتاژ بلوک Gm_{CA} است (از آنجایی که مدار Gm_{C1} مشابه شکل (۵) است، مقدار g_{mC3} تقریباً با $1/R_1$ برابر است). ولتاژ خروجی مدار Gm_{C1} با ولتاژ آفست مسیر جبران‌ساز به شکل رابطه (۴) به هم مرتبط است. همان‌طور که ملاحظه می‌شود، مقدار بهره $V_{O_{gmC1}}/V_{OS2}$ در فرکانس‌های پایین تقریباً برابر با $-g_{mC1}/(g_{mC3}A_{CA})$ خواهد شد. بنابراین، با انتخاب مقدار مناسب برای A_{CA} ، بهره در فرکانس‌های پایین کاهش می‌یابد و جلوی اشباع شدن مدار Gm_{C1} در اثر وجود آفست، گرفته می‌شود. در فرکانس‌های میانی، این بهره به مقدار تقریباً $-g_{mC1}r_{LP}$ افزایش می‌یابد ولی اثر آفست یا نویز فلیکر دیگر در این فرکانس‌ها چندان تاثیر گذار نیست.

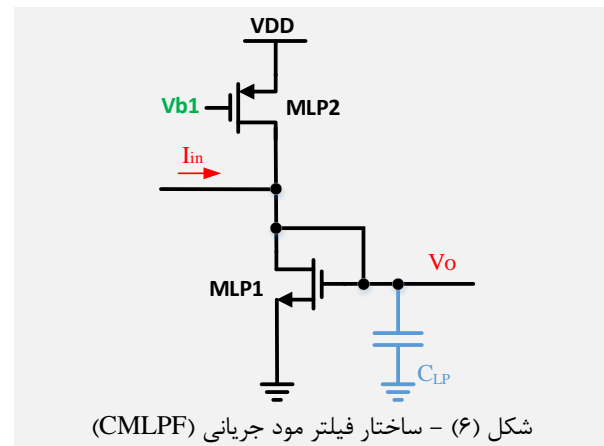


شکل (۷) - مدل‌سازی فیدبک اضافه شده در مسیر جبران‌ساز

برای کنترل اثر آفست V_{OS2} در خروجی Gm_{C2} نیاز به بهره زیادی برای A_{CA} نیست. بنابراین به منظور پیاده‌سازی این بهره در ساختار بلوک Gm_{CA} ، از یک ساختار ساده که در شکل (۸) نشان داده شده، استفاده شده است.

خروجی تقویت‌کننده‌های Gm_{CA} به Gm_{C1} در شکل (۴) نیز از طریق ترانزیستورهای معادل m23-m24 در Gm_{C1} صورت می‌گیرد.

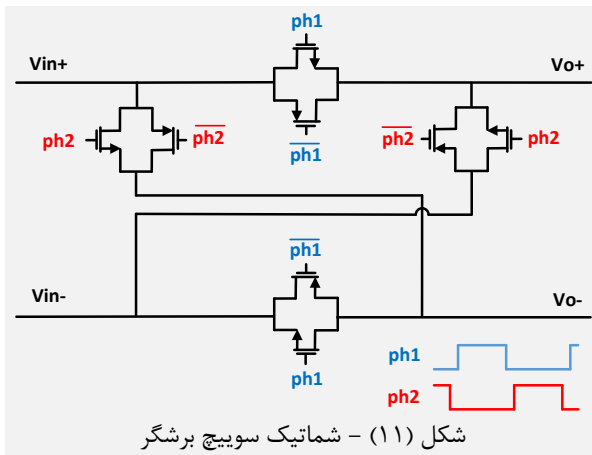
شکل (۶) پیاده‌سازی مدار فیلتر پایین‌گذر مود جریان (CMLPF) را نشان می‌دهد. این مدار علاوه بر اینکه اجزای فرکانس بالای ناشی از تزریق بار و تزریق سیگنال سویچ‌های برشگرها را با پهنای باند محدود خود کاهش می‌دهد، امپدانس ورودی کوچکی داشته که باعث افزایش فرکانس قطب‌های خروجی تقویت‌کننده Gm_{C1} می‌شود. بحث جبران‌سازی فرکانسی در مدارهایی که چند مسیر برای سیگنال تا خروجی وجود دارد، می‌تواند پیچیده باشد. بنابراین از نظر پایداری فرکانسی، وجود این فیلتر با امپدانس ورودی کوچک باعث ساده شدن جبران‌سازی فرکانسی می‌شود. البته امپدانس ورودی کوچک این مدار موجب کاهش بهره تقویت‌کننده Gm_{C1} می‌گردد که با کمک بخش مسیر جبران‌ساز در تقویت اصلی (مقاومت R_1 و ترانزیستورهای m23 و m24 در شکل (۵)) این کاهش بهره، جبران شده است. همچنین ترانزیستور MLP1 آرایش اتصال دیودی داشته و با کمک منبع جریان MLP2 ولتاژ DC مناسب برای خروجی فیلتر و در نتیجه ورودی طبقه Gm_{main} را فراهم می‌کند. علاوه بر این، این فیلتر جریان ورودی را به ولتاژ در خروجی خود تبدیل می‌کند.



شکل (۶) - ساختار فیلتر مود جریانی (CMLPF)

برای بهتر نشان دادن شیوه عملکرد فیدبک اضافه شده به مسیر جبران‌ساز Gm_{CA} در شکل (۴)، مدل ساده مداری خروجی

$$\frac{V_{O_{gmC1}}}{V_{OS2}} = \frac{g_{mC1}r_{OC1}(1 + r_{LP}C_1S + r_{LP}C_{LP}S)}{r_{LP}C_1S(g_{mC3}r_{OC1}A_{CA} + C_1r_{OC1}S) - (1 + g_{mC3}r_{OC1}A_{CA} + r_{OC1}C_{OC1}S + r_{OC1}C_1S)(1 + r_{LP}C_1S + r_{LP}C_{LP}S)} \quad (4)$$



شکل (۱۱) - شماتیک سویچ برشگر

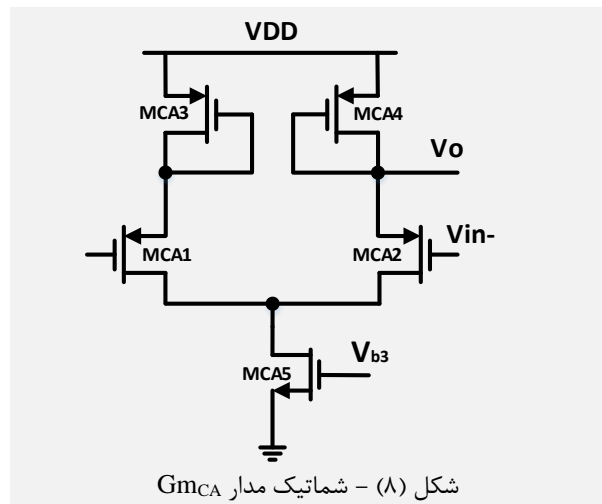
سویچ‌های برشگر CH1 و CH2 در شکل (۴)، با استفاده از چهار سویچ T-Gate به صورت مدار شکل (۱۱) پیاده‌سازی شده‌اند. این سویچ‌ها توسط دو سیگنال ph1 و ph2 که پالس-های ساعت ناهمپوشان هستند، کنترل می‌شوند. بنابراین یا مسیر مستقیم بین ورودی و خروجی برقرار هست یا مسیر ضربی، که موجب ضرب شدن سیگنال در پالس ساعت می‌شود.

۴- نتایج شبیه‌سازی

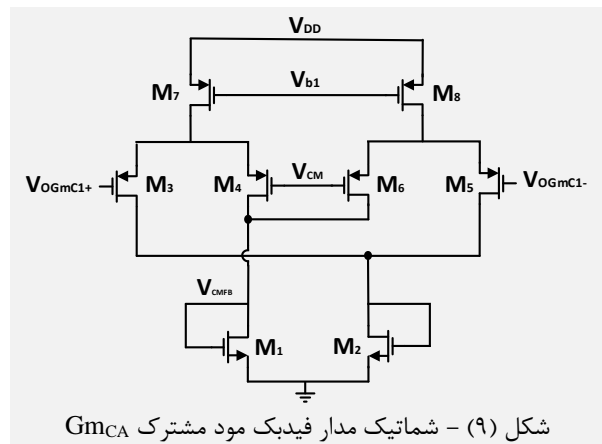
تقویت‌کننده عملیاتی حلقه باز در تکنولوژی CMOS 180 nm طراحی و شبیه‌سازی شده است. ولتاژ تغذیه 1.8 V و فرکانس ساعت مدار برشگر 50 kHz در نظر گرفته شده است. برای اینکه تقویت‌کننده عملیاتی به طور صحیح مورد آزمایش و تحلیل قرار گیرد، از یک فیدبک ساده واحد استفاده شده است. فیدبک واحد از نظر پایداری فرکانسی تقویت‌کننده سخت‌گیرانه‌ترین حالت است.

بهره‌گیری از برشگر در تقویت‌کننده پیشنهادی باعث می‌شود که مدار عملکردی متغیر با زمان داشته باشد. بنابراین برای تحلیل این مدار دیگر نمی‌توان از تحلیل‌های متداولی مثل AC، Stability یا Noise استفاده کرد. با توجه ماهیت پریودیک مدار برشگر، تحلیل صحیح، استفاده از ترکیب تحلیل PSS به همراه تحلیل‌هایی مانند PAC، Pstability و Pnoise می‌باشد.

نمودار شکل (۱۲) بهره و فاز حلقه باز تقویت‌کننده عملیاتی را نشان می‌دهد که با کمک تحلیل PSS+PAC بدست آمده است. بهره حلقه باز 91.22 dB و حاشیه فاز 42.2° می‌باشد. همچنین پهنای باند بهره واحد، 224.6 kHz می‌باشد.



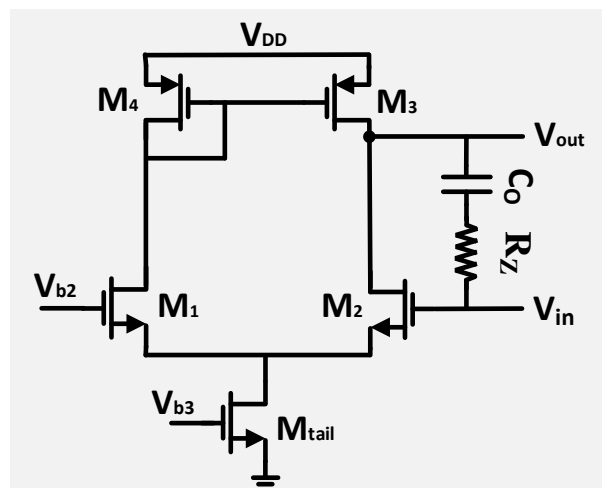
شکل (۸) - شماتیک مدار GmCA



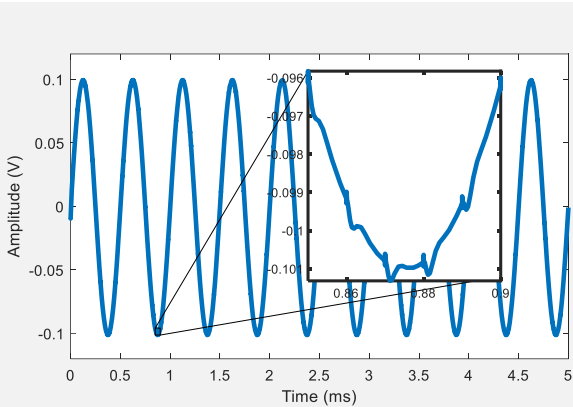
شکل (۹) - شماتیک مدار فیدبک مود مشترک GmCA

با توجه به اینکه مدار GmCI از نوع تقویت‌کننده تمام تفاضلی است، به مدار فیدبک مود مشترک (CMFB) نیاز دارد. مدار فیدبک مود مشترک استفاده شده در شکل (۹) نمایش داده شده که ساختاری متداول است.

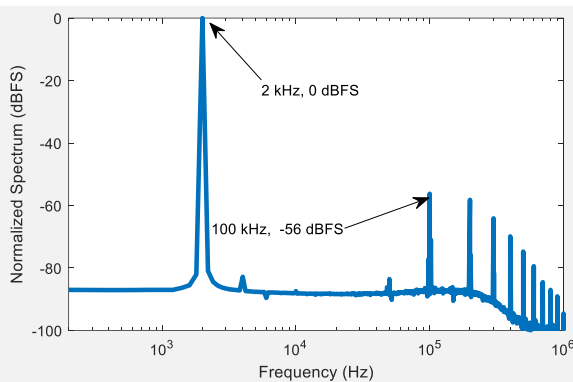
مدار بلوک Gmo و خازن فیدبک آن (خازن Co) در شکل (۴) به صورت شکل (۱۰) طراحی شده است. به منظور از بین بردن اثر صفر ناشی از خازن فیدبک Co بر روی پایداری کل تقویت‌کننده عملیاتی، مقاومت Rz با خازن سری شده است.



شکل (۱۰) - شماتیک مدار Gmo به همراه فیدبک خازنی



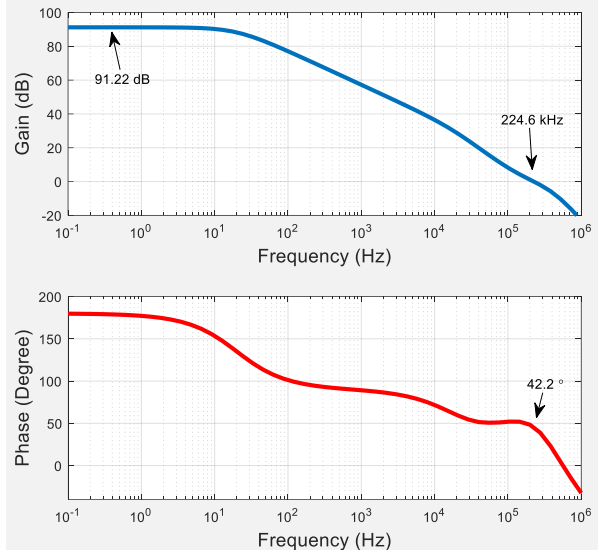
شکل (۱۴) - تحلیل گذرای خروجی تقویت کننده در حضور آفست



شکل (۱۵) - طیف تحلیل گذرای خروجی تقویت کننده در حضور آفست

همان طور که توضیح داده شد، وجود آفست در مسیر کمکی می‌تواند موجب ظهور ریبیل‌های بزرگی در خروجی تقویت کننده شود که البته با اصلاح مسیر کمکی به صورت پیشنهاد شده در شکل (۴) این مشکل برطرف شد. شبیه‌سازی گذرای تقویت کننده در شکل (۱۴) برای ورودی سینوسی با فرکانس 2 kHz و در حضور آفست در مسیر کمکی (منبع V_{OS2} در شکل (۴)) نشان داده شده است. ریبیل‌های بسیار کوچکی که در قسمت بزرگ شده نمودار مشاهده می‌شود ناشی از تزریق بار سویچینگ-های مدار برشگر است و به منبع V_{OS2} ارتباطی ندارد. در عین حال این ریبیل‌ها کوچک بوده و تاثیر زیادی در بیشتر کاربردها ندارند. شکل (۱۵) طیف تحلیل گذرای خروجی مدار را نشان می‌دهد. به منظور مشاهده بهتر طیف، نمودار بر حسب دامنه ورودی نرمال سازی شده است. همان طور که ملاحظه می‌شود، بزرگترین هارمونیک در فرکانس دو برابر فرکانس برشگر بوده که 56 dBFS از دامنه سینوسی ورودی کوچکتر است.

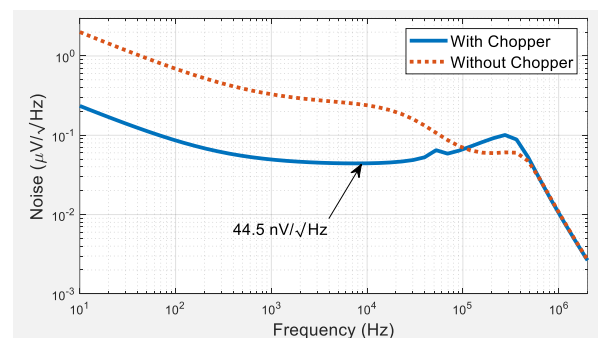
به منظور نشان دادن میزان آفست و تاثیر مدار برشگر بر کاهش آفست، تحلیل مونت کارلو بر روی تقویت کننده به شکل فیدبک واحد انجام شده است. شکل (۱۶) خروجی تحلیل مونت کارلو را در دو حالت مدار برشگر غیرفعال و فعال برای ۱۰۰ اجرا نمایش می‌دهد. همان طور که ملاحظه می‌شود، انحراف معیار



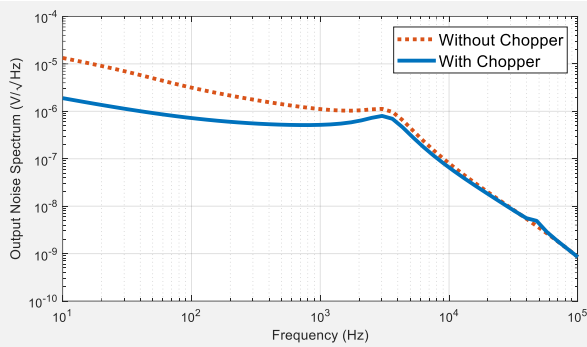
شکل (۱۲) - بهره و فاز حلقه باز تقویت کننده عملیاتی

با استفاده از فرکانس بهره واحد 224.6 kHz می‌توان برای یک تقویت کننده با پهنای باند کم مثل تقویت کننده ECG یا EEC (100 Hz-150 Hz) به بهره‌های بیش از 1000 و برای کاربردهای با فرکانس بالاتر مثل ENG (10 kHz) به بهره 22 دست یافت که برای تقویت کننده سر جلوبی کافی است. لازم به ذکر است که در طراحی تقویت کننده‌ها، تقویت کننده ورودی معمولاً نمی‌تواند کل بهره مورد نیاز را پوشش دهد و لازم است از چند طبقه تقویت کننده برای دستیابی به بهره مورد نیاز استفاده نمود.

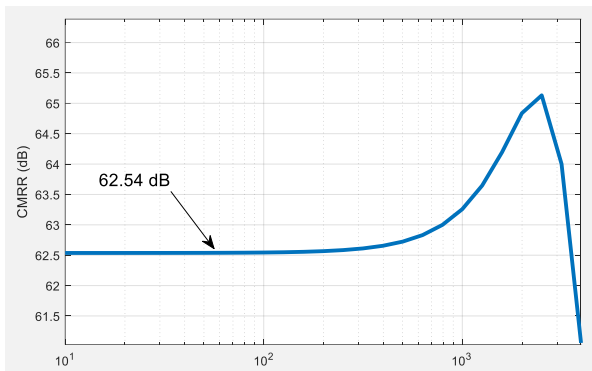
در شکل (۱۳) نمودار چگالی طیف نویز تقویت کننده با کمک تحلیل PSS+PNoise برای حالتی که مدار برشگر فعال است و با کمک تحلیل Noise برای حالتی که مدار برشگر غیرفعال است، رسم شده است. همان طور که ملاحظه می‌شود، با فعال کردن مدار برشگر مقدار چگالی نویز در فرکانس‌های پایین به طور چشم گیری کاهش داشته است و مقدار زیادی از نویز فلیکر و آفست حذف شده است. مقدار چگالی نویز در فرکانس 10 kHz برابر با $44.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ بدست آمده است.



شکل (۱۳) - چگالی طیف نویز تقویت کننده عملیاتی با فعال و غیرفعال بودن مدار برشگر



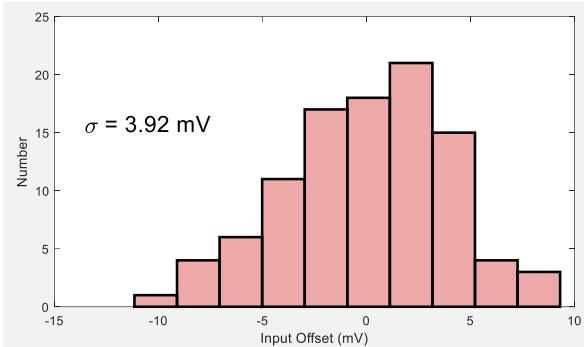
شکل (۱۹) - نویز در خروجی Difference Amplifier در دو حالت مدار برشگر غیرفعال و فعال



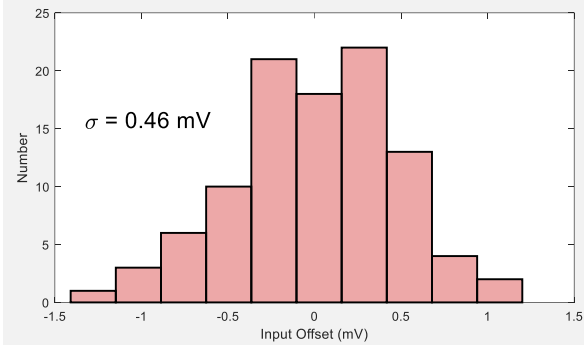
شکل (۲۰) - CMRR تقویت کننده عملیاتی

Amplifier مطابق شکل (۱۷) بسته شده است. بهره تقویت کننده ۱۰ و پهنای باند آن حدود ۵ kHz در نظر گرفته شده است. پاسخ فرکانسی در شکل (۱۸) نمایش داده شده است. در شکل (۱۹) چگالی طیف نویز خروجی تقویت کننده شکل (۱۷) با فعال و غیرفعال بودن مدار برشگر رسم شده است. به منظور جلوگیری از تاثیر نویز مقاومت‌ها، نویز آن‌ها شبیه‌سازی نشده است. انتگرال نویز ارجاع داده شده به ورودی تقویت کننده در بازه فرکانسی ۱۰ Hz تا ۱۰۰ kHz در حالت غیرفعال بودن مدار برشگر برابر با $9.79 \mu\text{Vrms}$ بدست آمده است که با فعال کردن مدار برشگر پیشنهادی، به $4.54 \mu\text{Vrms}$ کاهش یافته است. مقدار نویز $4.54 \mu\text{Vrms}$ برای بسیاری از کاربردها از جمله کاربردهای عصبی مناسب هست [۱۹]، [۲۰]. انتگرال نویز تابع جذر پهنای باند مدار حلقه بسته هست و با کاهش پهنای باند برای کاربردهایی مانند ECG و EEG، نویز نیز کاهش می‌یابد. شکل (۲۰) نمودار CMRR تقویت کننده عملیاتی را که با روش گفته شده در [۲۱] شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده، نمایش می‌دهد. مقدار آن برای اغلب مدارهای ابزار دقیق پزشکی کافی هست.

برای نشان دادن بهتر میزان ریبیل خروجی و تاثیر مدار پیشنهادی در کاهش آن، شبیه‌سازی‌های دیگری انجام و نتایج آن اضافه شده است. شبیه‌سازی‌ها در دو حالت مدار با کاهش

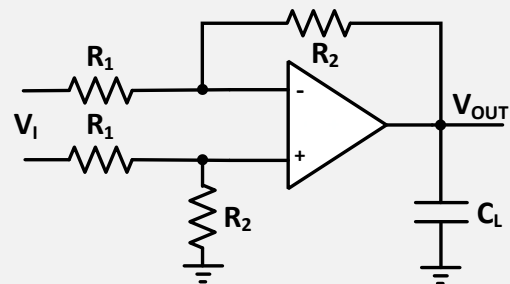


(الف)

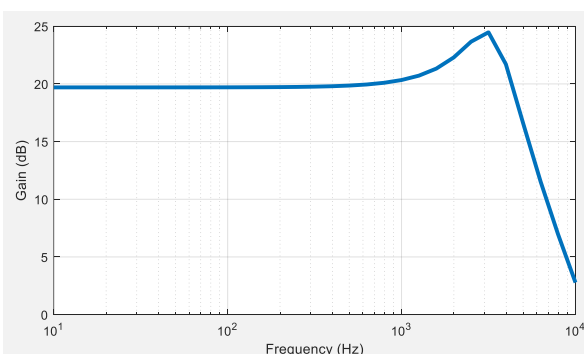


(ب)

شکل (۱۶) - آفست ورودی تقویت کننده در دو حالت (الف) مدار برشگر غیرفعال و (ب) مدار برشگر فعال



شکل (۱۷) - پیاده‌سازی Difference Amplifier با استفاده از تقویت کننده عملیاتی پیشنهادی



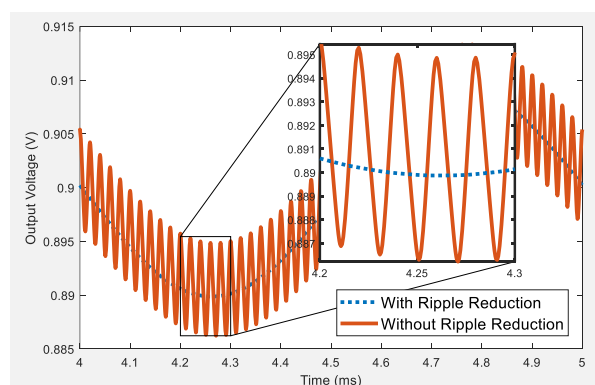
شکل (۱۸) - پاسخ فرکانسی Difference Amplifier

آفست تقویت کننده عملیاتی از 3.92 mV به 0.46 mV بعد از فعال شدن مدار برشگر، کاهش یافته است. از آنجایی که انتگرال نویز در کنار چگالی نویز از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است، تقویت کننده عملیاتی در قالب یک Difference

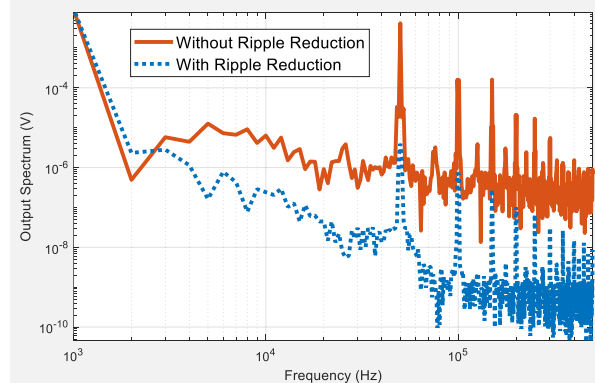
کاهش یافته است. برای اینکه تاثیر پهنای باند سیستم حلقه بسته و تاثیر مکانیزم کاهش ریبیل بهتر مشاهده شود، پهنای باند تقویت‌کننده شکل (۱۷) را به حدود 17 kHz افزایش و آزمایش مجدداً تکرار شده است. نمودار خروجی زمانی و طیف فرکانسی آن در شکل (۲۲) نمایش داده شده است. مثلیتی بودن ریبیل‌ها که در شکل (۲) نشان داده شده است، به خوبی در شبیه‌سازی شکل (۲۲) ملاحظه می‌شود. همچنین اهمیت وجود مدار کاهش ریبیل در کاربردهای با پهنای باند بالا به خوبی دیده می‌شود.

جدول ۱ مقایسه مدار پیشنهادی با سایر کارهای ارائه شده را نشان می‌دهد. تمامی این تقویت‌کننده‌های عملیاتی به صورت حلقه باز بوده و می‌توان فیدبک دلخواه را به آن اضافه کرد. کارها از نظر تکنولوژی ساخت CMOS مشابه می‌باشند. مدارها از نظر فرکانس برشگر، چگالی ولتاژ نویز، پهنای باند بهره واحد، بهره حلقه باز، جریان مصرفی با هم مقایسه شده‌اند. به منظور مقایسه بهتر از یک معیار شایستگی (FoM) به صورت رابطه (۵) استفاده شده است [۳]. در این رابطه I_q جریان مصرفی تقویت‌کننده بر حسب mA و e_n چگالی ولتاژ نویز بر حسب nV/√Hz می‌باشد.

$$FoM = I_q \times e_n^2 \quad (5)$$



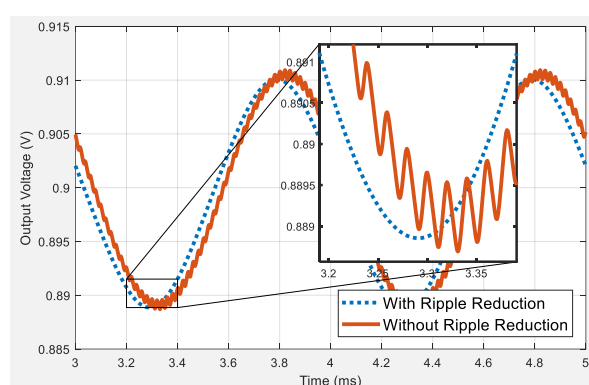
(الف)



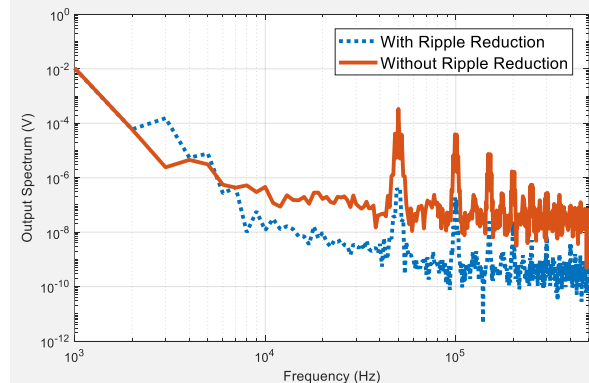
(ب)

شکل (۲۲) - الف) خروجی Difference Amplifier با پهنای باند 17 kHz برای ورودی سینوسی در حالتی که مکانیزم کاهش ریبیل فعال و غیرفعال باشد. ب) طیف فرکانسی آن.

ریپل و بدون کاهش ریبیل صورت گرفته است. به منظور غیرفعال کردن مکانیزم کاهش ریبیل پیشنهادی، خازن‌های C1 در شکل (۴) اتصال کوتاه شده است. بدین ترتیب دیگر اثر آفست V_{OS2} حذف نمی‌شود. همچنین با اتصال کوتاه کردن این خازن‌ها، مدارهای G_{mCA} نیز بی‌تاثیر می‌شوند. تحت این شرایط، با استفاده از تقویت‌کننده عملیاتی پیشنهادی، Difference Amplifier شکل (۱۷) بسته شده است. ابتدا پهنای باند مدار حدود 5 kHz تنظیم شده است. مدار در حضور یک ورودی سینوسی با فرکانس 1 kHz و $V_{OS2} = 10$ mV شبیه‌سازی شده است. در شکل (۲۱) قسمت (الف)، نمودار خروجی زمانی برای دو حالت با و بدون مکانیزم کاهش ریبیل نمایش داده شده است. همان‌طور که قبلاً توضیح داده شده است، ولتاژ آفست V_{OS2} به فرکانس برشگر (50 kHz) مدوله شده و در انتگرال‌گیر به شکل مثلیتی ظاهر می‌شود. ولی از آنجایی که پهنای باند تقویت‌کننده حلقه بسته 5 kHz است، مقدار قابل توجهی از دامنه ریبیل‌ها فیلتر و تضعیف شده است. همچنین برای بهتر دیده شدن میزان ریبیل، طیف فرکانسی خروجی در شکل (۲۱) قسمت (ب) رسم شده است. با فعال شدن مکانیزم کاهش ریبیل، مقدار ریبیل‌ها در فرکانس 50 kHz برشگر، از محدوده چند صد میکرو ولت به کمتر از میکرو ولت



(الف)



(ب)

شکل (۲۱) - الف) خروجی Difference Amplifier با پهنای باند 5 kHz برای ورودی سینوسی در حالتی که مکانیزم کاهش ریبیل فعال و غیرفعال باشد. ب) طیف فرکانسی آن.

جدول (۱) - مقایسه تقویت‌کننده پیشنهادی با سایر کارها

[۲۲]	[۸]	[۱۶]	[۷]	[۶]	[۱۰]	[۲۳]	[۹]	[۳]	پیشنهادی	
180	180	130	180	180	180	180	350	300	180	تکنولوژی ساخت (nm)
10	25	100	2500	20	19	125	50	125	50	فرکانس برشگر (kHz)
136	16	40	3	16	6.42	6.62	95	55	44.5	چگالی ولتاژ نویز (nV/√Hz)
-	10	0.004	6.9	4.2	0.874	2.69	0.1	0.35	0.225	پهنای باند بهره واحد (MHz)
-	-	34	146	-	-	132	100	130	87	بهره حلقه باز (dB)
1.872	850	3.8	3300	550	46.5	117.2	13	17	12.7	جریان مصرفی (μA)
34.6	217	6	29.7	140	1.9	5.1	117	51	25.1	ضریب شایستگی (nV ² /Hz.mA)

همان طور که در بخش ۳ توضیح داده شده است، در مدار پیشنهاد شده از ساختاری در تقویت‌کننده استفاده شده که با تغییرات مود مشترک ورودی، ترانسپانسی تقریباً ثابت است. ولی استفاده از این تکنیک موجب افزایش توان مصرفی تقویت‌کننده می‌شود. به جز مرجع [۹]، سایر کارهای مقایسه شده فاقد چنین ویژگی مهمی هستند. مدار مرجع [۱۶] دارای پهنای باند بسیار کوچکی هست که دامنه کاربرد تقویت‌کننده را بسیار محدود می‌کند. از طرفی ساختارهای [۱۰] و [۱۶] به آفست مسیر جبران‌ساز حساس هستند و امکان اشباع شدن آنها وجود دارد. همه کارهای مقایسه شده در جدول (۱) به جز [۲۲] به صورت تقویت‌کننده عملیاتی حلقه باز (stand alone) هستند. در [۲۲] تقویت‌کننده به همراه فیدبک برای کاربرد خاص به صورت مجتمع پیاده‌سازی شده است. جریان مصرفی خیلی پایین این کار نسبت به سایر کارها، ناشی از بهینه شدن مدار برای یک کاربرد خاص است. با این وجود تقویت‌کننده عملیاتی پیشنهادی از نظر معیار شایستگی در جایگاه بهتری می‌باشد.

۶- مراجع

- [1] T. N. Lin, B. Wang, and A. Bermak, "Ripple suppression in capacitive-gain chopper instrumentation amplifier using amplifier slicing," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 68, no. 10, pp. 3991–4000, Oct. 2021, doi: 10.1109/TCSI.2021.3100752.
- [2] C. C. Enz and G. C. Temes, "Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections: autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization," *Proceedings of the IEEE*, vol. 84, no. 11, pp. 1584–1614, 1996, doi: 10.1109/5.542410.
- [3] R. Burt and J. Zhang, "A micropower chopper-stabilized operational amplifier using a SC notch filter with synchronous integration inside the continuous-time signal path," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 41, no. 12, pp. 2729–2736, Dec. 2006, doi: 10.1109/JSSC.2006.884195.
- [4] Y.-K. Huang and S. Rodriguez, "Noise analysis and design methodology of chopper amplifiers with analog DC-servo loop for biopotential acquisition applications," *IEEE Trans Very Large Scale Integr VLSI Syst*, vol. 32, no. 1, pp. 55–67, Jan. 2024, doi: 10.1109/TVLSI.2023.3315417.
- [5] M. Saad, M. El-Nozahi, and H. Ragai, "A chopper capacitive feedback instrumentation amplifier with input impedance boosting technique," in *2016 IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2016, pp. 1–4. doi: 10.1109/MWSCAS.2016.7870153.
- [6] T. Rooijers, S. Karmakar, Y. Kusuda, J. H. Huijsing, and K. A. A. Makinwa, "A fill-in technique for robust IMD suppression in chopper amplifiers," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 56, no. 12, pp. 3583–3592, Dec. 2021, doi: 10.1109/JSSC.2021.3107350.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت‌کننده عملیاتی با قابلیت کاهش آفست و نویز فلیکر، معرفی گردید. در این مدار از یک مسیر جبران‌ساز به منظور کاهش نویز و آفست مسیر اصلی استفاده شده است. در مدار تقویت‌کننده جبران‌ساز از تکنیک مدار برشگر استفاده شد تا نویز فلیکر و آفست کل تقویت‌کننده کاهش یابد. همچنین به منظور از بین بردن ریبیل خروجی ناشی از آفست تقویت‌کننده جبران‌ساز، از کوپلاژ خازنی و به منظور جلوگیری از اشباع تقویت‌کننده جبران‌ساز یک فیدبک به آن اضافه شد. همچنین تقویت‌کننده دارای ورودی مود مشترک rail-to-rail است. تقویت‌کننده عملیاتی در تکنولوژی CMOS 0.18 μm با تغذیه 1.8 V طراحی شده است. بر اساس نتایج شبیه‌سازی، توان مصرفی تقویت‌کننده عملیاتی 23 μW و چگالی ولتاژ نویز آن 44.5 nV/√Hz بدست آمده است.



- [17] A. L. Coban and P. E. Allen, "A low-voltage CMOS op amp with rail-to-rail constant-gm input stage and high-gain output stage," in *Proceedings of ISCAS'95 - International Symposium on Circuits and Systems*, Seattle, WA, USA, 1995, pp. 1548–1551. doi: 10.1109/ISCAS.1995.521431.
- [18] D. Johns and K. Martin, *Analog integrated circuit design*. Wiley, 1997.
- [19] H. Rezaee-Dehsorkh, N. Ravanshad, R. Lotfi, and K. Mafinezhad, "A linear tunable amplifier for implantable neural recording application," in *IEEE 54th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, Seoul, Korea: IEEE, 2011, pp. 1–4.
- [20] H. Rezaee-Dehsorkh, N. Ravanshad, R. Lotfi, K. Mafinezhad, and A. M. Sodagar, "Analysis and Design of Tunable Amplifiers for Implantable Neural Recording Applications," *IEEE J Emerg Sel Top Circuits Syst*, vol. 1, no. 4, pp. 546–556, Dec. 2011, doi: 10.1109/JETCAS.2011.2174492.
- [21] *Analog Devices, Inc., MT-042 Tutorial: Op Amp Common-Mode Rejection Ratio (CMRR)*.
- [22] X. Tran, X. Kieu, X. Pham, D. Pham, and M. Hoang, "A 1.87 μ W capacitively coupled chopper instrumentation amplifier with a 0.36 mV output ripple and a 1.8 G Ω input impedance for biomedical recording," *Journal of Low Power Electronics and Applications*, vol. 14, no. 3, p. 37, Jul. 2024, doi: 10.3390/jlpea14030037.
- [23] H. Kim *et al.*, "Chopper-stabilized low-noise multipath operational amplifier with dual ripple rejection loops," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 67, no. 11, pp. 2427–2431, Nov. 2020, doi: 10.1109/TCSII.2020.2977664.
- [7] Y. Koolivand *et al.*, "A 69MHz-bandwidth 40V/ μ s-slew-rate 3nV/VHz-noises 4.5 μ V-offset chopper operational amplifier," in *Proceedings of the Custom Integrated Circuits Conference*, San Antonio, TX, USA, 2023, pp. 1–2. doi: 10.1109/CICC57935.2023.10121273.
- [8] T. Qu, L. Liu, X. Zeng, Z. Hong, and J. Xu, "A 0.24- μ V-input-ripple 8- μ V-input-offset 10-MHz chopper operational amplifier employing MOS-DAC-based offset calibration," *IEEE Solid State Circuits Lett*, vol. 6, pp. 17–20, 2023, doi: 10.1109/LSSC.2023.3235115.
- [9] Y. Kusuda, "Auto correction feedback for ripple suppression in a chopper amplifier," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 45, no. 8, pp. 1436–1445, Aug. 2010, doi: 10.1109/JSSC.2010.2048142.
- [10] M. Yoo *et al.*, "Low-noise operational amplifier using dual-path dual-chopper fill-in technique," *IEEE Sens J*, vol. 24, no. 8, pp. 12550–12559, 2024, doi: 10.1109/JSEN.2024.3368023.
- [11] M. Dei, J. Aymerich, M. Piotto, P. Bruschi, F. J. del Campo, and F. Serra-Graells, "CMOS interfaces for internet-of-wearables electrochemical sensors: trends and challenges," Feb. 01, 2019, *MDPI AG*. doi: 10.3390/electronics8020150.
- [12] J. F. Witte, K. A. A. Makinwa, and J. H. Huijsing, "A CMOS chopper offset-stabilized opamp," *IEEE J Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 7, pp. 1529–1535, Jul. 2007, doi: 10.1109/JSSC.2007.899080.
- [13] Q. Fan, F. Sebastiano, J. H. Huijsing, and K. A. A. Makinwa, "A 1.8 μ W 60 nV/ \sqrt Hz capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier in 65 nm CMOS for wireless sensor nodes," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Jul. 2011, pp. 1534–1543. doi: 10.1109/JSSC.2011.2143610.
- [14] J. Zheng, W.-H. Ki, and C.-Y. Tsui, "Analysis and design of a ripple reduction chopper bandpass amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 4, pp. 1185–1195, 2018, doi: 10.1109/TCSI.2017.2751970.
- [15] C. Y. Wu, C. H. Cheng, and Z. X. Chen, "A 16-channel CMOS chopper-stabilized analog front-end ECoG acquisition circuit for a closed-loop epileptic seizure control system," *IEEE Trans Biomed Circuits Syst*, vol. 12, no. 3, pp. 543–553, Jun. 2018, doi: 10.1109/TBCAS.2018.2808415.
- [16] P. Vejdani and F. Nabki, "Dual-path and dual-chopper amplifier signal conditioning circuit with improved SNR and ultra-low power consumption for MEMS," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, no. 6, pp. 2253–2262, 2019, doi: 10.1109/TCSI.2019.2893861.