

The Neural Signals Amplifier with Low Power Consumption and Adjustable Gain and Bandwidth

Tamsili, Jamshid¹ / Ramazani, Abbas^{2*} / Sohrabi, Zahra³

¹ – MSc, Electrical Engineering Department, Hamedan University of Technology, Hamedan, Iran

² – Assistant Professor, Electrical Engineering Department, Engineering Faculty, Bu-Ali Sina University, Hamedan, Iran

³ - Assistant Professor, Electrical Engineering Department, Engineering Faculty, Bu-Ali Sina University, Hamedan, Iran

ARTICLE INFO

DOI: 10.22041/ijbme.2025.2069187.1993

Received: 25/8/2025

Revised: 28/10/2025

Accepted: 3/11/2025

KEY WORDS

Neural Signals
Amplifier
Adjustable Bandwidth
Adjustable Gain
Low Power

ABSTRACT

The use of neural signal recording systems in medical science in the diagnosis of various diseases is growing significantly. Neural signals, due to their nature, have a very low amplitude, so in order to perform any processing on these signals, they must first be amplified. Neural signals have a different frequency range from 1 Hz to 10 kHz, so it is necessary for the amplifier to have the ability to adjust the bandwidth to select the desired frequency range, and also because the amplitude of neural signals varies according to the type and location of the electrodes implanted in the brain, the amplifier must also have the ability to adjust the gain. In this article, a two-stage amplifier is presented that has the ability to adjust the gain and bandwidth in both stages and can amplify neural signals with low amplitudes and different frequency ranges with low power consumption. This amplifier has the ability to change the low cutoff frequency from 1.2 Hz to 27 Hz and the high cutoff frequency from 14.6 kHz to 12.6 kHz, and has a gain amplification range of 53 dB to 97 dB with a power consumption of about 10.9 microwatts. All the circuit simulation steps were performed in the Cadence software with 180 nanometer CMOS technology and a supply voltage of 1.8 V.

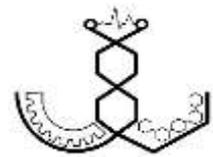
*Corresponding Author

Address: Electrical Engineering Department, Engineering Faculty, Bu-Ali Sina University, Hamedan, Iran

Postal Code:

E-Mail: a.ramazani@basu.ac.ir

Tel: 081-31402020



تقویت کننده سیگنالهای عصبی با توان مصرفی پایین و با قابلیت تنظیم پهنای باند و بهره

تمثیلی، جمشید^۱ / رضائی، عباس^{۲*} / سهرابی، زهرا^۳

^۱ - دانش آموخته کارشناسی ارشد، گروه مهندسی برق، دانشگاه صنعتی همدان، همدان، ایران
^۲ - استادیار، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران
^۳ - استادیار، گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران

مشخصات مقاله

شناسه‌ی دیجیتال: 10.22041/ijbme.2025.2069187.1993

پذیرش: ۱۴۰۴/۸/۱۲

بازنگری: ۱۴۰۴/۸/۶

ثبت در سامانه: ۱۴۰۴/۶/۳

چکیده

واژه‌های کلیدی

استفاده از سیستم‌های ضبط سیگنال های عصبی در علوم پزشکی در تشخیص بیماریهای مختلف به طور قابل توجهی رو به رشد است. سیگنالهای عصبی با توجه با ماهیت آنها، دامنه‌ی بسیار کمی دارند بنابراین جهت انجام هرگونه پردازش روی این سیگنال‌ها ابتدا باید آنها را تقویت کرد. سیگنال های عصبی دارای محدوده فرکانسی مختلفی از ۱ هرتز تا ۱۰ کیلوهرتز هستند بنابراین لازم است تقویت کننده قابلیت تنظیم پهنای باند جهت انتخاب محدوده فرکانسی دلخواه را داشته باشد و همچنین به دلیل اینکه دامنه سیگنالهای عصبی با توجه به نوع و محل الکترود های کاشته شده در مغز متغیر است تقویت کننده باید قابلیت تنظیم بهره را هم داشته باشد. در این مقاله یک تقویت کننده دو طبقه ارائه شده است که قابلیت تنظیم بهره و پهنای باند را در هر دو طبقه دارد و می‌تواند سیگنالهای عصبی با دامنه‌های کم و محدوده فرکانسی متفاوت را با مصرف توان پایین تقویت کند. این تقویت کننده قابلیت تغییر فرکانس قطع پایین از محدوده ۲/۱ هرتز تا ۲۷ هرتز و فرکانس قطع بالا از ۶/۱۴ کیلو هرتز تا ۱۲/۶ کیلو هرتز و تقویت بهره در محدوده ۵۳ دسیبل تا ۹۷ دسیبل با مصرف توانی در حدود ۱۰/۹ میکرووات را دارد. تمامی مراحل شبیه سازی مدار در نرم افزار کیدنس با تکنولوژی ۱۸۰ نانوسی ماس و ولتاژ تغذیه ۱،۸ ولت انجام شده است.

سیگنالهای عصبی
تقویت کننده
پهنای باند متغیر
بهره متغیر
توان پایین

*نویسنده‌ی مسئول

نشانی: گروه مهندسی برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه بوعلی سینا، همدان، ایران

تلفن: ۳۱۴۰۲۰۲۰-۰۸۱

پست الکترونیک: a.ramazani@basu.ac.ir

کد پستی:

۱- مقدمه

برای دانشمندان و محققانی که در زمینه فعالیت‌های مغزی تحقیق می‌کنند نحوه تولید سیگنال‌های مغزی و نقش آنها در ایجاد فرامین اجرایی به اعضای بدن یک مسیر علمی جالب و جدید به شمار می‌آید که در این رابطه ضبط سیگنال‌های عصبی مغز در تکمیل کردن دانش عصب شناسی نقش بسیار مهمی دارد. [۱] انتقال سیگنال‌های الکتریکی، و الکترو شیمیایی در سیستم‌های عصبی توسط تعداد بی شماری نورون صورت می‌گیرد این نورون‌ها توسط شبکه‌ای به نام سیناپس به هم متصل شده‌اند. اگر در این شبکه انتقال، اختلالی صورت بگیرد، به صورت مشکلات روانی و عصبی خودنمایی می‌کند. پس جهت اطلاع کامل از نحوه عملکرد سیگنال‌های عصبی و درمان اختلالات بوجود آمده و انجام تحقیقات بر روی این سیگنال‌ها باید ابتدا سیگنال‌های عصبی را ضبط نمود و آنها را پردازش کرد. [۲].

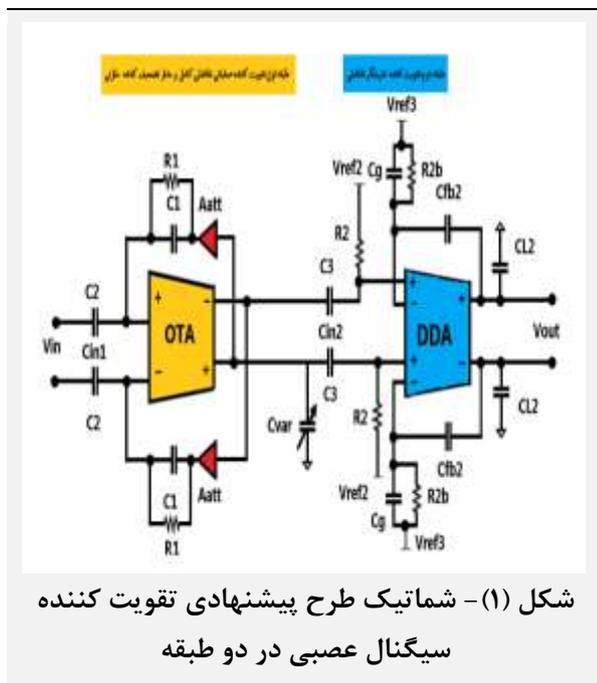
به دلیل دارا بودن دامنه بسیار کوچک، و همچنین فرکانس‌های مختلف سیگنال‌های عصبی که توسط الکترودهای کاشته شده در غشاء مغز انتقال می‌یابند سیگنال‌های عصبی دارای دامنه بسیار کوچکی هستند این سیگنال‌ها به دو دسته تقسیم می‌شوند سیگنال‌های میدان‌های محلی (LFP) با دامنه‌ای تقریباً در حدود ۵ میلی‌ولت که محدوده فرکانسی آنها ممکن است تا زیر ۱ هرتز هم باشد. حداکثر فرکانس این سیگنال‌ها حدود ۳۰۰ هرتز است و گروه دوم سیگنال‌های پتانسیل عمل (AP) با دامنه‌ای در حدود ۴۰ میلی‌ولت و همچنین محدوده فرکانسی ۲۰۰ هرتز تا ۱۰ کیلوهرتز است. جهت ضبط این سیگنال‌ها و انتخاب باند فرکانسی مورد نظر باید قبل از انجام هرگونه عملیاتی روی آنها ابتدا تقویت شده و باند فرکانسی مورد نظر نیز انتخاب شود همچنین با توجه به اینکه این سیگنال‌ها در طبقات بعدی به مدارات مختلف دیگری جهت پردازش انتقال داده می‌شود جهت عدم ایجاد اعوجاج در طبقات بعدی بهره تقویت کننده نیرباید تحت کنترل باشد. لذا به یک تقویت کننده سیگنال عصبی با قابلیت تنظیم پهنای باند و همچنین تنظیم بهره نیاز داریم. همچنین مدار تقویت کننده سیگنال‌های عصبی باید مشخصات خاصی مانند توان پایین، امپدانس ورودی بالا، مساحت اشغال شده کم و همچنین نویز کم را داشته باشد.

برای به دست آوردن سیگنالی با وضوح بالا نیاز به تراشه ضبط سیگنال‌های عصبی با تعداد کانال زیاد می‌باشد و برای جلوگیری از افزایش مساحت تراشه باید، مساحت هر کانال به اندازه کافی کوچک باشد. از طرف دیگر ظرفیت کم باتری و توان لازم

سیستم‌های ضبط جهت انتقال اطلاعات به صورت بی‌سیم، مصرف انرژی را به یکی دیگر از محدودیت‌های مهم تبدیل کرده است. بعلاوه برای جلوگیری از گرمایش در محل اتصال الکتروود به بافت مغز باید مصرف توان تلف شده روی تراشه حداقل ممکن باشد. علاوه بر این نویز ارجاعی ورودی باید از نویز ذاتی بافت، الکتروودها و مدارها کوچکتر باشد تا بتوان سیگنال‌های عصبی با دامنه کوچک نیز تقویت شده و با نویز ورودی ادغام نشود. رایج‌ترین تقویت کننده ضبط سیگنال‌های عصبی تقویت کننده‌های کوپلینگ خازنی هستند. این نوع تقویت کننده، از یک شبکه فیدبک که متشکل از خازن و مقاومت و خازن ورودی می‌باشد تشکیل شده است. برای دستیابی به فرکانس قطع بالا و پایین مناسب و همچنین اندازه کوچکتر خازن، مقدار مقاومت استفاده شده در شبکه فیدبک باید به اندازه کافی بزرگ باشد. در این حالت بدلیل اینکه از شبه مقاومت استفاده می‌شود، می‌توان از مقادیر کوچک‌تری از خازن در تقویت کننده‌ها استفاده کرد. مدار داخلی تقویت کننده ضبط سیگنال عصبی، از نوع تقویت کننده هدایت انتقالی می‌باشد و جهت حذف نویز و کاهش سطح ولتاژ حالت مشترک از نوع تقویت کننده‌های هدایت انتقالی تفاضلی استفاده می‌شود. این تقویت کننده‌ها در حالت‌های مختلفی استفاده می‌شود که معمولاً دارای دو ورودی ولتاژ با یک یا دو خروجی جریان است. در برخی موارد در طراحی این نوع از تقویت کننده‌های ضبط سیگنال عصبی از تقویت کننده‌های هدایت انتقالی که دارای چهارپایه ورودی ولتاژ با یک یا دو پایه خروجی جریان هستند، استفاده شده است. درحالی که از این نوع تقویت کننده هدایت انتقالی استفاده شود تقویت کننده تفاضلی تفریق‌گر نامگذاری می‌شود. در مراجع [۷] مدارهای پیشنهادی مختلفی برای پیاده‌سازی تقویت کننده سیگنال‌های عصبی ارائه شده است. در مرجع [۷] تغییرات در فرکانس قطع بالا به کمک دنباله‌ای ترانزیستورها که با سویچ کردن وارد مدار می‌شوند تنظیم می‌شود و این سویچ‌ها نیز از طریق بیت‌های کنترلی قطع و وصل می‌شود. در مرجع [۸] از یک شبه مقاومت کنترل شده با جریان جهت تنظیم پهنای باند فرکانسی استفاده می‌شود.

این ساختار دارای مزایایی از قبیل قابل کنترل بودن و نحوه پیاده‌سازی راحت، دارا بودن نویز و خازن پارازیتی کم می‌باشد اما دارای معایبی نیز مانند دارا بودن مشخصه نامتقارن، شرایط خطی بودن کم، THD بالا و همچنین حساس بودن به تغییرات تکنولوژی ساخت می‌باشد. ساختار بهبود یافته‌ای از شبه مقاومت کنترل شده با جریان با هدف غلبه بر عدم تطابق ترانزیستورهای مدار در مرجع [۱۱] ارائه شده است. در مرجع

تفاضلی استفاده شده است. در طبقه دوم عملیات تنظیم بهره مدار و تنظیم فرکانس قطع پایین مدار انجام می‌شود. طرح مدار پیشنهادی در شکل ۱ نشان داده شده است.



[۱۲] ولتاژ آفست DC ورودی توسط فیلتر بالاگذر که توسط شبه مقاومتهای غیر قابل تنظیم و خازنهای ورودی تشکیل شده است، حذف می‌شود و برای تنظیم فرکانس قطع پایین در مقدار دلخواه از شبه مقاومت قابل تنظیم در مسیر مدار فیدبک استفاده می‌شود. یکی از مدارهای طراحی شده برای یک تقویت کننده سیگنال عصبی که از ساختار فیدبک غیرمستقیم استفاده می‌کند در مرجع [۱۴] ارائه شده است. در این مدار به دلیل داشتن ثابت زمانی بسیار بزرگی که در گره خروجی تقویت کننده وجود دارد، فرکانس قطع بالای مدار توسط مقاومت دیده شده از گره خروجی و مقدار خازن متغیر تعیین می‌گردد و با توجه به این نکته که مقدار مقاومت دیده شده از گره خروجی تقویت کننده بسیار بزرگ است برای داشتن فرکانس قطع بالاتر تقویت کننده‌های سیگنال عصبی که در محدوده ۱۰ کیلوهرتز می‌باشد با این مقدار مقاومت نیاز به خازنی در حدود ۱۰ برابر کوچکتر نسبت به طراحی های مشابه قبل است که خود باعث کاهش سطح تراشه به مقدار زیادی خواهد شد. در مرجع [۱۵] از یک مدار تضعیف کننده در مسیر فیدبک برای تنظیم بهره مدار استفاده می‌شود. همچنین مرجع [۳] گزارش خوبی از روش های مختلف استفاده شده در تجهیزات ضبط سیگنال عصبی در سالهای اخیر ارائه می‌دهد. در این مقاله، یک تقویت کننده دو طبقه ارائه می‌شود که از یک مدار کاملا تفاضلی و یک مدار تضعیف کننده خازنی جهت بهبود اندازه خازن در طبقه اول کمک گرفته شده است که تاثیر زیادی در اندازه مساحت مصرفی تراشه خواهد داشت و همچنین در طبقه دوم از یک تقویت کننده کاملا تفاضلی DDA استفاده می‌شود. این تقویت کننده در کل قابلیت تنظیم بهره و پهنای باندا در طبقه اول و دوم را دارد و می‌توان با تنظیم پارامترهای استفاده شده به فرکانس های قطع بالا و پایین مورد نظر و بهره مناسب قابل تنظیم دسترسی پیدا کرد. در بخش ۲ به معرفی ساختار مدار می‌پردازیم و در بخش ۳ نتایج شبیه سازی ارائه می‌شود و در نهایت بخش ۴ به نتیجه گیری اختصاص داده شده است.

۲- طرح پیشنهادی مدار دو طبقه تقویت کننده سیگنال عصبی

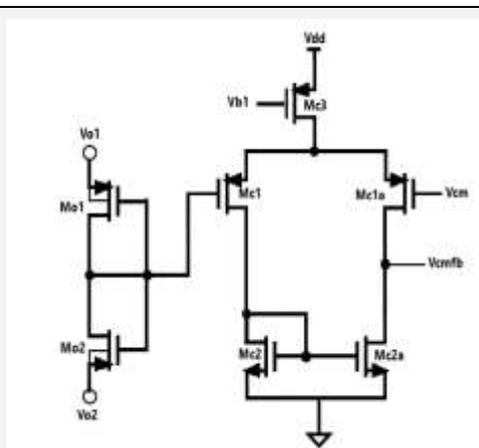
در این مقاله یک ساختار دو طبقه برای پیاده سازی تقویت کننده ارائه شده است، طبقه اول از مدار OTA تمام تفاضلی استفاده شده که جهت تنظیم فرکانس قطع بالا و کاهش مساحت از تکنیک تضعیف کننده خازنی برای تغییر اندازه مجازی خازن فیدبک استفاده می‌شود. این امر باعث صرفه جویی در سطح مصرفی می‌شود و طبقه دوم نیز از مدار تفریق گر

۲-۱ تقویت کننده طبقه اول
طبقه اول تقویت کننده پیشنهادی، یک نوع پیش تقویت کننده با نویز کم می‌باشد که سیگنال عصبی را توسط الکتروود های کاشته شده در بافت قشر مغز دریافت می‌کند و بعد از تقویت، آن را به طبقه دوم ارسال می‌کند. طبقه اول باید قابلیت حذف نویز سیگنال را داشته باشد تا از بین رفتن سیگنال اصلی ورودی جلوگیری کند به همین دلیل تقویت کننده استفاده شده در این طرح هر دو از نوع تفاضلی بوده که از خصوصیات این گونه مدارها می‌توان به بهبود شرایط حذف نویز مدار بهبود محدوده عملکرد خطی (THD) مدار، کاهش تاثیر کوپلاژ طبقات مختلف روی یکدیگر، بهبود نسبت حذف مد مشترک (CMRR) مدار و بهبود نسبت حذف تغییرات منبع تغذیه (PSRR) مدار اشاره کرد. فرکانس قطع بالای تقویت کننده را با اضافه کردن یک خازن متغیر در خروجی طبقه اول می‌توان تنظیم نمود، که مقدار ظرفیت این خازن در کاهش مساحت مصرفی تراشه بسیار تاثیر گذار است. برای تغییر مقدار بهره در طبقه اول از تغییر مقدار خازن فیدبک استفاده می‌کنیم که با وجود استفاده از تضعیف کننده سری شده با این خازن این امکان برای ما بوجود می‌آید که از افزایش مقدار خازن ورودی و کاهش فیزیکی خازن فیدبک جلوگیری به عمل آید در واقع بلوک تضعیف کننده باعث ایجاد

به ثابت ماندن هدایت انتقالی و کاهش جریان مصرفی این ترانزیستور باعث افزایش بهره در مدار خواهد شد. ترانزیستورهای $M3$ و $M4$ با ترانزیستورهای $M5$ و $M6$ تشکیل یک آینه جریان می‌دهد که نسبت جریان آنها برابر یک $m=1$ می‌باشد. پس در این حالت در خروجی جریان بسیار کمی خواهیم داشت و باعث می‌شود مقاومت خروجی به مقدار خیلی زیاد افزایش پیدا کند این در حالی است که جریان ترانزیستورهای ورودی و gm کاهش پیدا نکرده و منتج به افزایش بهره حلقه باز مدار به مقدار زیادی خواهد شد. از مزایای دیگر این روش کاهش نویز ارجاع شده به ورودی است. از آنجایی که مقاومت خروجی مدار مستقل از جریان شاخه ورودی تنظیم می‌شود، میتوان مقدار جریان و در نتیجه gm ترانزیستور ورودی را برای دست یابی به نویز مورد نظر انتخاب نمود.

۲-۲ تقویت کننده فیدبک حالت مشترک CMFB

مدارهای تفاضلی با بهره بالا به فیدبک حالت مشترک نیاز دارد چرا که عدم انطباق بین منابع جریان باعث می‌شود که سطح ولتاژ DC مشترک گره خروجی که ولتاژ مد مشترک نامیده می‌شود زیاد و کم شود. بنابراین با استفاده از نمونه گیری ولتاژ در خروجی و مقایسه بایک سطح ثابت و تنظیم یکی از منابع جریان جهت تنظیم مجدد منابع بایاس می‌توان از تنظیم صحیح ولتاژ خروجی اطمینان حاصل نمود. شکل ۳ ساختار فیدبک حالت مشترک (CMFB) به کار رفته در طبقه اول و طبقه دوم مدار پیشنهادی را نشان می‌دهد مزیت مدار فیدبک حالت مشترک این است که مدار فیدبک استفاده شده ساختار ساده ای دارد، توان مصرفی آن کم است و محدودیتی برای سوئیچینگ گره خروجی ایجاد نمی‌کند.

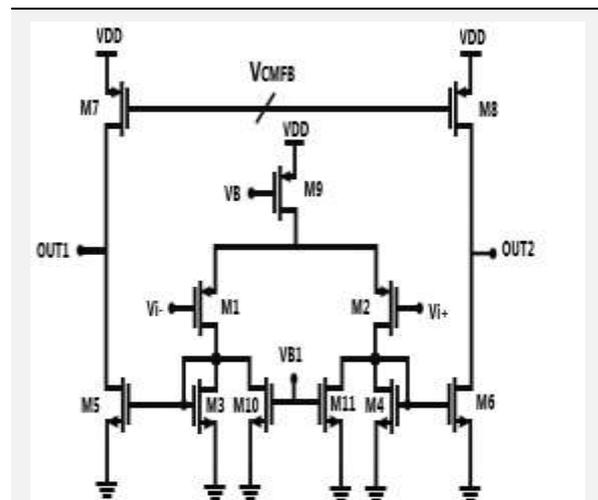


شکل (۳) - مدار CMFB فیدبک حالت مشترک مورد استفاده در طبقه اول و دوم [11]

خازن فیدبک کوچکتری می‌شود افزایش مقدار خازن فیدبک باعث کاهش فرکانس قطع بالای مدار خواهد شد.

$$A_{v1} = \frac{C_2}{A_{att} C_1} \quad (1)$$

با توجه به رابطه ۱ با کاهش اندازه A_{att} و انتخاب یک مقدار مناسب برای خازن ورودی، می‌توان براحتی بهره ولتاژ مناسب و امپدانس ورودی بزرگی را بدست آورد همانطور که گفته شد در طبقه اول از نسبت خازن ورودی کوپلینگ به خازن فیدبک، بهره طبقه اول بدست می‌آید و بدلیل استفاده از بلوک تضعیف کننده در مسیر فیدبک این طبقه، کاهش بهره تضعیف کننده باعث کاهش مقدار خازن و در نتیجه باعث افزایش بهره در تقویت کننده خواهد شد. به این ترتیب بهره تقویت کننده سیگنال عصبی بدون افزایش مقدار واقعی خازن ورودی، افزایش می‌یابد و در نتیجه در مساحت مدار صرفه جویی بوجود می‌آید.



شکل (۲) - تقویت کننده استفاده شده در طبقه اول تقویت کننده سیگنال عصبی

شکل ۲ تقویت کننده عملیاتی مورد استفاده در طبقه اول ساختار ارائه شده در شکل ۱ را نشان می‌دهد، به دلیل اینکه طبقه اول باید تقویت کننده ای با نویز بسیار کم باشد از پارامتر هدایت انتقالی ترانزیستورها استفاده می‌کنیم که با توجه به قرار گرفتن gm در مخرج رابطه برای کم کردن نویز باید gm افزایش پیدا کند و بخاطر حذف نویز فلیکر ترانزیستور ورودی PMOS استفاده می‌شود. در طبقه اول از روش آینه جریان و دزدی جریان جهت کاهش نویز و بهبود پارامتر ضریب کارایی نویز (NEF) استفاده شده است در روش دزدی جریان که توسط ترانزیستورها $M10$ و $M11$ انجام می‌شود مقداری از جریان عبوری از ترانزیستور اتصال دیودی کاهش پیدا کرده و با توجه

همچنین فرکانس قطع پایین نیز توسط تغییر مقدار شبه مقاومت R_2 و در واقع از طریق تغییر ولتاژ کنترلی آن، قابل تنظیم است. در مجموع تقویت کننده این طبقه دارای مزایایی نسبت به سایر تقویت کننده های عصبی است که از DDA استفاده کرده اند. استفاده از دو مسیر متفاوت جهت تنظیم بهره و فرکانس قطع پایین و تنظیم پارامتر های هر کدام بدون داشتن تاثیر روی یکدیگر، ساختار تمام تفاضلی و اعمال یک فیدبک به هر یک از زوج های ورودی تفاضلی از موارد قابل ذکر است. همچنین امکان تنظیم ولتاژ DC (ولتاژ حالت مشترک) ورودی و تنظیم فرکانس قطع پایین توسط مقاومت های زمین شده به جای استفاده از مقاومت فیدبک منجر به کاهش اعوجاج خروجی و افزایش خطینگی و بهبود THD و استفاده نکردن از فیلتر فعال برای تنظیم فرکانس قطع پایین که باعث افزایش توان مصرفی می شود.

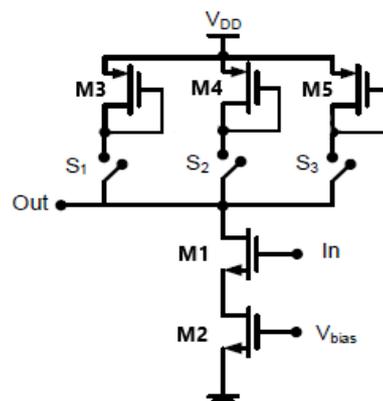
همانطور که گفته شد، در طبقه دوم، فرکانس قطع پایین و بهره بطور جداگانه و بدون تاثیر بر یکدیگر تنظیم می گردد. با توجه به این که ساختار طبقه دوم دارای چهار ورودی است به صورت $FBDDA^1$ است، شبه مقاومت R_2 به دو ورودی DDA (V_{pp} و V_{np}) اتصال داده شده است که با خازنهای ورودی C_{in2} یک فیلتر بالاگذر را تشکیل می دهند که این فیلتر باعث حذف ولتاژ آفست DC ورودی و تنظیم فرکانس قطع پایین خواهد شد. همچنین دو ورودی دیگر DDA (V_{pn} و V_{nm}) نیز به یک فیدبک خازنی اتصال داده شده است. بهره این طبقه توسط نسبت خازن C_g (که زمین شده) به خازن فیدبک C_{fb2} تنظیم می گردد. و برای تامین ولتاژ حالت مشترک ورودی های متصل شده به خازن فیدبک، از دو شبه مقاومت R_{2b} که آنها نیز زمین شده است استفاده می شود در اکثر تقویت کننده های ضبط سیگنال عصبی به منظور تنظیم فرکانس قطع پایین در شبکه فیدبک از شبه مقاومت استفاده شده است. شبه مقاومت پیاده سازی شده در این مدار از شبه مقاومت کنترل شده با ولتاژ تشکیل شده است. استفاده از شبه مقاومت ساده و کم نویز قابل کنترل با ولتاژ باعث بدست آوردن مدار با قابلیت تنظیم پذیری فرکانس قطع پایین در محدودهای وسیعی خواهد شد. البته با توجه به بزرگ بودن دامنه سیگنال خروجی باعث ایجاد اعوجاج، کاهش شرایط خطی بودن مدار و افزایش THD در خروجی تقویت کننده خواهد شد. با این وجود در این ساختارها هر چه تعداد ماسفت بیشتری با هم سری شوند، به دلیل کاهش افت ولتاژ بوجود آمده در طول هر ترانزیستور، شرایط خطی بودن مدار بهبود خواهد یافت. در

۳-۲ بلوک تضعیف کننده

مدار تضعیف کننده سیگنال Att که در مسیر فیدبک تقویت کننده طبقه اول استفاده می شود در شکل ۴ نشان داده شده است همانطور که گفته شد مدار تضعیف کننده باعث تغییر در مقدار خازن بصورت مجازی می شود، یعنی به راحتی می توان با استفاده از تغییر مقدار بهره این مدار بدون تغییر مقدار خازن به صورت فیزیکی، بهره دلخواه را به دست آورد و در مساحت اشغالی تراشه نیز صرفه جویی قابل ملاحظه ای نمود. قالب اصلی این مدار یک تقویت کننده سورس مشترک است که با کمک سوئیچ $S1-S2-S3$ امکان تغییر بهره مدار را فراهم می کند. از آنجایی که بهره تقویت کننده طبقه اول منفی است برای خنثی کردن اثر بهره منفی تقویت کننده سورس مشترک در مدار مبدأ مسیره های فیدبک به صورت ضربدری جابه جا می شوند این کار باعث ایجاد یک بهره منفی دیگر در مدار شده و در نهایت اثر بهره منفی تقویت کننده سورس مشترک را خنثی می کند و مدار پایدار خواهد بود.

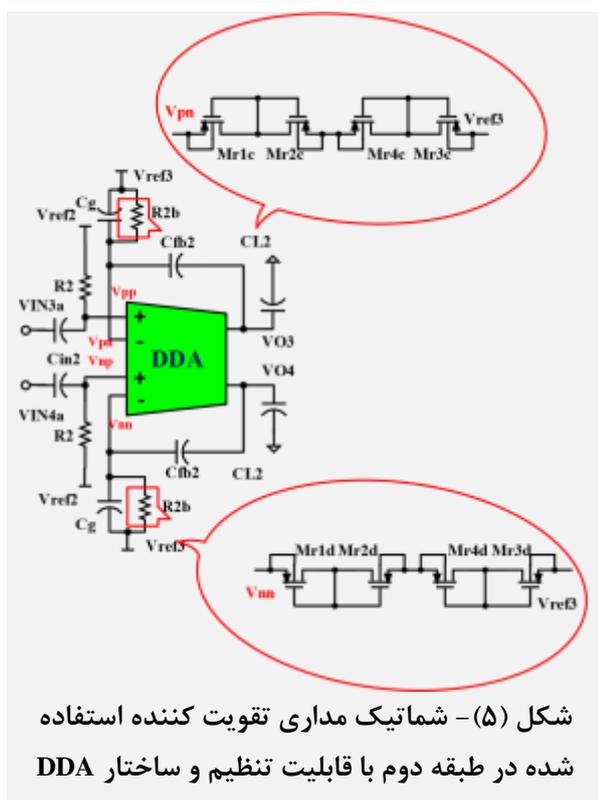
۴-۲ تقویت کننده طبقه دوم

سیگنال تقویت شده در طبقه اول به طبقه دوم انتقال داده شده و یک مرحله دیگر تقویت می شود همچنین کنترل بهره و تنظیم فرکانس قطع پایین نیز توسط تقویت کننده این طبقه صورت می گیرد. این تقویت کننده هم مانند تقویت کننده طبقه اول از نوع تمام تفاضلی است. همانطور که می دانیم طبقه دوم بر نویز ورودی تقویت کننده تاثیر کمتری دارد بنابراین این مدار می تواند نویز بیشتری داشته باشد و لذا می توان آن را برای توان مصرفی کمتر طراحی نمود. در این طبقه می توان توسط خازن فیدبک C_{fb2} و همچنین از طریق سوئیچ کردن تعدادی خازن موازی با هم بهره را در مقدار مورد نظر تنظیم کرد.



شکل (۴) - مدار تضعیف کننده در مسیر فیدبک طبقه اول

¹ - Fully Balanced Differential Difference Amplifier



رابطه (۲) تابع تبدیل معکوس طبقه دوم را نشان می‌دهد که در آن خازن بار لحاظ نشده است، که در آن R_{2b} و R_2 شبه مقاومتهای زمین شده در مدار، C_{in2} خازن ورودی، C_{fb2} خازن فیدبک، C_g خازن گیت طبقه دوم که زمین شده، و AV_{OTA2} نیز بهره مدار حلقه باز تقویت کننده عملیاتی طبقه دوم را نشان می‌دهد و با توجه به اینکه مقدار بهره حلقه باز مدار بسیار بزرگ است می‌توانیم، روابط را به صورت زیر ساده تر کنیم در این حالت معکوس تابع تبدیل از رابطه (۳) و تابع تبدیل نیز از رابطه (۴) بدست خواهد آمد.

$$Av^{-1}(s) = \frac{1}{AV_{OTA2}} \left[1 + \frac{1}{R_2 C_{in2} S} + \frac{C_{fb2}}{C_{in2}} \left[\frac{S C_{in2} + \frac{1}{R_2}}{S (C_g + C_{fb2}) + \frac{1}{R_{2b}}} \right] \right] \quad (2)$$

$$Av^{-1}(s) = \frac{1}{AV_{OTA2}} \left[1 + \frac{1}{R_2 C_{in2} S} + \frac{C_{fb2}}{C_{in2}} \left[\frac{S C_{in2} + \frac{1}{R_2}}{S (C_g + C_{fb2}) + \frac{1}{R_{2b}}} \right] \right] \quad (3)$$

$$Av(s) = \frac{C_{in2}}{C_{fb2}} \left[\frac{S (C_g + C_{fb2}) + \frac{1}{R_{2b}}}{S C_{in2} + \frac{1}{R_2}} \right] \quad (4)$$

فرکانس قطع پایین را نیز می‌توانیم توسط رابطه ۵ نشان

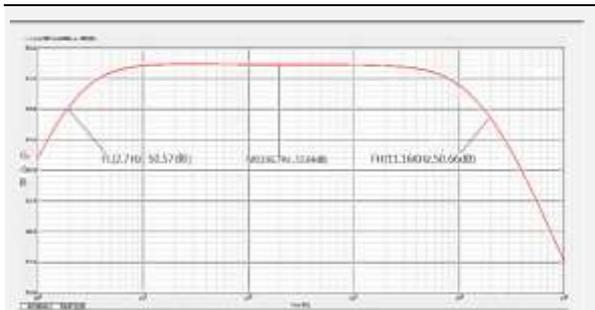
دهیم.

$$f_{L2} = 1/(2\pi R_2 C_{in2}) \quad (5)$$

تقویت کننده پیشنهادی از دو طبقه سری شبه مقاومت استفاده شده است [24].

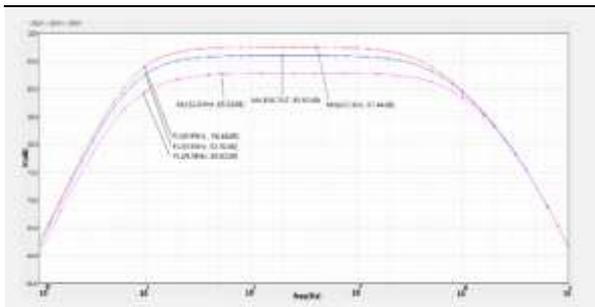
تعدادی از تقویت کننده های ضبط سیگنال عصبی که تاکنون ارایه شده است، دارای ساختار حلقه باز می‌باشند [15]. ساختارهای حلقه باز عموماً در حالت جریان عمل می‌کند. مزیت این تقویت کننده‌ها این است که با توجه به این که بهره توسط G_m تنظیم می‌شود، جهت تنظیم بهره دیگر نیازی به استفاده از خازن بزرگ در ورودی نیست و برای حذف ولتاژ آفست DC ورودی می‌توان از خازن کوچکتری استفاده کرد که این امر باعث افزایش امپدانس ورودی می‌شود و مساحت مصرفی نیز به تبع آن کاهش می‌یابد. اما ایراد مدارهایی با ساختار حلقه باز این است که با توجه به این که بهره این نوع تقویت کننده‌ها به G_m وابسته است، بنابراین با کمترین تغییر در G_m تغییرات مختلف در فرآیند ساخت، بهره نیز تغییر خواهد کرد و ثابت نخواهد ماند. همچنین اگر به تغییر فرکانس قطع بالا نیاز داشته باشیم و بخواهیم با تغییر جریان بایاس و در نتیجه تغییر G_m این کار را انجام دهیم، به ناچار بهره نیز تحت تاثیر تغییرات G_m تغییر خواهد کرد. حال اگر بخواهیم از ساختار حلقه بسته مرسوم [16] استفاده کنیم، باید از خازن ورودی نسبتاً بزرگی استفاده کنیم تا بهره در مقدار مناسبی قرار گرفته و تنظیم شود اما چون کاهش بیش از حد خازن فیدبک امکان ندارد. پس امپدانس ورودی تا حدودی کاهش خواهد یافت. ساختار ارایه شده ترکیبی از ساختار حلقه باز و حلقه بسته است و از مزایای هر دو بهره می‌برد بدون این که معایب این دو ساختار را داشته باشد. بهره تقویت کننده توسط نسبت خازن زمین شده و خازن فیدبک تنظیم می‌گردد، پس در واقع بهره به G_m وابسته نخواهد بود و با تغییرات در فرآیند ساخت مقدار آن نیز تغییری نخواهد کرد. و با توجه به این که خازنهایی که در بهره موثر هستند هیچکدام به سیگنال ورودی متصل نیستند، باعث می‌شود که حداقل تاثیر را بر امپدانس ورودی داشته باشند. بنابراین می‌توان خازنهای ورودی را که تاثیری در مقدار بهره ندارند و با سیگنالهای ورودی در تماس هستند را کوچک در نظر گرفت. با توجه به اینکه هدایت انتقالی ناشی از نسبت جریانهای خروجی به هر یک از ولتاژهای زوج تفاضلی ورودی (G_{m1} و G_{m2}) باید کاملاً تطابق داشته و برابر باشد ولتاژ DC هر چهار ورودی توسط شبه مقاومتهای متصل به این ورودی‌ها در مقداری برابر تنظیم شده است.

حدود 2.1Hz شروع شده و فرکانس قطع بالا نیز در حدود 11.16 KHz بدست آمد که با توجه با قابلیت مدار این مقادیر قابل تغییر و کنترل خواهد بود.



شکل (۷) - نمودار بهره و فرکانس در تقویت کننده طبقه اول به صورت حلقه بسته

برای تغییر بهره ولتاژ در طبقه اول می‌توان با تغییرات بهره در بلوک تضعیف کننده استفاده شده در مسیر فیدبک، به بهره های مختلفی دست پیدا نمود که با توجه به مدار تضعیف کننده ارایه شده و وجود سوئیچ S و انتخاب ترانزیستورهای M_1 M_3 ، M_2 ، با عرض $0.94 \mu\text{m}$ و $0.74 \mu\text{m}$ و $0.54 \mu\text{m}$ بهره بین $S_1=97$ ، $S_3=92$ ، $S_2=95$ دسیبل تغییر داده شد که این تغییرات را می‌توان در شکل ۸ مشاهده نمود.

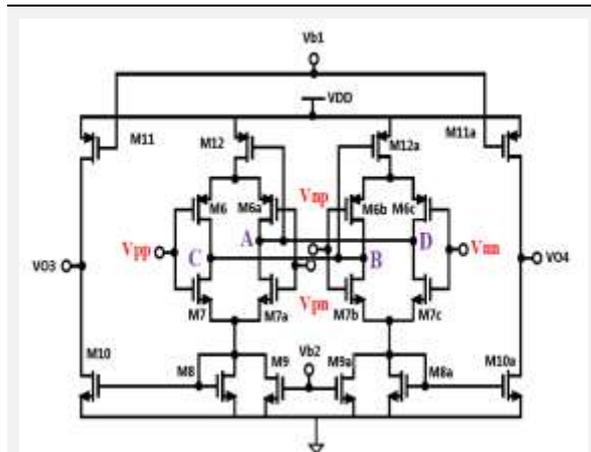


شکل (۸) - تغییرات بهره در تقویت کننده طبقه اول توسط تضعیف کننده

۲-۳ نتایج شبیه سازی طبقه دوم

طبقه دوم که یک مدار تفریقگر تفاضلی است جریان مصرفی برابر با $2.455 \mu\text{A}$ و توان مصرفی برابر با $4.420 \mu\text{W}$ به خود اختصاص داده است با اضافه شدن طبقه دوم به مدار و با استفاده از مقادیر خازن ورودی در مسیر فیلتر استفاده شده برابر با 40 pF و خازن بار برابر با 20 fF و خازن فیدبک 1 pF بهره کلی در حدود ۸۷ دسیبل به دست آمد که این مقدار بهره در تقویت کننده‌های سیگنال عصبی محدوده بسیار خوب و قابل قبولی محسوب می‌شود همچنین با توجه با محدوده سیگنال‌های عصبی پهنای باند تقویت کننده در مقدار قابل قبولی تنظیم شده است و فرکانس قطع پایین در طبقه

با دقت در روابط بالا به این نتیجه خواهیم رسید که تنظیم بهره توسط خازن زمین شده C_g و خازن مسیر فیدبک C_{fb2} صورت می‌گیرد اما تنظیم فرکانس قطع پایین با کمک شبه مقاومت زمین شده R_2 و خازن ورودی C_{in2} انجام می‌شود. می‌توان نتیجه گرفت که در مدار طراحی شده تغییرات بهره تقویت کننده و فرکانس قطع پایین هیچ گونه وابستگی به هم نخواهند داشت و تنظیم این دو پارامتر در این طبقه کاملاً مستقل از هم صورت خواهد گرفت.



شکل (۶) - تقویت کننده تفریق گر تفاضلی (DDA) استفاده شده در طبقه دوم

در شکل ۶ تقویت کننده طبقه دوم مشاهده می‌شود. برای تنظیم بهره این طبقه با استفاده از تعدادی سوئیچ و خازنهای موازی می‌توان خازن مورد نظر را در مسیر فیدبک قرار داد و بهره را کنترل کرد.

۳- نتایج شبیه سازی

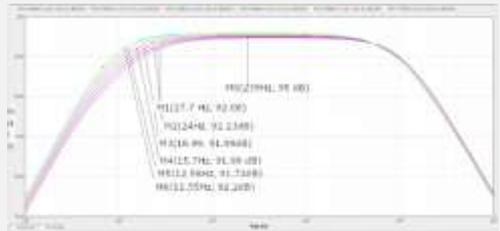
در این قسمت نتایج شبیه سازی‌های مدار برای هر طبقه و تقویت کننده نهایی ضبط سیگنال عصبی، ارائه می‌شود. طراحی با نرم افزار کیدنس در تکنولوژی $0.18 \mu\text{m}$ صورت گرفته است. منبع تغذیه مورد استفاده برای هر طبقه برابر با 1.8 V در نظر گرفته شده است.

۱-۳ نتایج شبیه سازی طبقه اول

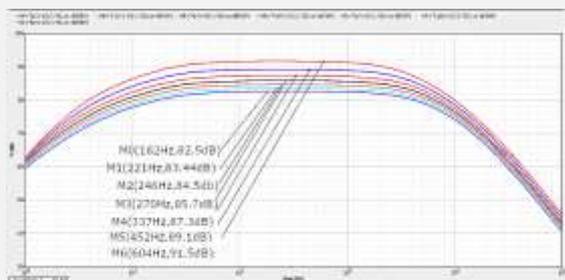
در این طبقه در حالت حلقه بسته جریان مصرفی طبقه اول $3.617 \mu\text{A}$ و توان مصرفی $6.51 \mu\text{W}$ به دست آمد همچنین با استفاده از خازن بار در حدود 500 fF و خازن فیدبک در حدود 5 fF نمودار پاسخ فرکانسی و بهره تقویت کننده تمام تفاضلی استفاده شده در طبقه اول در شکل ۷ مشاهده می‌شود. با استفاده از بلوک تضعیف کننده مقدار بهره برابر با ۵۱ دسیبل است همچنین تقویت سیگنال‌های دریافتی از فرکانس‌های بسیار پایین انجام می‌شود. فرکانس قطع پایین در طبقه اول از

*نتایج بر اساس ساخت

چنانچه قبلا اشاره شد یک روش تنظیم بهره تغییرات در خازن cfb_2 است. در این شبیه سازی مقدار این خازن از $3pF$ تا $6pF$ تغییر داده شد و نتایج حاصل از تغییرات بهره از 82 تا 91 dB روی نمودار در شکل ۱۲ قابل مشاهده است. لازم به توضیح است که دامنه تغییرات انجام شده به صورت انتخابی بوده و قابل تغییر می‌باشد.



شکل (۱۱) - تغییرات فرکانس قطع پایین در تقویت کننده طبقه دوم



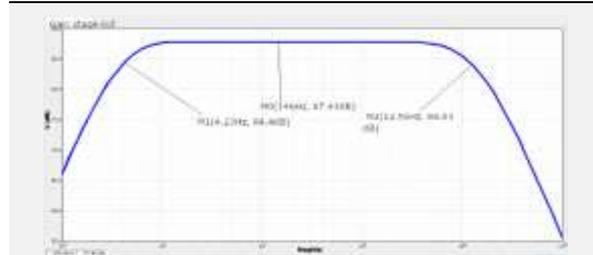
شکل (۱۲) - تغییرات بهره در تقویت کننده طبقه دوم

جدول ۱ - مقایسه با کارهای قبل

	[18]	[16]	[19]	[20]	[21]	[22]	[23]	THIS WORK
Technology(μm)	0.18	0.18	0.18	0.18	0.18	0.18	0.18	0.18
VDD	1.2	1	1.8	0.9	1.6	1.2	0.9	1.8
I(μA)	52.33	4.6	11.56	122.2	43.13	2	2.9	6.08
Power(μW)	62.8	4.6	20.8	110	69	2.4	2.6	10.9
IRN(μVrms)	3.34	2.88	2.6	2.38	2.36	1.8	4.7	2.09
Gain(dB)	72.3	61.9	57.5	40	37.5	40	51.9	53-97
FL(Hz)	0.6	0.06	4.3	1-60	100-660	0.04	2.38-300	11.52-7
FH(Hz)	100	10K	10K	3.5-15K	80-8K	932	248-12.9K	6.14K-12.6K
CMRR(dB)	97.1	60	80	77	80	110	77	105
THD	-40.5	-----	-37.4	----	----	----	-35	-32
Number of stages	2	3	3	3	2	2	2	2

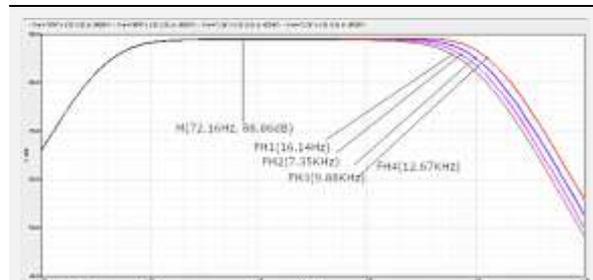
جدول ۱ مقایسه پارامترهای تقویت کننده دو طبقه ارائه شده را با چند نمونه از تقویت کننده‌های ارائه شده قبلی نشان می‌دهد. نتایج حاکی از آن است که تقویت کننده پیشنهادی نسبت به مدارات قبلی جریان مصرفی و توان مصرفی

نهایی در حدود 4Hz و فرکانس قطع بالا در حدود 12.5 KHz تنظیم شد که در شکل ۹ بهره خروجی و فرکانس قطع پایین و فرکانس قطع بالای تقویت کننده نشان داده شده است.



شکل (۹) - نمودار بهره و فرکانس در خروجی تقویت کننده طبقه دوم

با تغییر مقدار خازن خروجی طبقه اول C_{var} می‌توانیم فرکانس قطع بالای مدار را به دلخواه تغییر دهیم در این شبیه سازی با تغییر مقدار این خازن از $500fF$ تا $1.7pF$ تغییرات فرکانس قطع بالا از 6.14 KHz تا 12.6 KHz تغییر کرد که این تغییرات هیچگونه تاثیری در بهره مدار ایجاد نکرد و تغییرات فرکانس قطع بالا کاملاً مجزا از بهره مدار بود که مزیت یک مدار تقویت کننده سیگنال عصبی قابل تنظیم به شمار می‌آید. نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده در شکل ۱۰ قابل مشاهده است.



شکل (۱۰) - تغییرات فرکانس قطع بالا در تقویت کننده طبقه دوم

تغییرات فرکانس قطع پایین مدار پیشنهادی در طبقه دوم با استفاده از تغییر مقدار مقاومت فیلتر تشکیل شده از خازن ورودی و شبه مقاومت قابل تنظیم قابل انجام است. با تغییرات ولتاژ کنترلی شبه مقاومت استفاده شده از حدود 690 mV تا 700 mV فرکانس قطع پایین را از 11.5 Hz تا 27Hz تغییر داده شده و در این حالت هم کمترین مقدار تغییرات بهره با توجه به بهره بالای مدار به دست آمد. تغییرات فرکانس قطع پایین مدار در شکل ۱۱ مشاهده می‌شود.

- [4] Q. Fan, F. Sebastiano, J. H. Hissing, and K. A. A. Mackinaw, "A 1.8 μW 60 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier in 65nm CMOS for wireless sensor nodes," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 7, pp. 1534_1543, Jul. 2011.
- [5] H. Chandrakumar and D. Markovic, "An 80-mVpp linear-input range, 1.6-G Ω input impedance, low-power chopper amplifier for closed-loop neural recording that is tolerant to 650-mVpp common-mode interference", *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 52, no. 11, pp. 1_18, Nov. 2017.
- [6] R. Müller, S. Gambini, and J. M. Rabaey, "A 0.013 mm², 5 μW , DC coupled neural signal acquisition IC with 0.5 V supply", *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 47, no. 1, pp. 232_243, Jan. 2012.
- [7] M. Yin and M. Ghovanloo, "A low-noise preamplifier with adjustable gain and bandwidth for biopotential recording applications," *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 321-324, 2007.
- [8] Y. Sitong, L. G. Johnson, C. C. Liu, C. Hutchens, and R. L. Rennaker, "Current biased pseudo-resistor for implantable neural signal recording applications," *Midwest Symp. Circuits Syst.*, pp. 658-661, 2008.
- [9] X. Zou, X. Xu, L. Yao, and Y. Lian, "A 1-V 450-nW fully integrated programmable biomedical sensor interface chip," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 4, pp. 1067-1077, 2009.
- [10] S. Y. Park, J. Cho, K. Lee, and E. Yoon, "Dynamic Power Reduction in Scalable Neural Recording Interface Using Spatiotemporal Correlation and Temporal Sparsity of Neural Signals," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 53, no. 4, pp. 1102-1114, 2018.
- [11] T. Lee, S. Hong, C. Jung, J. Lee, and M. Je, "A 1-V 4.6- μW /channel fully differential neural recording front-end ic with current-controlled pseudo resistor in 0.18- μm cmos," *J. Semi Cond. Technol. Sci.*, vol. 19, no. 1, pp. 30-41, 2019.
- [12] J. Zhang, S. C. Chan, and L. Wang, "A 1.8 μW area-efficient bio-potential amplifier with 90 dB DC offset suppression," *Midwest Symp. Circuits Syst.*, pp. 286-289, 2014.
- [13] M. Sodagar, "Fully-integrated implementation of large time constant Gm-C integrators," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 1, pp. 23-24, 2007.
- [14] خ. منفردی، و. ی. بلقیس آذر، "تقویت کننده کسکود تمام تفاضلی بازبایی تاشده بهبودیافته ولتاژ و توان پایین" *مجله مهندسی*، شماره ۱، صص ۳۳۴-۳۲۷، بهار ۴۸ برق دانشگاه تبریز، دوره ۱۳۹۷.
- [15] Y. S. Sung, W. M. Chen, and C. Y. Wu, "The design of 8-channel CMOS area efficient low-power current-mode analog front-end amplifier for EEG signal recording," *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, vol. 2016-July, pp. 530- 533, 2016

کمتری دارد همچنین نسبت حذف مشترک بالاتری راهم به دست آورده است.

۴- نتیجه گیری

در این مقاله یک تقویت کننده دو طبقه ضبط سیگنال عصبی با قابلیت تنظیم بهره و فرکانس قطع پایین و بالا معرفی شد. این تقویت کننده در حالت تنظیم پارامترهای بهره، فرکانس قطع بالا و فرکانس قطع پایین تاثیرپذیری بسیار کمی بر روی دیگر پارامترهای مهم مدار دارد. بهره در هر دو طبقه قابل تنظیم است اما در صورت تنظیم در طبقه دوم می‌توانیم با حداقل تاثیر بر افزایش نویز ارجاع به ورودی یا امپدانس ورودی فرکانس قطع پایین را نیز تنظیم کنیم و با توجه به وجود تقویت کننده تفریق گر تفاضلی در طبقه دوم و شرایط تنظیم بهره و فرکانس قطع پایین که از دو مسیر جدا از هم می‌باشد، در حالت تنظیم بهره بر روی فرکانس قطع پایین کمترین تاثیر را دارد. در این مدار تغییرات بهره با تغییر خازن مسیر فیدبک طبقه دوم و تغییرات فرکانس قطع پایین نیز با تغییر شبه مقاومت زمین شده در این طبقه صورت می‌گیرد. تغییرات فرکانس قطع بالا هم توسط تغییر بهره مدار تضعیف کننده مسیر فیدبک خازنی طبقه اول و در نتیجه تغییر مجازی ظرفیت خازن فیدبک طبقه اول و در نهایت تغییر بهره صورت می‌گیرد. این تقویت کننده ضبط سیگنال عصبی ارایه شده دارای توان مصرفی، نوع کاربردها است. نتایج شبیه سازیهای پارامترهای تقویت کننده ضبط سیگنال عصبی در طبقه اول و طبقه دوم و در نهایت در حالت دو طبقه نشان می‌دهد تمامی مقادیر پارامترهای بدست آمده در محدوده قابل قبول برای یک تقویت کننده ضبط سیگنال عصبی است.

۵- مراجع

- [1] K. A. Ng, E. Greenwald, Y. P. Xu, and N. V. Thakor, "Implantable neurotechnology: a review of integrated circuit neural amplifiers," *Med. Biol. Eng. Compute.*, vol. 54, no. 1, pp. 45-62, 2016.
- [2] R. Chen, A. Canales, and P. Anikeeva, "Neural recording and modulation technologies," *Nat. Rev. Mater.*, vol. 2, no. 2, 2017.
- [3] Jinbo Chen, Mahdi Tarkhan, Hui Wu, Fereidoon Hashemi Noshahr, Jie Yang and Mohamad Sawan. "Recent Trends and Future Prospects of Neural Recording Circuits and Systems: A Tutorial Brief", *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—II: EXPRESS BRIEFS*, VOL. 69, NO. 6, JUNE 2022.



- [16] J. Zhang, H. Zhang, Q. Sun, and R. Zhang, "A Low-Noise, Low-Power Amplifier with Current-Reused OTA for ECG Recordings," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol. 12, no. 3, pp. 700–708, 2018.
- [17] V. Chaturvedi and B. Amruta, "A low-noise low-power noise-adaptive neural amplifier in 0.13 μ m CMOS technology," *Proc. IEEE Int. Conf. VLSI Des.*, pp. 328–333, 2011.
- [18] J. Xu, R. F. Yazicioglu, P. Harpe, K. A. A. Mackinaw, and C. Van Hoof, "A 160 μ W 8-Channel Active Electrode System for EEG," *Interface*, no. April 2009, pp. 2010–2012, 2011.
- [19] G. Raikos and S. Vlassis, "0.8 V Bulk-Driven Operational Amplifier," *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 63, no. 3, pp. 425–432, 2010.
- [20] J. Tripathi, R. S. Tomar, and S. Akashe, "Neural signal front-end amplifier in 45 nm technology," *Proc. International Conference on Communication Networks (ICCN)*, Gwalior, India, pp. 223–227, 2016.
- [21] J. L. Bohorquez, M. Yip, A. P. Chandrakasan, and J. L. Dawson, "A biomedical sensor interface with a sink filter and interference cancellation," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 46, no. 4, pp. 746–756, 2011.
- [22] D. Luo, M. Zhang, and Z. Wang, "Design of A Low Noise Neural Recording Amplifier for Closed-loop Neuromodulation Applications," *Proc. - IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, vol. 2018-May, 2018.
- [23] V. Mittal, "A Power Efficient Self Biased OTA Design Based on gm/Id Methodology with Considering Load Variation, Temperature Variation and Power Supply Variation," *Int. J. Reconfigurable Embed. Syst.*, vol. 7, no. 2, p. 104, 2018.
- [24] 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. on emerging and selected topics in circuits and systems*, vol. 1, no 4, pp. 546-556, 2011.