

طراحی و شبیه‌سازی یک تراشه ۸ کاناله با توان مصرفی و سطح تراشه کم برای ارتباط با سیستم عصبی

محمد حسین مقامی^۱، استادیار؛ امیر مسعود سوداگر^۲، دانشیار

۱- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی - تهران - ایران - mhmaghmi@sru.ac.ir

۲- دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی - تهران - ایران - amsodagar@eetd.kntu.ac.ir

چکیده: محوریت این مقاله، طراحی یک تراشه ۸ کاناله در تکنولوژی $0.18\mu\text{m}$ TSMC برای ارتباط با سیستم عصبی است که عمل ثبت و تحریک را به‌طور مجزا انجام می‌دهد. تقویت‌کننده سیگنال عصبی ارائه‌شده، مبتنی بر تکنیک فیدبک غیرمستقیم با قابلیت برنامه‌پذیری بهره ولتاژ، فرکانس قطع بالا و پایین بوده که با اتصال خازن کوچکی به خروجی آن، می‌توان به فرکانس قطع بالای موردنظر دست‌یافت. همچنین با استفاده از مدار تضعیف‌کننده در مسیر فیدبک، علاوه بر افزایش امپدانس ورودی، میزان خازن‌های موردنیاز در مدار نیز کاهش یافته‌است. سطح اشغالی ۸ کانال تقویت‌کننده طراحی‌شده برابر با 0.27mm^2 بوده، توان مصرفی هر کانال با منبع تغذیه $1/8\text{V}$ برابر با $27\mu\text{W}$ می‌باشد و با سوئینگ ولتاژ خروجی 0.95V_{pp} ، مقدار THD برابر با $50\text{dB}@1\text{kHz}$ به‌دست آمده‌است. در پایانه تحریک ارائه‌شده نیز علاوه بر امکان تولید سیگنال‌های مربعی، امکان تولید سیگنال‌های نمایی با قابلیت برنامه‌پذیری ثابت زمانی، وجود دارد. طبقه خروجی این پایانه تحریک، شامل یک مدار ناقل جریان کلاس B برای انتقال جریان تحریک به بافت هدف در محدوده $96\pm\mu\text{A}$ به‌همراه مدارهای تزریق بار برای تأمین ولتاژهای $3\pm\text{V}$ موردنیاز، می‌باشد. مساحت یک کانال تحریک بدون مدارهای پمپ بار برابر با 0.043mm^2 می‌باشد و براساس شبیه‌سازی‌های انجام‌شده، هنگامی که این پایانه تحریک به مقاومت $25\text{k}\Omega$ متصل می‌شود، با توان مصرفی حداکثر 1.2mW ، ویژگی‌های خواسته‌شده از آن را برآورده می‌شود.

واژه‌های کلیدی: پایانه تحریک، تحریک جریانی نمایی، تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی، فیدبک غیرمستقیم، مدارهای ناقل جریان.

Design and Simulation of a 8-Channel, Low-Power, and Small Chip-Area Neural Interfacing Chip

Mohammad Hossein Maghami¹, Assistant Professor; Amir Masoud Sodagar², Associate Professor

1- Faculty of Electrical Engineering, Shahid Rajaei Teacher Training University, Tehran, Iran, Email: mhmaghmi@sru.ac.ir

2- Electrical Engineering Department, K. N. Toosi University of Technology, Tehran, Iran, Email: amsodagar@eetd.kntu.ac.ir

Abstract: This article reports on the design of a 8-channel neural recording amplifier and stimulation back-end in TSMC $0.18\mu\text{m}$ technology which can do the recording and stimulating simultaneously. The design of proposed neural amplifier is based on indirect negative feedback and provides tunable lower cutoff frequency, and digitally-programmable upper cutoff frequency and voltage gain. Moreover, the proposed circuit employs attenuators in the same feedback loop in order to further reduce the silicon area consumed by the capacitors and at the same time to increase the input impedance of the circuit. The 8-channel designed circuit consumes 0.27mm^2 of chip area and operated with a supply voltage of 1.8V , power consumption of each channel is $27\mu\text{W}$ with the THD of $50\text{dB}@1\text{kHz}$ and output voltage swing of 0.95V_{pp} . The designed stimulation bak-end circuit, in addition to traditional rectangular pulse shapes, can generates biphasic stimulation pulses with exponential shapes, whose time constants are digitally programmable. A class-B second generation current conveyor is designed to be used for delivering stimulation current pulses of up to $\pm 96\mu\text{A}$ to the target tissue and a charge pump block is in charge of the generating supply voltages of $\pm 3.3\text{V}$. The circuit consumes 0.043mm^2 of silicon area for each channel (excluding charge pumps). Simulation results indicate that the stimuli generator meets expected requirements with the maximum power consumption of 1.2mW when connected to electrode-tissue impedance of as high as $25\text{k}\Omega$.

Keywords: Stimulation back-end, exponential current stimulation, indirect negative feedback, neural recording amplifiers, current conveyor circuits.

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۷/۰۳/۰۳

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۷/۰۶/۱۰

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۷/۱۰/۰۳

نام نویسنده مسئول: محمد حسین مقامی

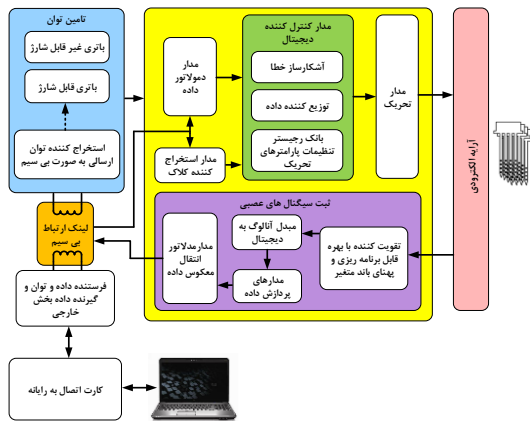
نشانی نویسنده مسئول: دانشکده مهندسی برق، دانشگاه تربیت دبیر شهید رجایی، تهران، ایران.

۱- مقدمه

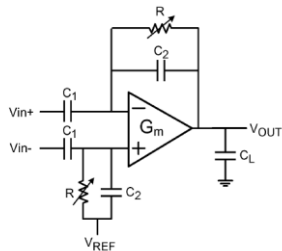
فهم چگونگی کارکرد مغز یکی از زمینه‌های تحقیقاتی موردعلاقه برای بسیاری از شاخه‌های مهندسی است. در دهه‌های اخیر، توسعه میکروالکتروادهای آرایه‌ای، به دانشمندان امکان فهم بهتر عمل‌کرد مغز و سیستم عصبی را فراهم کرده‌است [۱]. اکنون پس از گذشت چند دهه از اولین تلاش‌ها برای ساخت ریزسیستم‌های قابل کاشت در بدن، دنیا شاهد پیشرفت‌ها و موفقیت‌های بزرگی در این زمینه تحقیقاتی، مانند طراحی ریزسیستم‌های تحریک عصبی مجرای حلزونی و یا پروتزهای بینایی بوده‌است [۲، ۳]. همچنین پیشرفت‌ها در حوزه ریزسیستم‌های ثبت فعالیت‌های سیگنال‌های عصبی به حدی بوده‌است که امروزه سیگنال‌های عصبی امکان کنترل اندام‌های مصنوعی و یا حرکت اشاره‌گر بر روی صفحه نمایش را به طور مستقیم توسط فکر انسان فراهم کرده‌است [۴، ۵].

ساختار کلی یک ریزسیستم قابل کاشت در بدن در شکل ۱ نشان داده شده‌است. در یک ریزسیستم، علاوه بر بخش کاشته‌شده در بدن، به یک بخش خارجی نیز برای ارسال اطلاعات موردنیاز به بخش داخلی و همچنین تأمین توان مصرفی موردنیاز است. این دو ماژول از طریق یک ارتباط بی‌سیم با یکدیگر در ارتباط هستند. بخش داخل بدن به چندین زیرمجموعه تقسیم می‌شود که مهم‌ترین آن‌ها مدارهای تحریک سلول عصبی و ثبت سیگنال عصبی است. دامنه سیگنال‌های عصبی به‌طور معمول بین $10\mu V$ تا $100mV$ و محدوده فرکانسی آن‌ها بین $100Hz$ تا $10kHz$ است. با توجه به دامنه کم سیگنال‌های عصبی، باید این سیگنال‌ها را قبل از هرگونه پردازشی تقویت کرد. از این رو از تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی در مسیر پردازش این سیگنال‌ها به‌منظور حذف نویز خارج از محدوده فرکانس موردنظر و با بهره مناسب استفاده می‌شود تا در ادامه، این سیگنال وارد بخش پردازش عصبی شود و در نهایت، داده‌های دیجیتال پردازش‌شده، در قالب‌های از پیش تعیین‌شده و برای اهداف خاص، به دنیای خارج ارسال شوند.

شکل ۲ ساختار تک‌طبقه‌ای را که معمولاً در طراحی تقویت‌کننده‌های عصبی مورد استفاده قرار می‌گیرد، نشان می‌دهد [۵]. طراحی تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی، مانند طراحی هر مداری، شامل ملاحظات خاصی می‌باشد. یکی از مسائل مهم در طراحی آن‌ها، تحقق فرکانس قطع بسیار پایین است که خود نیازمند حاصل ضرب خازن و مقاومت بزرگی است که این امر می‌تواند چالشی برای تحقق فیزیکی آن‌ها، نویز مدار، سطح اشغالی تراشه و همچنین خطینگی مدار باشد. همچنین رابطه فرکانس قطع بالای یک تقویت‌کننده تک‌طبقه نیز نشان می‌دهد که فرکانس قطع بالا با خازن بار و بهره میانی تقویت‌کننده رابطه عکس دارد [۵]. به‌طور معمول، تنظیم فرکانس قطع بالا در تقویت‌کننده شکل ۲ با استفاده از خازن بار صورت می‌گیرد که به دلیل نامشخص بودن مقدار آن، این مورد نیز از ایرادات مدار شکل ۲ محسوب می‌شود. از دیگر معایب این تقویت‌کننده، وجود یک صفر سمت راست در تابع انتقال ورودی-خروجی، در اثر اتصال خازن فیدبک است که می‌تواند طراحی را اندکی دشوار نماید.



شکل ۱: ساختار کلی یک ریزسیستم قابل کاشت در بدن



شکل ۲: ساختار مرسوم تک‌طبقه تقویت‌کننده سیگنال عصبی [۵]

همچنین با توجه به سطح نویز سیگنال‌های عصبی، مقدار نویز در پایه‌های ورودی تقویت‌کننده باید کمتر از محدوده $5\mu V_{rms}$ تا $30\mu V_{rms}$ باشد [۵، ۶]. نویز ورودی با توان مصرفی در تقابل است. این تقابل با عنوان ضریب کارایی نویز (NEF) شناخته می‌شود که در رابطه (۱) معرفی شده‌است [۵]:

$$NEF = V_{ni,rms} \sqrt{\frac{2I_{tot}}{\pi V_T 4KT BW}} \quad (1)$$

که در آن، $V_{ni,rms}$ ولتاژ نویز دیده‌شده در ورودی تقویت‌کننده برحسب ولت، I_{tot} جریان مصرفی تقویت‌کننده برحسب آمپر، V_T ولتاژ حرارتی برحسب ولت، k ثابت بولتزمن، T دمای محیط برحسب کلوین و BW پهنای باند تقویت‌کننده برحسب هرتز است.

امپدانس ورودی تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی نیز به خودی خود می‌تواند با بهره تقویت‌کننده در تقابل می‌باشد. به‌طور مثال، بهره ولتاژ تقویت‌کننده شکل ۲، تابع نسبت خازن‌های ورودی و فیدبک است. این مساله بیان می‌کند که برای داشتن بهره ولتاژ مناسب باید خازن C_1 به مراتب از خازن C_2 بزرگ‌تر باشد. این نکته یکی از مهم‌ترین نقطه ضعف‌های عمده تقویت‌کننده‌های تک‌طبقه به شمار می‌رود، چرا که برای داشتن یک بهره معقول، بدون ایجاد آثار تخریبی بر امپدانس ورودی مدار، خازن‌های مورد استفاده نیازمند فضای بسیار بزرگی برای پیاده‌سازی فیزیکی می‌باشند [۵].

لازم به ذکر است که ایرادات وارد بر تقویت‌کننده تک‌طبقه بدین خاطر است که اصولاً به‌دست‌آوردن تمامی ویژگی‌های مدنظر از یک طبقه، امری چالش‌برانگیز است. برای حل این مشکل، استفاده از تقویت‌کننده‌های چندطبقه پیشنهاد شده‌است که مزیت اصلی این ساختارها این است که می‌توان بهره ولتاژ مورد نظر را در چند طبقه

که از منظر توان و انرژی مصرفی برای تحریک موردنظر، مطلوب‌تر هستند را نیز داشته‌باشند. برنامه‌پذیری جزئیات زمانی و دامنه پالس‌های تحریک تولید شده با تمرکز بر طراحی مدارهای کم‌توان، از دیگر ویژگی‌های این تراشه می‌باشد. لازم به ذکر است که در تحقیقات اخیر، ریزسیستم‌های قابل کاشت در بدن که دارای بخش‌های ثبت سیگنال عصبی و تحریک هم‌زمان هستند، برای درک بهتر سیستم عصبی و همچنین بهبود درمان بیماری‌های عصبی، مورد توجه ویژه قرار گرفته‌اند. ثبت و تحریک هم‌زمان برای به حداکثر رساندن میزان داده‌های عصبی قابل استفاده، به حداقل رساندن تأخیر زمانی سیستم‌های تحریک حلقه بسته، و همچنین بررسی پاسخ فوری به تحریک امری ضروری است. اکثر سیستم‌های موجود در ادبیات فاقد ثبت و تحریک هم‌زمان هستند، لیکن در تحقیقات اخیر این موارد و با تعداد کانال‌های متفاوت (از ۱ تا بیش از ۱۰۰ کانال) مورد توجه محققین قرار گرفته‌است. کاربرد چنین سیستم‌هایی در مطالعات صرع، تحریک عمقی مغز (درمان بیماری‌هایی مانند پارکینسون)، و یا ثبت سیگنال‌های عصبی ماهیچه‌ای اثبات شده‌است [۱۵-۱۸]. تراشه ۸ کاناله طراحی شده در این مقاله، مستعد استفاده در سیستم‌هایی با کاربردهای فوق‌الذکر بوده و البته می‌توان با افزایش تعداد کانال‌های آن و همچنین اعمال تغییرات مناسب، در کاربردهای دیگری مانند پروتز بینایی و یا شنوایی نیز از آن بهره برد [۳].

۲- طرح‌های پیشنهادی برای پیاده‌سازی تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی و پایانه تحریک موردنظر

ساختارهای متنوعی برای پیاده‌سازی تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی وجود دارد که اغلب در جهت رفع مشکلات ساختار تک‌طبقه ارائه شده‌اند. در اکثر موارد این ساختارها از لحاظ توان مصرفی و مساحت اشغالی بهینه نیستند. در [۱۹] یک ساختار تک‌طبقه جدید ارائه شده‌است که دارای ایرادهای ساختار تک‌طبقه متداول نبوده و سطح اشغالی بسیار کم‌تری نسبت به سایر مدارها دارد. ایراد اساسی این ترکیب کنترل فرکانس قطع بالای آن توسط خازن بار می‌باشد که خود براساس کاربرد می‌تواند متغیر و نامشخص باشد. در این مقاله، طراحی برای پیاده‌سازی تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی ارائه شده‌است که مبتنی بر فیدبک غیرمستقیم [۲۰] و به‌کارگیری مدار تضعیف‌کننده در مسیر خازن فیدبک [۱۹] می‌باشد که این امر سبب شده‌است در سطح اشغالی مدارهای طراحی شده صرفه‌جویی به‌سزایی شود.

شکل ۳ نشان‌دهنده ایده فیدبک غیرمستقیم می‌باشد. مدار شامل دو گره خروجی با نام‌های Out1 و Out2 می‌باشد. گره خروجی Out1 در مسیر فیدبک منفی قرار دارد. خروجی دوم که با نام Out2 مشخص شده‌است، در حالت حلقه باز است. این مطلب قابل اثبات است که رفتار مداری این دو خروجی کاملاً با یک‌دیگر یکسان بوده و تمامی ویژگی‌های مفید فیدبک منفی در خروجی دوم هم قابل‌دسترس است ولی مقاومت خروجی آن (Ro2) در مقایسه با مقاومت خروجی مدار اول

به‌دست آورد. البته از آن‌جایی که در این ساختارها، عموماً فرکانس قطع بالا در طبقه اول تعیین می‌شود، یک خازن بار بزرگ در خروجی طبقه دوم لازم است که این امر سبب ایجاد مشکلاتی در پیاده‌سازی سخت‌افزاری می‌شود [۷]. همچنین علاوه بر توان مصرفی بیشتر و خازن‌های اضافی که می‌توان به‌عنوان ایراد برای تقویت‌کننده‌های چندطبقه بیان کرد، نسبت حذف حالت مشترک نسبت به تقویت‌کننده تک‌طبقه را نیز می‌توان به‌عنوان ایراد دیگر این ساختارها بیان کرد.

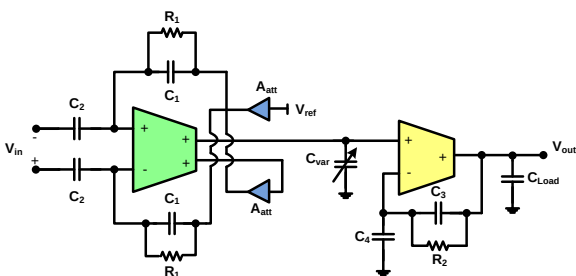
همانند مدارهای ثبت سیگنال عصبی، طراحی یک پایانه تحریک نیز دارای نکات مختص به خود است. در حالت کلی، دو روش متداول برای تحریک الکتریکی بافت وجود دارد: روش تحریک جریانی و روش تحریک ولتاژی. با وجود توان مصرفی کمتر روش تحریک ولتاژی، نیاز به سطح تراشه بیشتر در این روش سبب شده‌است که در عمل، روش تحریک جریانی مورد استقبال قرار گیرد [۸]. شکل موج‌های تحریک را هم می‌توان از یک دیدگاه به دو دسته شکل موج‌های تک‌فاز و دو‌فاز تقسیم بندی نمود. در حالت تحریک دو‌فاز، هر سیگنال تحریک شامل فازهای آنودی، کاتدی و یک زمان تأخیر است که به‌منظور ایجاد تعادل بار، لازم است مساحت زیر هر دو پالس آنودی و کاتدی با هم برابر باشد و همچنین برای جلوگیری از تجمع بار در بافت که ممکن است به دلایل مختلف ایجاد شود، سایت‌های تحریک در زمان‌های مشخصی به زمین مدار متصل شوند [۹]. رایج‌ترین شکل موج تحریک، شکل موج مربعی می‌باشد. نکته قابل توجه این است که در صورتی که طراح از روش جریانی برای تحریک سلول‌ها استفاده کند، چندین شکل موج دیگر قابل اعمال به بافت می‌باشند [۱۰]. مدارهای مختلفی وجود دارند که می‌توانند این شکل موج‌های تحریک را ایجاد کنند [۱۱-۱۳]. پارامتر مهم برای انتخاب هر کدام از این نوع شکل موج‌های تحریک، بسته به کاربرد و زمان تحریک می‌باشد. تحلیل‌های گوناگون و متفاوتی در مورد این شکل موج‌ها از منظر بهینه‌بودن بار انتقالی به بافت، انرژی، و توان مصرفی‌شان انجام شده‌است [۱۰، ۱۴]. با وجود تمامی تحلیل‌های انجام‌شده، نکته مهم این است که برای اتخاذ تصمیمی صحیح در زمینه تعیین شکل موج تحریک جریانی مناسب، سادگی و کم‌مصرف‌بودن مدار تولید جریانی، پارامتری غیرقابل‌انکار است.

محوریت این مقاله، طراحی و شبیه‌سازی یک تراشه ۸ کاناله برای ارتباط با سیستم عصبی می‌باشد که می‌تواند عمل تحریک سلول‌های عصبی و همچنین ثبت فعالیت‌های الکتریکی آن‌ها را به‌طور مجزا انجام دهد. مدارهای ارائه‌شده شامل تقویت‌کننده ولتاژ قرار گرفته در ابتدای مسیر سیگنال عصبی و مدارهای تحریک می‌باشند. بخش ثبت سیگنال عصبی به نحوی طراحی شده‌است که بتواند علاوه بر تقویت سیگنال‌های عصبی با بهره مناسب، دارای فرکانس قطع بالا و پایین متغیر، به‌ترتیب، بین ۵kHz تا ۱۰kHz و ۱۰Hz تا ۱۰۰Hz باشد تا بتوان فعالیت گستره وسیعی از سیگنال‌های عصبی را مورد مطالعه قرار داد. همچنین پایانه تحریک به‌گونه‌ای طراحی شده‌است که علاوه بر تولید سیگنال تحریک به‌صورت موج مربعی مرسوم، امکان ایجاد شکل‌های موج‌های جدیدی

کوچک‌تری به بهره‌های بزرگ‌تری دست یافت. لازم به ذکر است که با ساده‌سازی عبارات حاصل از KCL و KVL حاکم بر مدار شکل ۴، عبارت بهره ولتاژ طبقه اول مدار نشان داده شده در این شکل، به صورت رابطه (۳) به دست خواهد آمد که البته با تغییر مقدار A_{att} به راحتی می‌توان بهره کل مدار را قابل تنظیم دانست.

$$A_{V1} = \frac{C_2}{A_{att} C_1} \quad (3)$$

پاسخ فرکانسی طبقه اول ساختار ارائه شده در شکل ۴ دارای دو ویژگی شاخص می‌باشد. اول این که به دلیل عدم وجود مسیر مستقیم در ساختار ارائه شده، دیگر صفر موجود در ساختار تک طبقه مرسوم وجود ندارد و دوم این که به دلیل وجود فیدبک غیرمستقیم در مدار و برخلاف ساختار تک طبقه مرسوم دیگر نیازی به یک خازن بار بسیار بزرگ برای تنظیم فرکانس قطع بالا نمی‌باشد که این امر نیز خود باعث کاهش سطح تراشه می‌شود.

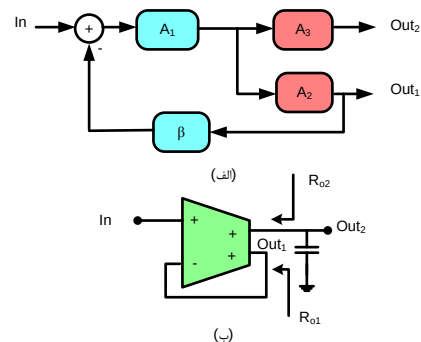


شکل ۴: اولین طرح پیشنهادی تقویت کننده‌های سیگنال عصبی
محاسبه امپدانس ورودی تقویت کننده نشان داده شده در شکل ۴ نیز براساس رابطه (۴) نشان می‌دهد که امپدانس ورودی رابطه معکوس با مقدار خازن ورودی دارد. از طرفی همان طور که در رابطه (۳) نشان داده شده است، بهره تقویت کننده رابطه مستقیم با خازن ورودی دارد. این بدان معنی است که با افزایش بهره تقویت کننده، امپدانس ورودی آن کاهش می‌یابد. ولی از آنجایی که در مدار شکل ۴ از یک تضعیف کننده در مسیر سیگنال فیدبک بهره گرفته شده است، می‌توان با کاهش مقدار A_{att} و انتخاب مقدار مناسب برای خازن C_2 ، هم زمان بهره ولتاژ و امپدانس ورودی بزرگی را برای مدار ارائه شده، انتخاب نمود.

$$Z_{in} = \frac{1}{2\pi f C_2} \quad (4)$$

طبقه دوم تقویت کننده سیگنال عصبی نشان داده شده در شکل ۸، یک تقویت کننده متشکل از مقاومت R_3 و خازن های C_3 و C_4 می‌باشد که علاوه بر افزایش مقدار بهره ولتاژ تقویت کننده ارائه شده، در تعیین فرکانس قطع پایین کل مدار نیز نقش دارند. لازم به ذکر است که ساختار استفاده شده در طبقه دوم شکل ۴، نسبت به همتای مشابه خود که با عنوان تقویت کننده معکوس کننده و به طور مثال در [۷] استفاده شده است، دارای مزیت نیاز به فقط یک مسیر فیدبک برای عمل کرد صحیح می‌باشد که خود سبب کاهش المان های مدار و در نتیجه فضای اشغالی تراشه خواهد شد. دقت شود که سیگنال حالت مشترک ورودی

(RoI)، متناسب با بهره تقویت کننده، بزرگ تر می‌باشد [۲۰]. باتوجه به این نکته، قراردادن یک خازن در خروجی یک تقویت کننده بهره گرفته از تکنیک فیدبک غیرمستقیم، به کمک مقاومت خروجی بالای تقویت کننده، تشکیل یک مدار RC با ثابت زمانی بزرگ خواهد داد. پر واضح است که استفاده از این روش، صرفه جویی بسیار خوبی در مقدار خازن خروجی که در اغلب موارد باید متغیر نیز انتخاب شود، می‌کند.



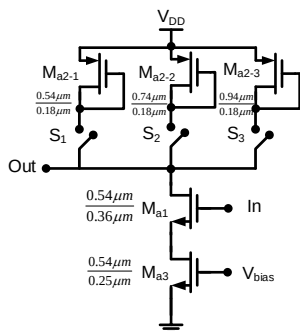
شکل ۳: (الف) ایده فیدبک غیرمستقیم، (ب) شمایین مدار آن [۲۰]

اولین طرح ارائه شده برای پیاده سازی یک تقویت کننده سیگنال عصبی در شکل ۴ نشان داده شده است. این طرح یک مدار دوطبقه است که به کمک آن می‌توان بدون هزینه زیادی، ویژگی های قابل تنظیم بودن بهره، فرکانس قطع پایین و قطع بالا را به طور مستقل از آن انتظار داشت. طبقه اول ساختار ارائه شده، از فیدبک غیرمستقیم بهره می‌برد که با اضافه کردن یک خازن متغیر به خروجی فیدبک غیر مستقیم، فرکانس قطع بالای تقویت کننده در این گره مشخص می‌شود. لازم به ذکر است که به دلیل استفاده از فیدبک غیرمستقیم و وجود ثابت زمانی بسیار بزرگی که در گره خروجی تقویت کننده طبقه اول ایجاد می‌شود، مقدار مقاومت دیده شده از گره خروجی طبقه اول و خازن C_{var} تعیین کننده فرکانس قطع بالای مدار هستند و با عنایت به این نکته که مقدار مقاومت دیده شده از گره مورد نظر بسیار بزرگ می‌باشد، برای داشتن فرکانس قطع بالایی در محدوده ۱۰kHz نیاز به خازنی در حدود ۱۰ برابر کوچک تر از طراحی های مشابه می‌باشد که خود می‌تواند نقش به سزایی در کاهش سطح تراشه داشته باشد. رابطه فرکانس قطع بالای این تقویت کننده، پس از به سرانجام رساندن معادلات حاکم بر مدار، براساس رابطه (۲) مشخص می‌شود.

$$f_H = \frac{1}{2\pi C_{var} R_{seen}} \quad (2)$$

که در این رابطه R_{seen} مقاومت دیده شده از گره فیدبک غیرمستقیم آپ امپ طبقه اول می‌باشد. همان طور که در طبقه اول تقویت کننده نشان داده شده در شکل ۴ مشخص است، طرح ارائه شده از یک بلوک تضعیف کننده در مسیر فیدبک نیز بهره گرفته است. استفاده از این تکنیک، همان طور در [۱۹] نیز نشان داده شده است، سبب می‌شود که بهره تقویت کننده با افزایشی متناسب با عکس بهره تضعیف همراه شود که خود پارامتر مناسبی می‌باشد تا با نسبت خازن های ورودی و فیدبک

قطع پایین تقویت کننده دو طبقه نشان داده شده در شکل ۴ براساس دو ثابت زمانی متفاوت به دست می‌آید که با متغیر دانستن مقاومت R_1 یا R_2 و یا هر دو آن‌ها می‌توان به قابلیت تنظیم پذیری فرکانس قطع پایین مدار دست یافت. شماتیک بلوک تضعیف کننده سیگنال استفاده شده در مسیر فیدبک طبقه اول مدار ارائه شده در شکل ۵ نشان داده شده است. این مدار یک تقویت کننده سورس مشترک با بهره متغیر می‌باشد و از آنجایی که بهره این تقویت کننده منفی می‌باشد، در مدار شکل ۴ مبدأ مسیرهای فیدبک به صورت ضرب در جابه‌جا شده‌اند تا با ایجاد یک بهره منفی دیگر، اثر بهره منفی تقویت کننده سورس مشترک شکل ۵ را خنثی نمایند و باعث تبدیل فیدبک مثبت ایجاد شده به فیدبک منفی پایدار شود.



شکل ۵: شماتیک مدار تضعیف کننده ولتاژ استفاده شده در مسیر فیدبک طبقه اول تقویت کننده‌های سیگنال عصبی ارائه شده

دومین طرح پیشنهادی در شکل ۶ نشان داده شده است. این مدار نیز همانند تقویت کننده ارائه شده در شکل ۴ از یک ساختار دو طبقه بهره می‌برد و تمامی ویژگی‌های مدار قبلی از جمله تنظیم پذیری بهره ولتاژ، فرکانس قطع پایین و فرکانس قطع بالا را به صورت مجزا دارا می‌باشد. تفاوت اصلی این مدار را ساختار ارائه شده در شکل ۴ در طبقه اول می‌باشد که این بار برای کم کردن نویز ورودی و همچنین افزایش خطینگی کل مدار، مقاومت R_1 از مدار حذف شده است. لازم به ذکر است که مقاومت R_1 استفاده شده در ساختار شکل ۴، نقش برقراری فیدبک در تمامی فرکانس‌ها را برعهده دارد و چنانچه در آن مدار حذف شود سبب بهم ریختن نقطه کار تمامی مدارها خواهد شد. اما آنچه باعث شده است که حذف این المان در ساختار شکل ۶ خللی ایجاد نکند، تمام تفاضلی بودن آپ امپ استفاده شده در طبقه اول می‌باشد. درواقع وجود مدار فیدبک حالت مشترک پیوسته در زمان سبب بایاس شدن تمامی ترانزیستورهای مدار در نقاط مورد علاقه خواهد شد و مشکلی برای نقطه کار مدار ایجاد نمی‌شود. حذف مقاومت R_1 در شکل ۶ علاوه بر ساده تر شدن روابط مداری حاکم بر کل مدار سبب می‌شود که فرکانس قطع پایین کل مدار تنها به حاصل ضرب R_2 در C_3 ارتباط داشته باشد و در نتیجه می‌توان به راحتی و با تغییرپذیری کردن R_2 به فرکانس قطع پایین مورد نظر دست یافت. لازم به ذکر است همان طور که در شکل ۶ مشخص شده است، در مدار ارائه شده در این مقاله، از یک روش مداری ساده و مرسوم برای پیاده سازی مقاومت‌های بسیار بزرگ به منظور رسیدن به

این طبقه با سیگنال حالت مشترک خروجی طبقه قبل برابر در نظر گرفته شده است. همچنین لازم به ذکر است که مقدار V_{ref} در طبقه اول برابر با ولتاژ حالت مشترک مورد نظر برای گره خروجی در نظر گرفته شده است. دلیل استفاده از مقاومت R_2 در این طبقه، تشکیل فیدبک منفی در تمامی فرکانس‌ها می‌باشد. مقدار R_2 به قدری بزرگ انتخاب شده است که تأثیری بر عمل کرد صحیح مدار در فرکانس‌های میانی و بالا نداشته باشد. بهره ولتاژ این طبقه در فرکانس‌های باند میانی به صورت زیر به دست می‌آید:

$$A_{V2} = 1 + \frac{C_4}{C_3} \quad (5)$$

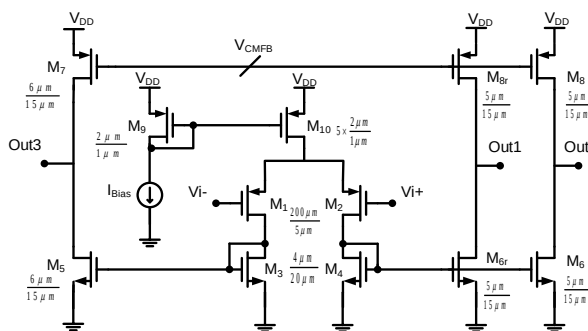
که به راحتی و با تغییر مقدار هر کدام از خازن‌ها، می‌توان بهره کل مدار را تغییر داد. لازم به ذکر است که خازن باری که به طبقه دوم مدار شکل ۴ متصل است، هر چند در محدوده ۱۰ pF می‌باشد، به دلیل این که مقاومت دیده شده از دو سرش مقاومت خروجی آپ امپ در حالت فیدبک می‌باشد، دارای ثابت زمانی به نسبت کوچکی می‌باشد و از این رو تأثیری در فرکانس قطع بالای کل مدار ندارد. همچنین تابع تبدیل تقویت کننده طبقه دوم دارای یک صفر و قطب نیز می‌باشد که به ترتیب در رابطه‌های (۶) و (۷) مشخص شده‌اند. لازم به ذکر است که با توجه مقادیر انتخابی برای خازن‌ها و مقاومت این طبقه، مقدار صفر سیستم تأثیری در عمل کرد مدار ندارد ولی مقدار قطب آن در تعیین فرکانس قطع پایین تأثیرگذار می‌باشد.

$$\omega_z = -\frac{1}{R_2(C_3 + C_4)} \quad (6)$$

$$\omega_p = -\frac{1}{R_2 C_3} \quad (7)$$

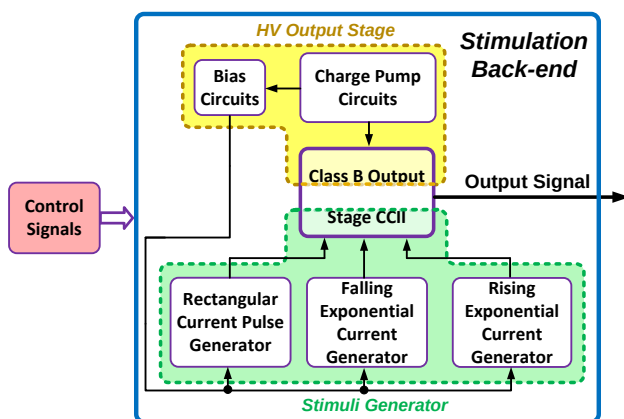
فرکانس قطع پایین در تقویت کننده دو طبقه نشان داده شده در شکل ۴، پس از به سرانجام رساندن معادلات حاکم بر آن، براساس دو ثابت زمانی تعیین می‌شود که یکی از این ثابت زمانی‌ها ریشه در رابطه (۷) داشته و دیگری براساس حاصل ضرب مقدار مقاومت R_1 در خازن C_1 محاسبه می‌شود. برای داشتن فرکانس قطع پایین بسیار کوچک باید مقدار مقاومت‌های R_1 و R_2 یا خازن‌های C_1 و C_2 بزرگ انتخاب شوند. در این مقاله، از روش اتصال سری دو ترانزیستور که در ناحیه خاموش بایاس شده‌اند برای رسیدن به یک فرکانس قطع پایین کوچک استفاده شده است. نکته‌ای که در ترکیب خازن و مقاومت مسیر فیدبک طبقه اول تقویت کننده نشان داده شده در شکل ۴ وجود دارد این است که وجود تضعیف کننده قبل از مقاومت R_1 سبب می‌شود که قطب فرکانس پایین طبقه اول تنها از حاصل ضرب مقدار R_1 در C_1 به دست آید و چنانچه این بلوک مقاومت R_1 را دربر نداشته باشد، براساس روابط حاکم بر مدار می‌توان اثبات کرد که مقدار این قطب متناسب با عکس بهره تضعیف کننده تضعیف شده که سبب افزایش فرکانس قطع پایین کل مدار خواهد شد که این مسئله امری نامطلوب است. در مجموع، فرکانس

$$A_v = \frac{1}{2} \times \frac{C_2}{A_{out} C_1} \times (1 + \frac{C_4}{C_3}) \quad (8)$$



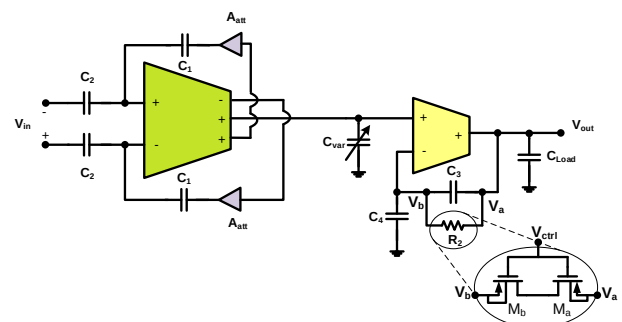
شکل ۷: آپ امپ مورد استفاده در طبقه اول تقویت کننده سیگنال عصبی دوطبقه ارائه شده در شکل ۶

پس از بیان توضیحات طراحی مدارهای ثبت سیگنال عصبی، در ادامه توضیحات کلی طراحی پایانه تحریک مدنظر بیان شده است. پایانه تحریک طراحی شده در این مقاله، که براساس طراحی های قبلی نگارنده این سطور با مقداری تفاوت در [۲۲] ارائه شده است، دارای دو زیرمجموعه ولتاژ بالا و پایین است که برخلاف اکثر پایانه های مشابه که بخش ولتاژ بالا در تکنولوژی متفاوتی تحقق می یابد، هر دو قسمت در تکنولوژی یکسان طراحی شده اند. در این مدار، بخش ولتاژ پایین شامل مدارهای دیجیتال به آنالوگ تولیدکننده جریان های مربعی و نمایی و همچنین طبقه خروجی است و در بخش ولتاژ بالای مدار، مدارهای تزریق بار و بایاس طراحی شده اند. در طبقه خروجی پایانه تحریک موردنظر که بلوک دیگرام آن در شکل ۸ نشان داده است، از مدار ناقل جریان نسل دوم (CCII) استفاده شده است تا با کمک ایده های مداری بتوان به ویژگی هایی نظیر استفاده از قابلیت تبدیل مستقیم ولتاژ برای رسیدن به اهدافی همچون تنظیم دامنه و شکل موج جریان تحریک و استفاده از روابط سیستمی حاکم بر مدارهای CC برای تولید جریان های نمایی و مربعی دست یافت. مشخصه های کلی در نظر گرفته شده برای پایانه تحریک مدنظر نیز در جدول ۱ خلاصه شده است.



شکل ۸: بلوک دیگرام مدار تحریک طراحی شده

فرکانس قطع پایین کوچک استفاده شده است که در واقع اتصال سری دو ترانزیستور که در ناحیه خاموش بایاس شده اند، می باشد [۵]. دقت شود که هر چند خطیگی این مقاومت باتوجه به تغییرات ولتاژ سورس-درین ترانزیستورها، نقطه ضعف آن محسوب می شود، لیکن باتوجه به این که بهره کل مدار به دو قسمت تقسیم شده است و از این رو هر طبقه سوئیچک ولتاژ خروجی خود را خواهد شد، میزان غیرخطی بودن این مقاومت نسبت به حالت به کارگیری در یک تقویت کننده تک طبقه کمتر خواهد بود. تغییر مقدار مقاومت استفاده شده در شکل ۶ (و در نتیجه تغییر فرکانس قطع پایین مدار) نیز با استفاده از اعمال ولتاژ خروجی V_{ctrl} مقدور شده است.



شکل ۶: دومین طرح پیشنهادی تقویت کننده های سیگنال عصبی

شکل ۷ نشان دهنده آپ امپ مورد استفاده در طبقه اول ساختار ارائه شده در شکل ۶ می باشد. در این مدار خروجی های Out3 و Out2 نقش فیدبک منفی و خروجی Out1 در نقش فیدبک غیرمستقیم می باشند. ابعاد ترانزیستورهای PMOS ورودی در این مدار بسیار بزرگ انتخاب شده اند و این امر تنها به دلیل کاهش نویز ورودی مدار می باشد. طول کانال ترانزیستورهای استفاده شده نیز تا حد ممکن بزرگ انتخاب شده اند تا باعث افزایش بهره آپ امپ شوند. از آنجایی که عوامل غیرایده آلی آپ امپ طبقه دوم تأثیر چندانی بر عمل کرد کل مدار ندارد، در طراحی این مدار سعی شده است که با کمترین توان مصرفی ممکن و کوچکترین ابعاد برای ترانزیستورها، نیازهای سیستمی تقویت کننده سیگنال عصبی برآورده شود. توجه شود که هر تقویت کننده ولتاژ دیگری نیز که دارای توان کم و قابلیت کار در ولتاژ پایین را داشته باشد (مانند [۲۱]) می تواند به جای مدار شکل ۷ و پس از اعمال تغییراتی و با اضافه کردن ایده فیدبک غیرمستقیم به آن، مورد استفاده قرار گیرد. لازم به ذکر است که شماییک بلوک تضعیف کننده سیگنال استفاده شده در مسیر فیدبک طبقه اول دومین طرح ارائه شده نیز مطابق با شکل ۵ می باشد و از این رو برای رفع مشکل ناپایداری و تبدیل فیدبک مثبت ایجاد شده به فیدبک منفی پایدار، ساختار مدار شکل ۶ نیز دارای فیدبک ضربدری می باشد. همچنین همان طور که واضح است در یک مدار تفاضلی، سیگنال تقویت شده در اختلاف ولتاژ تفاضلی دو سر مدار موجود می باشد و چنانچه تنها از یک سر این تقویت کننده، مشابه آن چه در شکل ۶ اتفاق افتاده است استفاده شود، میزان بهره ولتاژ نصف خواهد شد. در واقع رابطه نهایی بهره تقویت کننده سیگنال عصبی ارائه شده در شکل ۶ به صورت رابطه (۸) می باشد.

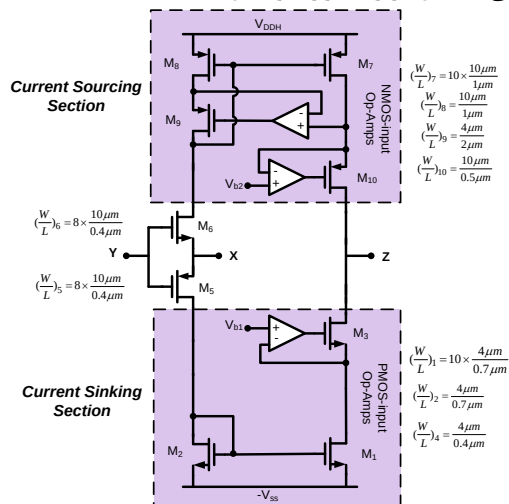
جدول ۱: مشخصات پایانه تحریک طراحی شده در این مقاله

پارامتر	مقدار
منبع تغذیه ورودی	۱/۸V
کمینه سوئیچینگ ولتاژ مورد نیاز در خروجی	۵V
تعداد کانال	۸
محدوده فرکانس تحریک	۲۵۰-۱۲۵ Hz
بیشینه دامنه تحریک	۱mA
عرض پالس تحریک	۰/۱ - ۳ ms
شکل موج‌های تحریک	مربعی، نمایی صعودی، نمایی نزولی

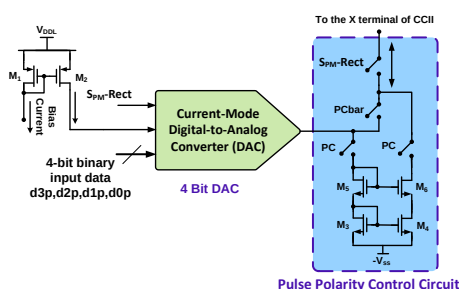
لازم به ذکر است که براساس نتایج تحقیق‌های منتشرشده در زمینه تحریک الکتریکی مؤثر جریانی [۱۳]، می‌توان استنباط نمود که برای زمان‌های تحریک بیشتر از $100\mu s$ که شامل هدف مدار تحریک این پژوهش نیز می‌باشد، شکل موج‌های نمایی صعودی و نزولی می‌توانند بهترین انتخاب‌ها برای شکل موج سیگنال اعمالی به بافت، از منظر انرژی لازم برای ایجاد تحریک مناسب بر روی سلول‌های عصبی باشند. لذا در این پژوهش به کمک مدارهایی که برای تولید جریان نمایی از مدارهای ناقل جریان استفاده می‌کنند، سیستم تحریک موردنظر، طراحی و پیاده‌سازی گردیده‌است. همچنین برای کاهش اتصال‌های میان بافت و سیستم تحریک از ساختار تحریک دو منبع جریان با دو منبع ولتاژ در طبقه خروجی استفاده شود. لذا از آنجایی که قابلیت تحریک مقاومت بار $25k\Omega$ با جریان تحریک بیشینه $0/1mA$ در این سیستم در نظر گرفته شده‌است، نیاز به منابع ولتاژ حداقل $5/2\pm V$ وجود دارد. این ولتاژ تغذیه موردنیاز، توسط مدارهای تزریق بار و از منبع ولتاژ ورودی استاندارد $1/8V$ ساخته شده‌است. طراحی‌های صورت‌گرفته برای مدار تزریق بار تولیدکننده منبع تغذیه مثبت و منفی، به‌ترتیب، ریشه در مقاله‌های [۲۳] و [۱۱] دارند. دلیل ساختار انتخاب‌شده، اشغال فضای کمتر و بهره ولتاژ بیشتر نسبت به سایر مدارها، به همراه کلاک‌زنی بسیار ساده این ترکیب است [۲۳].

پایانه تحریک طراحی‌شده، شامل ۳ مدار تولید سیگنال‌های جریانی متصل به مدار ناقل جریان نسل دوم و کلیدهایی است که عمل انتقال جریان الکتریکی با بافت موردنظر را انجام می‌دهند. در این مقاله در طبقه خروجی مدار تحریک طراحی‌شده، از مدار CCII کلاس B استفاده شده‌است (شکل ۹). ذکر این نکته الزامی است که مدارهایی که برای سیستم‌های تحریک طراحی می‌شوند، شامل ساختارهایی هستند که توانایی راه‌اندازی بارهای بزرگ با جریان‌های زیاد دارند و درعین حال توان مصرفی کمی دارند. درنتیجه ساختارهای کلاس AB و B دارای مقاومت خروجی بزرگ، می‌توانند انتخاب مناسبی برای طبقه خروجی مدارهای تحریک باشند [۲۲، ۲۴]. ضمن این‌که این ساختارها، توان مصرفی کمی هم در حالت بدون اعمال سیگنال به آن دارند. یکی از روش‌هایی که می‌توان به کمک آن به مقاومت خروجی بسیار بزرگ دست پیدا کرد، استفاده از فیدبک مثبت موازی می‌باشد [۲۵، ۲۶]. مدار ناقل جریان طراحی‌شده در این پژوهش نیز از ساختار آینه‌های جریانی با مقاومت خروجی بسیار بالا و مبتنی بر فیدبک مثبت موازی با ولتاژپذیری

مناسب بهره گرفته‌است که بررسی روند طراحی آن‌ها به‌طور مفصل در [۲۵] بیان شده‌است. در مدار شکل ۹ به‌دلیل کم‌کردن توان مصرفی و همچنین به‌واسطه این‌که در حالت دریافت جریان از بافت هدف، نیاز به مقاومت خروجی بیش‌ازحد نمی‌باشد، ساختار ساده‌تری برای آینه جریان NMOS موردنیاز استفاده شده‌است. باتوجه به اثر پیروی از سورس ترانزیستورهای ورودی M_5 و M_6 ، انتظار می‌رود که بهره ولتاژ (α) این مدار تقریباً برابر واحد باشد. همچنین ترانزیستورهای M_1-M_2 و M_7-M_8 افزایش بخش آینه‌کردن مدار ناقل جریان هستند که بهره جریان β را باتوجه به ابعاد ترانزیستورهای به‌کار گرفته‌شده، برای هر دو جهت مختلف هدایت جریان، برابر با ۱۰ حاصل می‌کنند. همان‌طور که در شکل ۸ نیز مشخص شده‌است، برخی از بخش‌ها شامل مدار پمپ بار، بایاس و چند ترانزیستور مدار ناقل جریان خروجی، با بهره‌گیری از ترانزیستورهای اکسید ضخیم در دسترس تکنولوژی مربوطه طراحی شده‌اند و همچنین بخش‌های source و sink در مدار شکل ۹ به‌وسیله کلیدهایی از یک‌دیگر مجزا شده و در زمان‌های مناسب غیرفعال می‌شوند تا در شرایط نامناسبی تحت ولتاژ زیاد قرار نگرفته و آسیب نبینند.



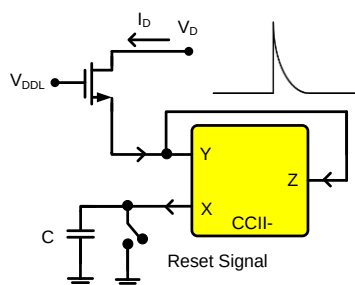
شکل ۹: مدار ناقل جریان نسل دوم استفاده‌شده در این پژوهش



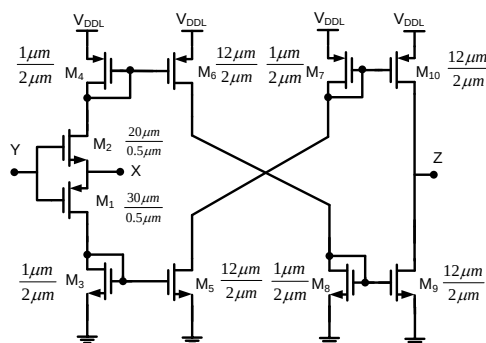
شکل ۱۰: مدار تولیدکننده سیگنال جریان مربعی

مدار تولیدکننده جریان مربعی استفاده‌شده در این پروژه، شامل یک DAC چهاربیتی به‌همراه یک مدار تعیین قطبیت جریان خروجی (پیاده‌سازی‌شده با اکسید ضخیم موجود در تکنولوژی) می‌باشد، که در شکل ۱۰ به تصویر کشیده شده‌است. وظیفه مدار تولید جریان مربعی، تولید جریانی در محدوده $9/6\mu A$ تا $9/6\mu A$ است تا این جریان، توسط

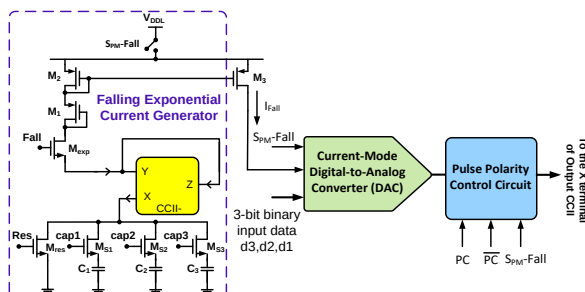
ضخیم 3.3V موجود در این تکنولوژی پیاده‌سازی گشته‌اند. همان‌طور که بیان شد، برخلاف شکل موج مربعی که فقط با دو پارامتر دامنه و زمان دوام مشخص می‌شود، شکل موج نمایی به پارامتر سومی به نام ثابت زمانی هم وابسته است. برنامه‌پذیری این پارامتر تأثیر بسیار مهمی بر روی افزایش بهره‌وری انرژی سیگنال تحریک دارد. این کار در مدار ارائه شده توسط یک بانک خازنی که می‌تواند مقادیری بین 0.5pF تا 2pF داشته باشد، انجام می‌شود. شبیه‌سازی‌های مداری انجام شده نشان می‌دهد که تغییرات ثابت زمانی بین مقادیر 20μs تا 90μs امکان‌پذیر است. خروجی بخش قطبیت جریان خروجی به ورودی X مدار ناقل جریان طبقه خروجی متصل است. سیگنال فعال‌سازی مدار تولیدکننده جریان نمایی نزولی نیز برای انتخاب این بلوک در نظر گرفته شده است و با کلید SPM-Fall نشان داده شده است.



شکل ۱۱: ایده استفاده شده برای تولید سیگنال نمایی نزولی



شکل ۱۲: مدار ناقل جریان نسل دوم استفاده شده در ساختار مدار ضرب‌کننده خازنی



شکل ۱۳: شماتیک مدار تولیدکننده سیگنال جریان نمایی نزولی

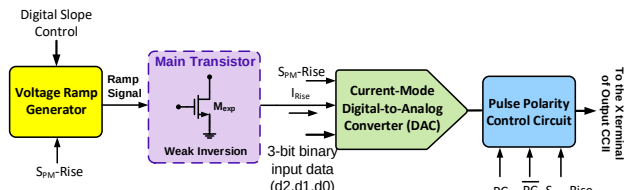
در ادامه این بخش، به بررسی مدار تولیدکننده سیگنال موج نمایی صعودی پرداخته می‌شود. در طراحی مدارهای این بخش نیز سعی شده است که تا حد امکان توان مصرفی کم در نظر گرفته شود. تولید شکل

آینه‌های جریان بخش تعیین قطبیت، به ورودی مدار ناقل جریان کلاس B نسل دوم ارائه شده، انتقال یابد تا ضمن افزایش در دامنه به بار هدف انتقال یابد. تنظیم قطبیت جریان و مشخصات زمانی پالس‌های تحریک توسط سیگنال‌های PC و PCbar امکان‌پذیر شده است.

پایانه تحریک طراحی شده در این مقاله، توانایی تولید شکل موج نمایی نزولی و صعودی را برای تحریک سلول‌های عصبی نیز داراست. ایده اصلی تولید شکل موج نمایی نزولی ارائه شده در این مقاله، مبتنی بر شارژ کردن یک خازن توسط ترانزیستور MOSFET ای است که در ناحیه تریاود بایاس شده باشد. براساس آنچه در [۲۵] بیان شده است، می‌توان اثبات کرد که در این حالت، ترانزیستور همانند یک مقاومت عمل کرده و جریان عبوری از آن برای شارژ کردن خازن، به صورت نمایی نزولی می‌باشد. لیکن ثابت زمانی این روش ساده، طراح را دچار مشکلاتی خواهد کرد و براساس آنچه در [۲۵] بیان شده است، برای رسیدن به ثابت زمانی‌های معقول برای کاربرد تحریک (25μs تا 200μs)، این امر توسط استفاده از مدار ضرب‌کننده خازنی مبتنی بر مدار ناقل جریان نسل دوم، تحقق یافته است. ایده استفاده از ضرب‌کننده خازنی مدتی است که مورد استفاده مهندسين طراحی الکترونیک آنالوگی قرار گرفته است که برای آن‌ها مساحت کم تراشه از اهمیت برخوردار است [۲۷، ۲۸]. شکل ۱۱ نشان‌دهنده ایده استفاده شده، برای تولید سیگنال نمایی نزولی مداری است. نکته مهم در طراحی این مدار این است که دامنه سیگنال تولیدی کوچک است و در ادامه توسط مدارهای آینه جریان ساده‌ای تقویت خواهد شد. شماتیک مدار ارائه شده به عنوان مدار ناقل جریان ضرب‌کننده خازنی نیز در شکل ۱۲ مشخص شده است. ابعاد ترانزیستورهای به کار گرفته شده نیز در این شکل نشان داده شده‌اند. باتوجه به ویژگی مداری که در پایه‌های ورودی این مدار وجود دارد، انتظار می‌رود که بهره ولتاژ (α) این مدار تقریباً برابر واحد باشد و سیگنال پایه X از سیگنال اعمالی به پایه Y تبعیت کند. ترانزیستورهای M3-M10 تشکیل‌دهنده بخش جریانی مدار ناقل جریان هستند که سبب به وجود آمدن بهره جریان $A \times B$ می‌شوند. A نسبت آینه جریان ترانزیستورهای M4، M6، M8 و M9 است و B نسبت آینه جریان ترانزیستورهای M3، M5، M7 و M10. باتوجه به ابعاد گزارش شده در شکل ۱۲، مقدار A و B برابر ۱۲ انتخاب شده‌اند که منجر به این می‌شود که β برابر ۱۴۴ شود.

شکل ۱۳ نشان‌دهنده مدار کامل تولیدکننده موج نمایی نزولی است. این مدار از دو بخش اضافی دیگر نیز تشکیل شده است که شامل مبدل دیجیتال به آنالوگ جریانی و بخش کنترل قطبیت جریان می‌باشد. تنظیم دامنه پالس‌های جریانی توسط یک مبدل ۳ بیتی انجام می‌شود که عمل تقویت جریان تولیدی توسط Mexp را انجام می‌دهد. ترانزیستور Mexp توسط سیگنال Fall کنترل می‌شود که در فاز مخالف با سیگنال ریست‌کننده Res است. تمامی ترانزیستورهای این مدار نیز با تکنولوژی اکسید نازک TSMC 0.18μm طراحی شده‌اند به جز ترانزیستورهای بخش کنترل قطبیت جریان که با تکنولوژی اکسید

چاه عمیق موجود در تکنولوژی $0.18 \mu\text{m}$ TSMC پیاده‌سازی شده است که سبب می‌شود ولتاژ آستانه این ترانزیستور در دمای اتاق برابر 470 mV باشد. همچنین این ترانزیستور، دارای عرض و طول کانال بزرگ است تا از اثرهای جانبی ناشی از تغییرات فرآیند ساخت تراشه، جلوگیری شود.



شکل ۱۵: بلوک دیگرام مدار تولیدکننده سیگنال جریان نمایی صعودی

همان‌طور که در ابتدای این بخش بیان شد، برای این که پایانه تحریک طراحی شده بتواند جریان‌های تولید شده را با دامنه مناسب به بافت هدف تزریق کند، نیاز است که ولتاژ 1.8 V موجود در تکنولوژی استفاده شده، توسط مدارهای تزریق بار به مقادیر حداقلی $\pm 2/5 \text{ V}$ افزایش داده شوند. برای این منظور، دو مدار تزریق بار برای تولید سیگنال‌های منبع تغذیه V_{DDH} و $-V_{SS}$ در این پروژه طراحی شده‌اند. طراحی‌های صورت گرفته برای مدار تزریق بار تولیدکننده منبع تغذیه مثبت و منفی، به ترتیب، ریشه در مقاله‌های [۲۳] و [۱۱] دارند. ساختار مدنظر به این دلیل در طراحی پیش‌رو استفاده شده است که نسبت به سایر ساختارها، فضای کمتری را اشغال می‌کند و کارایی بیشتری نیز دارد. همچنین این ساختار بهره ولتاژ بیشتری نسبت به دیگر ساختارها دارد و این بهره تا میزان 0.9 V_{dd} نیز گزارش شده است [۲۳]. به علاوه کلاک‌زنی بسیار ساده این ترکیب سبب شده است که تنها به ۲ کلاک مخالف غیرهمپوشان نیاز داشته باشد.

شکل ۱۶ (الف) نشان دهنده ساختار مدار پیشنهاد شده توسط آقای پلیکونی می‌باشد [۲۳]. در این مدار، در هر سیکل، بارهای الکتریکی از سمت ورودی به سمت خروجی توسط ترانزیستورهایی که همانند یک کلید عمل می‌کنند، انتقال می‌یابند. خازن‌های تزریق کننده بار نشان داده شده این شکل، به صورت مجتمع پیاده‌سازی می‌شوند. توجه شود که در این ساختار باید پایه‌های بدنه ترانزیستورهای PMOS و NMOS در دسترس باشند و این امر مستلزم آن است که در تکنولوژی استفاده شده در این طرح، از چاه عمیق از نوع N برای ترانزیستورهای PMOS ولتاژ بالا و چاه عایق بندی شده برای ترانزیستورهای NMOS ولتاژ بالا استفاده شود. بهره ولتاژ در مدار پلیکونی بین گره‌های خروجی و ورودی به صورت رابطه (۱۰) تعریف می‌شود.

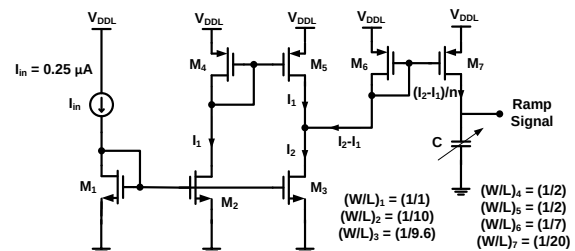
$$\Delta V = V_{DDL} \cdot \frac{C_p}{C_p + C_{par}} - R_{out} I_{out} \quad (10)$$

که در رابطه (۱۰)، مقدار R_{out} که مقاومت خروجی مدار پمپ بار است، خود از رابطه (۱۱) محاسبه می‌شود،

موج نمایی در سیستم ارائه شده در این پروژه، به وسیله ترانزیستور MOS امکان پذیر شده است که در ناحیه زیرآستانه بایاس شده باشد. ایده اصلی این روش تولید شکل موج نمایی توسط گروه آقای دکتر ساوان ارائه شده است [۱۰]. ایده اصلی تولید سیگنال نمایی به این صورت است که با اتصال مدار تولید کننده ولتاژ خطی به گیت یک ترانزیستور و تثبیت ولتاژ گیت-سورس کمتر از ولتاژ آستانه، رابطه نمایی موردنظر در جریان عبوری از پایه‌های درین و سورس آن ترانزیستور ایجاد خواهد شد. این جریان تولید شده، دامنه کمی دارد و باید تقویت شده و به الکترو د تحویل داده شود. یکی از ساده ترین روش‌ها برای تولید ولتاژ خطی، شارژ کردن یک خازن با جریانی ثابت است. در این حالت، ولتاژ دو سر خازن به صورت خطی و متناسب با زمان طبق رابطه (۹) شروع به افزایش می‌کند.

$$V_{out}(t) = \frac{I_C}{C} \cdot t \quad (9)$$

در این رابطه، C خازن انتگرال گیر و I_C جریان ثابت عبوری از آن است. مدار تولیدکننده ولتاژ خطی استفاده شده در این سیستم تحریک نمایی، درواقع یک مدار انتگرال گیر می‌باشد که شیب تغییرات ولتاژ خروجی آن برابر $B = dV/dt = I/C$ است. برای این که زمان دوام و ثابت زمانی مدار استفاده شده قابلیت انعطاف زیادی داشته باشد، باید مقادیر خازن و جریان استفاده شده در مدار انتگرال گیر، شرایط خاصی داشته باشند. برای مثال، تولید کمترین شیب موردنظر، نیازمند داشتن جریانی در مقیاس نانو است تا از داشتن خازن بزرگ که پیاده سازی مجتمع آن مشکل است، اجتناب شود. برای این منظور، مدار شکل ۱۴ [۱۰]، استفاده شده است. لازم به ذکر است که ترانزیستورهای به کار گرفته شده در این مدار، دارای طول کانال بزرگی هستند تا از اثرهای جانبی ناشی از تغییرات فرآیند ساخت تراشه، جلوگیری شود.



شکل ۱۴: مدار تولیدکننده ولتاژ خطی استفاده شده در این پژوهش (اقتباس شده از [۱۰])

شکل ۱۵ نشان دهنده مدار کامل تولیدکننده موج نمایی صعودی است. علاوه بر بخش هایی از این مدار که در سطور بالا به توضیح آن‌ها پرداخته شده است، این مدار از دو بخش اضافی دیگر نیز تشکیل شده است که شامل مبدل دیجیتال به آنالوگ جریانی و بخش کنترل قطبیت جریان می‌باشد. تمامی ترانزیستورهای این مدار با تکنولوژی اکسید نازک $0.18 \mu\text{m}$ TSMC طراحی شده‌اند به جز ترانزیستورهای بخش کنترل قطبیت جریان که با تکنولوژی اکسید ضخیم $3/3 \text{ V}$ موجود در این تکنولوژی پیاده سازی گشته‌اند. تنظیم دامنه پالس‌های جریانی توسط یک مبدل ۳ بیتی انجام می‌شود که عمل تقویت جریان تولیدی توسط M_{exp} را انجام می‌دهد. ترانزیستور M_{exp} توسط قابلیت پیاده سازی

امکان رخداد قفل کردن مدار وجود دارد و برای جلوگیری از این مسئله باید پایه بدنه ترانزیستورهای PMOS استفاده شده در این مدار، به زمین مدار متصل شوند [۱۱]. همین روند در طراحی پیش‌رو نیز در نظر گرفته شده‌است و مدار تزریق بار طراحی شده در این پروژه برای تولید منبع تغذیه منفی در شکل ۱۷ (ب) به نمایش گذاشته شده‌است. در این مدار، از ۲ طبقه مدار تزریق بار استفاده شده‌است که منجر به تولید ولتاژ خروجی $-3/6V$ در حالت ایده‌آل خواهد شد. مقدار خازن‌های پمپ‌کننده در مدار شکل ۱۷ (ب) برابر $75pF$ است تا بهره ولتاژ تا حد امکان بزرگ شود. ابعاد ترانزیستورهای NMOS و PMOS ولتاژ بالای به کاررفته در مدار نیز، به ترتیب، برابر $(50\mu m / 0.35\mu m)$ و $(60\mu m / 0.3\mu m)$ انتخاب شده‌اند تا در کاهش مقاومت R_{switch} تأثیرگذار باشند.

۳- شبیه‌سازی و ترسیم جانمایی مدارهای ارائه شده

در این بخش، شبیه‌سازی مداری ساختارهای ارائه شده برای پیاده‌سازی تقویت‌کننده‌های سیگنال عصبی با تأکید بر ساختار شکل ۶ و کلیات بلوک‌های مختلف پایانه تحریک مدنظر ارائه شده‌اند، مورد بررسی قرار گرفته‌است. طراحی‌های انجام شده در تکنولوژی $0.18\mu m$ و با منبع تغذیه $1/8V$ صورت پذیرفته‌است و سعی شده‌است تا براساس شبیه‌سازی‌های پس از ترسیم جانمایی و با کمترین توان مصرفی، بهترین عمل‌کرد از مدارهای ارائه شده به دست آید. درواقع در شبیه‌سازی مداری یک طرح، ترسیم جانمایی مدار، شبیه‌سازی پس از ترسیم جانمایی و ارسال مدار نهایی برای ساخت، همواره مسائل و اصولی وجود دارند که طراح مستلزم رعایت آن‌هاست. این سیر روند طراحی در طراحی پیش‌رو نیز در نظر گرفته شده‌است و شبیه‌سازی‌هایی که در ادامه بیان شده‌است، حاصل رعایت اصول حاکم بر طراحی مدارهای مجتمع مانند در نظر گرفتن عوامل پارازیتی و اصلاح ابعاد ترانزیستورهای به کاررفته در مدار می‌باشد.

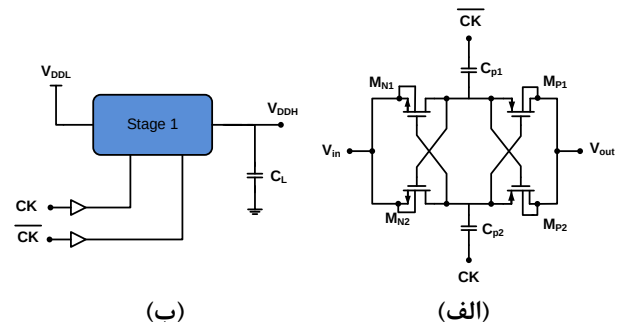
در ابتدا مشخصات تقویت‌کننده‌های عملیاتی استفاده شده در ساختار مدار ۴ توصیف شده‌اند. آپ امپ استفاده شده در طبقه اول تقویت‌کننده این مدار دارای بهره $65dB$ و فرکانس بهره واحد $3/7MHz$ در حضور خازن بار $25pF$ می‌باشد. این آپ امپ توان مصرفی $14\mu W$ داشته و نویز ورودی آن در بازه $10Hz$ الی $10kHz$ برابر با $7/3\mu V_{rms}$ می‌باشد. همچنین آپ امپ استفاده شده در طبقه دوم مدار شکل ۴ دارای بهره $46dB$ و فرکانس بهره واحد $250kHz$ در حضور خازن بار $8pF$ می‌باشد. توان مصرفی آن نیز برابر با $6/5\mu W$ می‌باشد.

شکل ۱۸ نشان‌دهنده پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده سیگنال عصبی ارائه شده در شکل ۴ می‌باشد. این تقویت‌کننده دارای قابلیت تنظیم بهره باند میانی، فرکانس قطع بالا و قطع پایین به صورت کاملاً مجزا می‌باشد. در شبیه‌سازی انجام شده در شکل ۱۸، مقدار خازن‌های $C1$ و $C2$ به ترتیب برابر با $0.4pF$ و $2pF$ انتخاب شده‌اند. در این حالت استفاده از بلوک تضعیف‌کننده‌ای با بهره‌ای 0.4 (و البته قابل تنظیم) منجر به بهره کل 125 خواهد شد که همان‌طور که در شکل ۱۸ مشاهده می‌شود، این میزان در شبیه‌سازی برابر با 107 به دست آمده‌است. مقدار خازن‌های

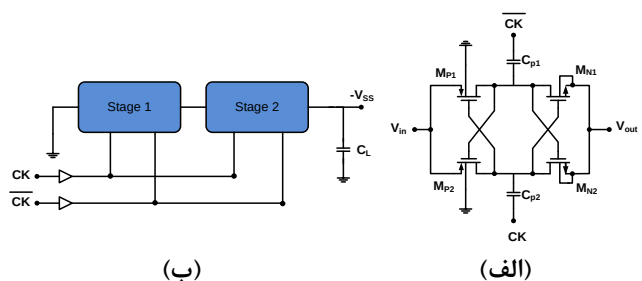
$$R_{out} = \frac{1}{fC_p} + R_{switch} \quad (11)$$

و C_{par} خازن پارازیتی دیده شده از گره‌های داخلی مدار تزریق بار است. همچنین R_{switch} مقاومت روشن شدن ترانزیستورهای مدار است و f فرکانس کاری مدار تزریق بار است.

شکل ۱۶ (ب)، مدار تزریق بار طراحی شده در این پژوهش برای تولید منبع تغذیه مثبت را که شامل یک طبقه از مدار پلیکونی می‌باشد، نشان می‌دهد. در طراحی صورت گرفته، مقدار خازن‌های C_p برابر $50pF$ انتخاب شده‌اند تا با بهره‌گیری از بهره ولتاژ بالا، با کمترین تعداد طبقه‌های پشت سرهم، ولتاژ مورد نیاز در خروجی مدار تولید شود. ابعاد ترانزیستورهای NMOS و PMOS پیاده‌سازی شده با اکسید ضخیم نیز، به ترتیب، برابر $(50\mu m / 0.4\mu m)$ و $(60\mu m / 0.4\mu m)$ انتخاب شده‌اند تا در کاهش مقاومت R_{switch} تأثیرگذار باشند. فرکانس کاری مدار نیز برابر $10MHz$ است تا با این انتخاب، مقاومت خروجی R_{out} کم شده و عمل‌کرد خوبی از مدار طراحی شده، حاصل شود. لازم به یادآوری مجدد است که با توجه به این که ورودی مدار نشان داده شده در شکل ۱۶ (ب) به $V_{DDL} = 1/8V$ متصل شده‌است و دامنه بیشینه سیگنال‌های کلاک نیز برابر $1/8V$ است، انتظار می‌رود که در حالت ایده‌آل، ولتاژ خروجی برابر $3/6V$ به دست آید که این مقدار، برآورده کننده نیاز طراحی پیش‌رو می‌باشد.



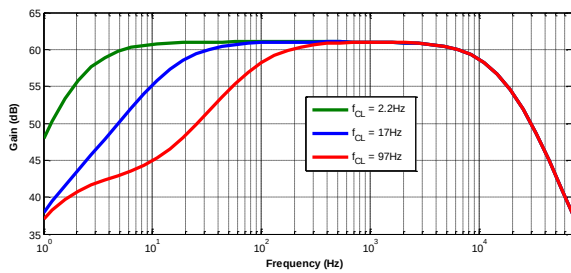
شکل ۱۶: (الف) شماتیک مدار تزریق بار ارائه شده در [۲۳]، (ب) مدار تزریق بار طراحی شده در این پروژه برای تولید منبع تغذیه مثبت



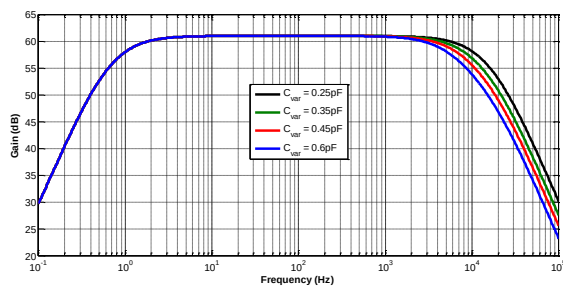
شکل ۱۷: (الف) شماتیک مدار تزریق بار برای تولید سیگنال منفی [۱۱]، (ب) مدار طراحی شده در این مقاله برای تولید منبع تغذیه منفی

تولید سیگنال مناسب برای منبع تغذیه منفی، توسط جابه‌جایی ترانزیستورهای نوع N و P و اعمال سیگنال زمین به ورودی آن، امکان‌پذیر است. البته تحقیقات انجام شده نشان می‌دهد که در این حالت

بهره ۴۶dB و فرکانس بهره واحد ۲۵۰kHz در حضور خازن بار ۸pF می باشد. توان مصرفی این آپ امپ نیز برابر با ۶/۵μW می باشد.

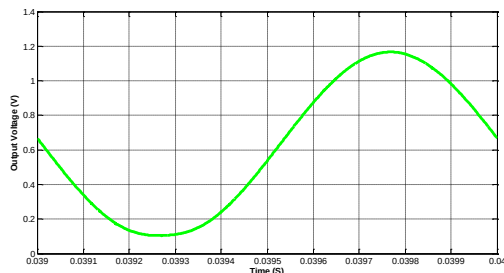


(الف)



(ب)

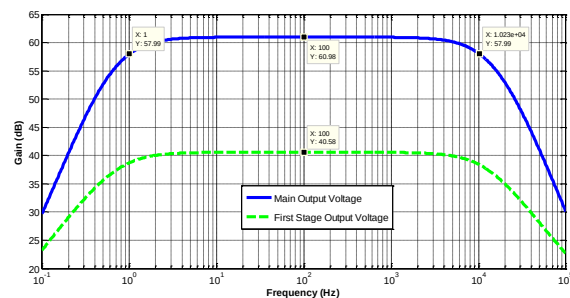
شکل ۱۹: تغییر پذیری (الف) فرکانس قطع پایین و (ب) قطع بالای تقویت کننده سیگنال عصبی ارائه شده در شکل ۴



شکل ۲۰: پاسخ زمانی تقویت کننده سیگنال عصبی ارائه شده در شکل ۴ به ورودی سینوسی با فرکانس ۱kHz

شکل ۲۱ نشان دهنده پاسخ فرکانسی تقویت کننده سیگنال عصبی ارائه شده در شکل ۶ می باشد. در شبیه سازی نشان داده شده، مقدار خازن های C_1 و C_2 به ترتیب برابر با ۰/۴pF و ۲pF انتخاب شده اند. استفاده از بلوک تضعیف کننده با بهره قابل تنظیم و در حالت مدنظر برابر با ۰/۳۴ منجر به بهره کل برابر با ۷۲ از یک سر خروجی طبقه اول می شود که این مقدار در شبیه سازی برابر با ۵۱ به دست آمده است. همچنین توجه شود که به دلیل عدم وجود مقاومت در طبقه اول، این طبقه از فرکانس های بسیار پایین نیز شروع به تقویت کنندگی سیگنال دریافتی می کند. مقدار خازن های طبقه دوم مدار شکل ۶ نیز برابر با ۰/۳ pF C_3 و $C_4 = ۳$ pF انتخاب شده اند که از منظر تئوری، بهره مدار ارائه شده در شکل ۶ مقداری برابر با ۷۹۲ خواهد داشت که این میزان به دلیل عوامل غیرایده آلی در نتایج شبیه سازی برابر با ۵۳۲ به دست آمده است. در شبیه سازی انجام شده در شکل ۲۱ و باتوجه به خازن متغیر متغیر ۲۱ pF C_{var} و خازن بار ۸pF متصل به طبقه دوم، فرکانس قطع پایین

طبقه دوم مدار شکل ۴ نیز برابر با $C_3 = ۰/۳$ pF و $C_4 = ۳$ pF انتخاب شده اند. از منظر تئوری، بهره مدار ارائه شده در شکل ۴ مقداری برابر با ۱۳۷۵ خواهد داشت که این میزان به دلیل عوامل غیرایده آلی در نتایج شبیه سازی برابر با ۱۱۲۰ به دست آمده است. در شبیه سازی انجام شده در شکل ۱۸ و باتوجه به خازن متغیر $C_{var} = ۰/۲۵$ pF و خازن بار ۸pF متصل به طبقه دوم که نماینده خازن ورودی یک مبدل آنالوگ به دیجیتال SAR می باشد، فرکانس قطع پایین و بالای مدار به ترتیب برابر با ۱Hz و ۱۰/۲kHz به دست آمده اند که مقداری مناسب در کاربردهای مدنظر می باشد. میزان توان مصرفی کل مدار در این حالت و با منبع تغذیه ۱/۸V نیز ۲۶/۹μW می باشد.

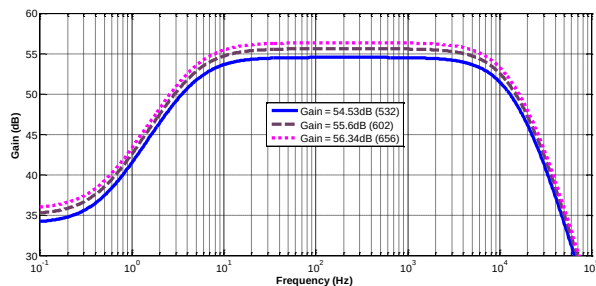


شکل ۱۸: پاسخ فرکانسی تقویت کننده سیگنال عصبی شکل ۴

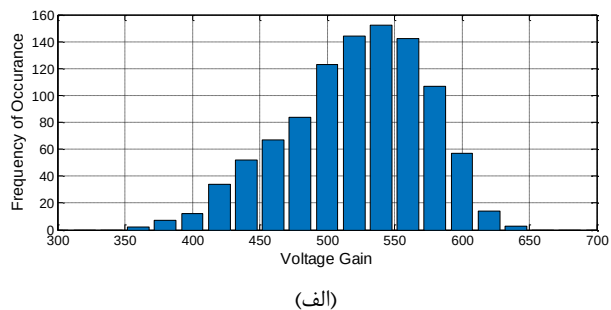
تغییر پذیری فرکانس قطع پایین اولین تقویت کننده ارائه شده در شکل ۱۹ (الف) به نمایش گذاشته شده است. با تغییر مقدار مقاومت R_2 ، مقدار فرکانس قطع پایین در بازه ۲/۲Hz تا ۹۷Hz قابل تنظیم است. شکل ۱۹ (ب) نیز نشان دهنده تغییرات فرکانس قطع بالای مدار ارائه شده در شکل ۴ می باشد که باتوجه به تغییرات خازن C_{var} مقدار این فرکانس می تواند در بازه ۵kHz تا ۱۰kHz توسط طراح انتخاب شود. لازم به ذکر است که براساس شبیه سازی های انجام شده و باتوجه به انتخاب ابعاد مختلف برای ترانزیستور M_{a2} در شکل ۵ از مقادیر ۵۴μm الی ۱۹۴μm، میزان بهره ولتاژ کل مدار نیز از ۱۱۲۲ تا ۱۳۸۰ قابل تنظیم است.

پاسخ زمانی تقویت کننده سیگنال عصبی ارائه شده در شکل ۴ به ورودی سینوسی با فرکانس ۱kHz در شکل ۲۰ نشان داده شده است. دامنه سیگنال ورودی برابر ۰/۴mV بوده است. میزان سوئیچینگ ولتاژ پیک تا پیک خروجی نیز برابر با ۱V می باشد. فرکانس قطع پایین تقویت کننده برابر با ۱Hz و فرکانس قطع بالای آن برابر با ۱۰kHz انتخاب شده است. میزان THD سیگنال خروجی برابر با -۴۲/۴dB می باشد که مقداری قابل قبول است. نتایج شبیه سازی مدار شکل ۶ نیز در این بخش مطرح شده است. آپ امپ استفاده شده در طبقه اول تقویت کننده شکل ۶ دارای بهره ۵۸/۵dB و فرکانس بهره واحد ۵/۲MHz در حضور خازن بار ۰/۲۵pF می باشد. این تقویت کننده دارای توان مصرفی ۱۴μW بوده و میزان نویز ورودی آن در بازه ۱۰Hz الی ۱۰kHz برابر با ۷/۳μVrms می باشد. همچنین آپ امپ استفاده شده در طبقه دوم مدار شکل ۶ دارای

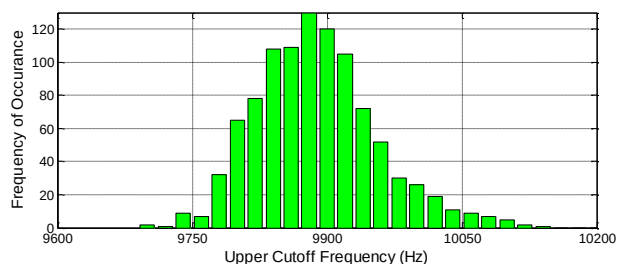
به‌منظور بررسی دقیق‌تر رفتار مدار تقویت‌کننده سیگنال عصبی نشان‌داده‌شده در شکل ۶، شبیه‌سازی مونت‌کارلو با درنظرگرفتن تغییرات پراسس و همچنین عدم‌تطابق بین خازن‌ها و ترانزیستورهای استفاده‌شده در مدار و به صورت ۱۰۰۰ بار اجرا، برروی بهره ولتاژ و فرکانس قطع بالا و پایین آن نیز انجام شده‌است. شکل ۲۴ نشان‌دهنده این امر می‌باشد. مطابق با نتایج حاصل‌شده، هنگامی که بهره ولتاژ برابر با مقدار ۵۳۲ انتخاب شده‌است، مقدار میانگین حاصله از شبیه‌سازی مونت‌کارلو برابر با ۵۳۱ و انحراف معیار ۵۲ است. همچنین زمانی که فرکانس قطع بالا و پایین به‌ترتیب برابر با ۱۰kHz و ۲۰Hz انتخاب شده‌اند، مقادیر میانگین ۹/۹kHz (با انحراف معیار ۷۰Hz) و ۲۰/۳Hz (با انحراف معیار ۶/۵Hz) به‌دست آمده‌است. این نتایج بدان معنی است که میزان تغییرات بهره ولتاژ، فرکانس قطع بالا و فرکانس قطع پایین مدار طراحی‌شده، در محدوده مناسبی قرار دارد.



شکل ۲۴: تغییرپذیری بهره ولتاژ تقویت‌کننده شکل ۶

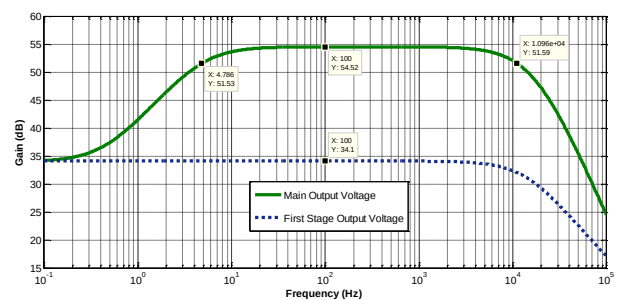


(الف)



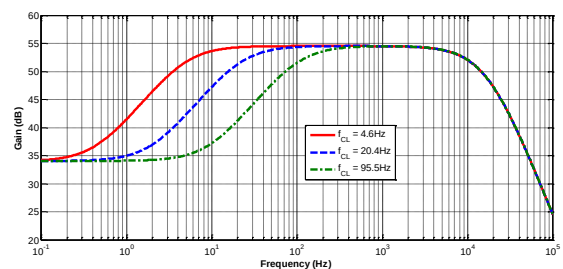
(ب)

و بالای مدار به ترتیب برابر با ۵/۲Hz و ۱۰kHz به‌دست آمده‌است. همچنین توان مصرفی کل مدار با منبع تغذیه ۱/۸V برابر با ۲۷μW می‌باشد.

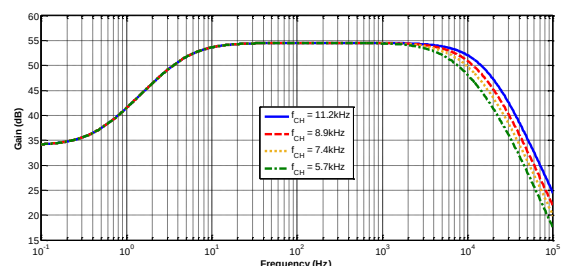


شکل ۲۱: پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده سیگنال عصبی شکل ۶

تغییرپذیری فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده ارائه‌شده نیز در شکل ۲۲ (الف) به نشان داده شده‌است. با تغییر مقدار مقاومت R_2 مقدار فرکانس قطع پایین در محدوده ۴/۶Hz تا ۹۵/۵Hz قابل تنظیم می‌باشد. درواقع براساس شبیه‌سازی‌های انجام‌شده، شیب میانگین تغییرات فرکانس قطع پایین برحسب V_{ctrl} حدود -۵۰۰ Hz/V می‌باشد. شکل ۲۲ (ب) نیز نشان‌دهنده تغییرات فرکانس قطع بالای مدار ارائه‌شده در شکل ۶ می‌باشد که با توجه به تغییرات خازن C_{var} مقدار این فرکانس می‌تواند در محدوده ۵/۷kHz تا ۱۱/۲kHz توسط طراح انتخاب شود. تغییرپذیری بهره ولتاژ تقویت‌کننده سیگنال عصبی نیز براساس تغییرات بهره بلوک تضعیف‌کننده استفاده‌شده، امکان‌پذیر می‌باشد. باتوجه‌به انتخاب ابعاد مختلف برای ترانزیستور M_{a2} به‌وسیله کلیدهای S_1 تا S_3 در شکل ۵ از مقادیر $۰/۵۴\mu\text{m}$ الی $۰/۹۴\mu\text{m}$ ، میزان بهره ولتاژ از ۵۳۲ تا ۶۵۶ قابل تنظیم است (شکل ۲۳).



(الف)

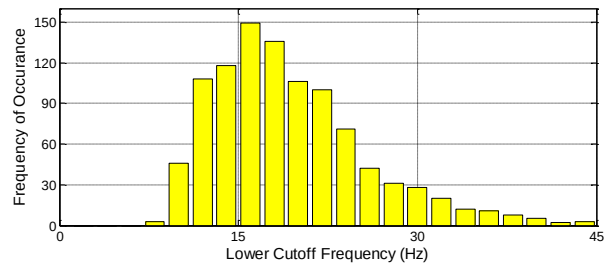


(ب)

شکل ۲۲: تغییرپذیری (الف) فرکانس قطع پایین، و (ب) قطع بالای تقویت‌کننده سیگنال عصبی ارائه‌شده در شکل ۶

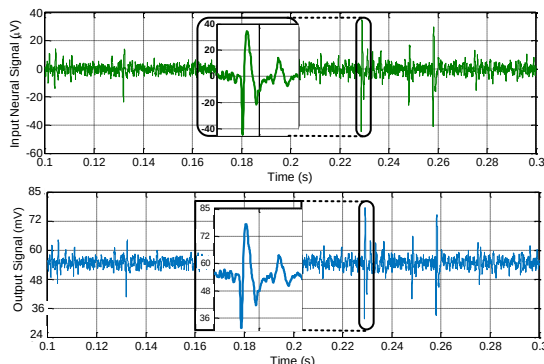
(ج)

شکل ۲۴: شبیه‌سازی مونت کارلو بر روی (الف) بهره ولتاژ، (ب) فرکانس قطع بالا، و (ج) فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده سیگنال عصبی ارائه‌شده در شکل ۶



جدول ۲: مقایسه مدار تقویت‌کننده سیگنال عصبی ارائه‌شده در این مقاله با کارهای مشابه

پارامتر	مدار شکل ۴	مدار شکل ۶	[۷]	[۱۹]	[۳۰]	[۲۷۳]	[۳۲]	[۳۳]
تکنولوژی	۰/۱۸μm	۰/۱۸μm	۰/۱۸μm	۰/۱۸μm	۱/۵μm	۱/۵μm	۰/۱۸μm	۰/۵μm
منبع تغذیه (V)	۱/۸	۱/۸	۱/۸	۱/۸	±۲/۵	±۱/۲	۱/۸	۳
بهره ولتاژ (dB)	۶۱-۶۲/۸	۵۴/۵-۵۶/۳	۵۲/۵-۵۷/۵	۴۰-۶۰	۳۹/۵	۳۹/۳-۴۵/۵	۳۹/۴	۶۷/۸-۷۸
پهنای باند (Hz)	۱۰-۱k	۱۱/۲-۴/۶k	۴/۳۰-۱۰k	۲/۳۰-۸k	۰/۰۲-۷/۳k	۰/۰۱۵-۴k	۱۰-۷/۳k	۰/۱-۸k
توان مصرفی (μW)	۲۶/۹	۲۷	۲۰/۸	۱۹/۸	۸۰	۲۷/۲	۷/۹۲	۷۵
نویز ورودی (μV _{rms})	۷/۳ (۱۰-۱۰kHz)	۷/۳ (۱۰-۱۰kHz)	۲/۶ (۰/۵-۵۰kHz)	۵	۲/۳ (۰/۵-۵۰kHz)	۳/۶ (۲۰-۱۰kHz)	۳/۵ (۱۰-۱۰kHz)	۴/۰۸ (۱-۱۰kHz)
NEF	۱۰/۸	۱۰/۸	۳/۳۸	۷/۱۵	۴	۴/۹	۳/۳۵	۸/۴۵
سوئیچینگ ولتاژ (V _{pp})	۱ (out)	۰/۹۵ (out)	۱ (out)	N/A	۱۶/۷m (in)	۱۷/۴m (in)	۵/۷m (in)	N/A
THD (dB)	-۴۲/۴	-۵۰/۹	-۴۶	-۳۸	-۴۰	-۴۰	-۴۰	N/A
خازن در هر کانال (pF)	۸/۳۵	۸/۳۵	۲۴/۱	۱۲/۴	۴۰/۴	۴۰/۸	۲۵/۲۵	N/A
مساحت برای هر کانال (mm ²)	۰/۰۳۴	۰/۰۳۴	۰/۰۶۱	۰/۰۲۴	۰/۲۲	۰/۲	۰/۰۶۵	۰/۳
شبیه‌سازی/ساخت	شبیه‌سازی	شبیه‌سازی	شبیه‌سازی	شبیه‌سازی	ساخت	ساخت	ساخت	ساخت

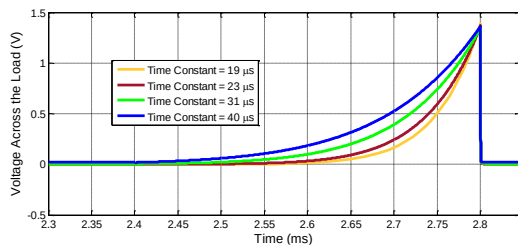


شکل ۲۵: پاسخ زمانی تقویت‌کننده سیگنال عصبی ارائه‌شده در شکل ۶ به ورودی سیگنال عصبی

همچنین جدول ۲ مقایسه‌ای از منظرهای مختلف بین طرح‌های پیشنهادی با سایر طرح‌های موجود انجام می‌دهد. همان‌طور که مشخص است طرح‌های ارائه‌شده با ارائه خطیگی ۵۰/۹dB و -۴۲/۴dB وضعیت بهتری نسبت به طرح‌های مشابه داشته و همچنین با نیاز به کمترین خازن برای پیاده‌سازی، عمل‌کرد مناسبی از خود نشان دهند. درواقع این عامل سبب شده‌است که سطح اشغالی توسط آن‌ها که خود یکی از مهم‌ترین عوامل در طراحی ثبت الکتریکی فعالیت سلول‌های عصبی است، نسبت به سایر کارهای مشابه کوچک‌تر باشد. تنها نقطه ضعف طرح‌های پیشنهادی نسبت به سایر طرح‌ها، میزان NEF آن‌ها می‌باشد که دلیل اصلی آن، دوطبقه‌بودن و توان مصرفی نسبتاً بالای طرح‌ها می‌باشد.

پاسخ زمانی تقویت‌کننده سیگنال عصبی طراحی‌شده به ورودی سینوسی با فرکانس‌های ۱kHz و ۲۰Hz نیز بررسی شده‌است. در این بررسی، دامنه سیگنال ورودی برابر ۰/۹mV بوده‌است. میزان سوئیچینگ ولتاژ پیک تا پیک خروجی نیز برابر با ۰/۹۵V می‌باشد. فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده برابر با ۴/۶Hz و فرکانس قطع بالای آن برابر با ۱۱/۲kHz انتخاب شده‌است. میزان THD سیگنال خروجی در حالت فرکانس ۱kHz برابر با ۵۰/۹dB- و در حالت فرکانس ۲۰Hz برابر با ۴۳/۸dB- می‌باشد که نسبت به مدار شکل ۴ مقداری کمتر است و این امر نیز به دلیل حذف یک مقاومت در مدار، طبیعی به نظر می‌رسد. لازم به ذکر است که محاسبه THD براساس شبیه‌سازی پس از ترسیم جانمایی و در نتیجه در نظر گرفتن المان‌های پارازیتی انجام شده‌است.

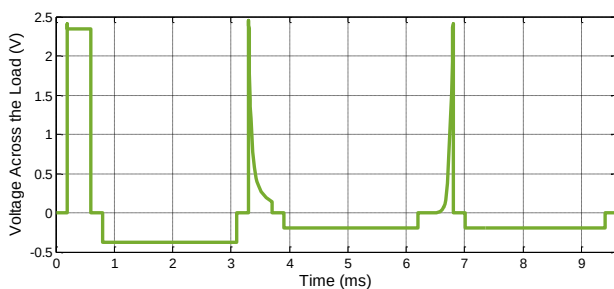
شکل ۲۵ نیز نشان‌دهنده تقویت یک سیگنال عصبی توسط مدار نشان‌داده‌شده در شکل ۶ می‌باشد. سیگنال ورودی در شکل ۲۵، بخش کوچکی از سیگنال از پیش ثبت‌شده از بخش شنوایی مغز یک خوکچه گینه‌ای می‌باشد [۲۹] که با بهره حدود ۵۵dB تقویت شده و در خروجی به نمایش گذاشته شده‌است.



(ب)

شکل ۲۶: توانایی تولید شکل موج نمایی (الف) نزولی، (ب) صعودی، با ثابت زمانی‌های مختلف

شکل ۲۷ نشان‌دهنده مثالی از توانایی تولید شکل موج‌های مختلف دوفازه توسط پایانه تحریک طراحی شده در این مقاله می‌باشد. در این شکل، ابتدا یک سیگنال موج مربعی با فازهای آنودیک و کاتودیک تولید شده‌است. سپس، یک سیگنال نمایی نزولی در فاز آنودیک که در ادامه آن سیگنال کاتودیک مربعی با دامنه کم تولید شده‌است، به نمایش گذاشته شده‌است. در نهایت، سیگنال نمایی صعودی به همراه موج مربعی در فاز کاتودیک به نمایش گذاشته شده‌است. در شبیه‌سازی انجام شده، مدار ناقل جریان طبقه خروجی به بار $25k\Omega$ متصل شده و زمان فازهای آنودیک و کاتودیک برای شکل موج مربعی، به ترتیب، برابر $40\mu s$ و $230\mu s$ انتخاب شده‌اند. همچنین جریان فاز آنودیک برابر $93/8\mu A$ می‌باشد و برای حفظ تعادل بار الکتریکی، مقدار جریان کاتودیک حالت مربعی برابر $14/9\mu A$ انتخاب شده‌است.

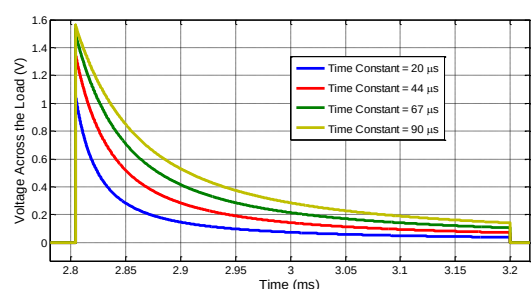


شکل ۲۷: مثالی از توانایی تولید شکل موج‌های مختلف توسط پایانه تحریک طراحی شده در این پژوهش

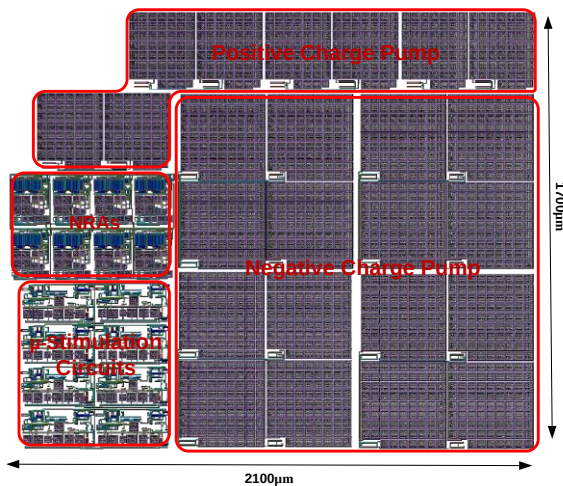
جانمایی پایانه تحریک و مدارهای ثبت سیگنال عصبی ۸ کاناله طراحی شده در این مقاله که فضای $3/57mm^2$ را در تکنولوژی $0/18\mu m$ اشغال کرده‌است، در شکل ۲۸ نشان داده شده‌است. لازم به ذکر است که جانمایی ترسیم شده برای هشت کانال مدار تحریک (به جز مدارهای پمپ بار)، برابر با $580\mu m \times 660\mu m$ می‌باشد. همچنین فضای اشغال شده برای تک کانال برابر با $0/43mm^2$ در تکنولوژی $0/18\mu m$ می‌باشد. همچنین جانمایی تقویت کننده سیگنال عصبی ۸ کاناله طراحی شده در این پژوهش نشان می‌دهد که ابعاد این مدار برابر $650\mu m \times 420\mu m$ می‌باشد که در مقایسه با طرح‌های موجود، مقداری کم‌تر است. در نهایت، جدول ۳ مقایسه‌ای بین پایانه تحریک ارائه شده در این پژوهش با دیگر سیستم‌های تحریک مشابه را انجام داده‌است. همان‌طور که مشخص است، پایانه تحریک ارائه شده برخلاف سایر طراحی‌های مشابه،

در ادامه، برخی از نتایج شبیه‌سازی مهم مدارهای طراحی شده برای استفاده در پایانه تحریک مدنظر، بررسی شده‌است. فرکانس کاری مدارهای تزریق بار استفاده شده، $10MHz$ انتخاب شده‌است. براساس نتایج شبیه‌سازی، در حالت بی‌باری، مقدار ولتاژ خروجی مدار تولیدکننده تغذیه مثبت برابر $3/56V$ و مدار تولیدکننده تغذیه منفی $-3/55V$ است که نشان‌دهنده بهره ولتاژ بسیار بالای طبقه‌های مدارهای پمپ بار است. البته این بهره زیاد، با انتخاب مقادیر بزرگ برای خازن‌های پمپ‌کننده بار به دست آمده‌است. همچنین در مدار تولیدکننده تغذیه مثبت، درحالی که جریان عبوری برابر $506\mu A$ است، مقدار ولتاژ خروجی برابر $3/04V$ است. به‌طور مشابه مشاهده می‌شود که مقدار ولتاژ خروجی مدار تولیدکننده تغذیه منفی با عبور جریان بار $495\mu A$ ، $-3/7V$ خواهد شد که این مقادیر تأمین کننده نیازمندی‌های موردنظر طراحی‌های انجام شده می‌باشند. در ادامه، خروجی‌های مدار تزریق بار، V_{DDH} و $-V_{SS}$ ، به عنوان منابع تغذیه مدارهای مختلف در نظر گرفته شده‌اند. شبیه‌سازی منحنی مشخصه ولتاژ Y-X مدار CCII کلاس B طبقه خروجی نیز نشان می‌دهد، بهره ولتاژ (α) بین پایه‌های X و Y، در محدوده بسیار بزرگ تغییرات ولتاژ گره Y (از $-3/7V$ تا $3/17V$)، نزدیک به واحد است. همچنین بهره جریان (I_z/I_x) مدار ناقل جریان موردنظر نیز برابر $10/1$ به دست آمده‌است.

در ادامه شبیه‌سازی‌های انجام شده، مقدار بیشینه INL و DNL ترکیب مدار مولد سیگنال مربعی و مدار ناقل جریان طبقه خروجی در حالت آنودیک، به ترتیب، برابر $0/012LSB$ و $0/004LSB$ به دست آمده‌است. همچنین توان مصرفی تمام مدارهایی (شامل پمپ بار) که در تولید سیگنال مربعی با دامنه $96\mu A$ نقش دارند، برابر $1/2mW$ است. مقدار بیشینه INL و DNL ترکیب مدار مولد سیگنال مربعی و مدار ناقل جریان طبقه خروجی در حالت کاتودیک نیز، به ترتیب، برابر $0/34LSB$ و $0/09LSB$ است. شکل ۲۶ نیز نشان‌دهنده توانایی اعمال سیگنال‌های نمایی نزولی و صعودی با ثابت زمانی‌های مختلف، توسط پایانه تحریک طراحی شده می‌باشد. شبیه‌سازی‌های انجام شده مشخص کرده‌است که با اعمال تغییرات در بانک‌های خازنی استفاده شده، می‌توان به مقادیر متغیر ثابت زمانی $20\mu s$ تا $90\mu s$ برای سیگنال نمایی نزولی $19\mu s$ تا $40\mu s$ برای سیگنال نمایی صعودی دست یافت.



(الف)



شکل ۲۸: جانمایی تراشه ۸ کاناله طراحی شده

در تکنولوژی ولتاژ پایین پیاده‌سازی شده و تنها نیاز به یک تراشه برای عمل کرد صحیح خود دارد. همچنین توجه شود که توان مصرفی آن نیز کاملاً در محدوده طراحی‌های مشابه و یا کم‌تر از آن‌ها می‌باشد.

جدول ۳: مقایسه سیستم تحریک طراحی شده با سایر سیستم‌های مشابه

پارامتر	پایانه تحریک طراحی شده	[۱۱]	[۱۲]	[۲۴]	[۲۵]	[۳۶]
تکنولوژی	۰/۱۸μm	۰/۱۸μm HV/ ۰/۱۸μm	۰/۱۸μm HV/ ۰/۱۸μm	۰/۱۸μm HV	۰/۳۵μm HV	۰/۱۳μm HV/ ۰/۸μm
جریان تحریک (μA)	۹۶	۱۶۷/۲	۳۲۱	۱۰۰۰	۱۰۰۰	۲۱۰
منبع تغذیه (V)	±۳/۳	±۹	±۱۳	۱۸	۲۲/۵	±۱۳
تعداد کانال‌های تحریک	۸	۴	۱۶	۱	۳۳۲	۱۶
شکل موج‌های تحریک	Rect./Rise &/Fall Exp.	Rect./Rise Exp.	Rect./ h- & p-sine	Rect.	Rect.	Rect./ h-sine/ p-sine
مقاومت بار (kΩ)	۲۵	۱۰۰، ۱۵۰	۱۰۰	۱-۱۰	۱۰	۷۰، ۹۲
توان مصرفی (mW)	۱/۳ [*]	۲۷/۲	۱۴/۸	>۱۸	۳/۸ [#]	۴/۶۶
مساحت تراشه (mm ²)	۲/۴ × ۱/۴	۲/۹ × ۲/۹ و ۱ × ۱	۴ × ۴ و ۱/۷۵ × ۱/۷۵	N/A	۴/۵ × ۴/۹	۴ × ۴ و ۱/۷۵ × ۱/۷۵
تعداد تراشه‌های مورد نظر	۱	۲	۲	۱	۱	۲

* 1.2mW@96μA (for each channel)

3.8mW@500μA (for each channel)

قابلیت کار در تغییرات وسیع در گره خروجی، طراحی شده‌است. نتایج شبیه‌سازی‌های انجام شده به‌همراه جانمایی مدارهای طراحی شده در تکنولوژی ۰/۱۸ μm TSMC به کمک نرم‌افزار Cadence ارائه شده‌است. جانمایی مدار ۸ کاناله طراحی شده در این مقاله، فضای ۳/۵۷mm² را در تکنولوژی ۰/۱۸μm اشغال کرده‌است.

مراجع

- [1] K. D. Wise, et al. "Microelectrodes, microelectronics, and implantable neural microsystems," Proceedings of the IEEE, vol. 96, no. 7, pp. 1184-1202, 2008.
- [2] F-G. Zeng, et al. "Cochlear implants: system design, integration, and evaluation," IEEE Reviews in Biomedical Engineering, vol. 1, pp. 115-142, 2008.
- [3] M. H. Maghami, et al., "Visual prostheses: the enabling technology to give sight to the blind," Journal of Ophthalmic and Vision Research, vol. 9, no. 4, pp. 494-505, 2014.
- [4] L. F. Nicolas-Alonso, and J. Gomez-Gil, "Brain computer interfaces, a review," Sensors, vol. 12, no. 2, pp. 1211-1279, Jan. 2012.

۴- نتیجه‌گیری

آن‌چه در این مقاله ارائه شده‌است شامل طراحی یک تراشه ۸ کاناله تحریک سلول‌های عصبی و همچنین ثبت فعالیت‌های الکتریکی آن‌ها می‌باشد. تقویت‌کننده سیگنال عصبی ارائه‌شده، یک مدار دوطبقه مبتنی بر تکنیک فیدبک غیرمستقیم است که با اتصال خازن بسیار کوچکی به خروجی آن، می‌توان به فرکانس قطع بالای مورد نظر دست‌یافت. همچنین استفاده از بلوک‌های تضعیف‌کننده در مسیر فیدبک سبب شده‌است تا علاوه بر افزایش امپدانس ورودی، میزان خازن‌های موردنیاز در مدار و بالتبع سطح تراشه کاهش یابد. در پایانه تحریک ارائه‌شده نیز علاوه بر امکان تولید سیگنال‌های مربعی مرسوم، توانایی تولید سیگنال‌های نمایی صعودی و نزولی که قابلیت برنامه‌پذیری در ثابت زمانی را نیز دارند، تعبیه شده‌است. طبقه خروجی پایانه تحریک طراحی شده، شامل یک مدار CCII برای انتقال جریان تحریک به بافت هدف در محدوده مورد نظر است که با ویژگی‌های مقاومت خروجی بسیار بالا و

- [۲۱] خ. منفردی، و ی. بلقیس آذر، "تقویت‌کننده کسکود تمام‌تفاضلی بازیایی تاشده بهبود یافته ولتاژ و توان پایین" مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۸، شماره ۱، صص ۳۲۷-۳۳۴، بهار ۱۳۹۷.
- [22] M. H. Maghami, A. M. Sodagar and M. Sawan, "Versatile stimulation back-end with programmable exponential current pulse shapes for a retinal visual prosthesis," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 24, no. 11, pp. 1243-1253, 2016.
- [23] R. Pelliconi, et al. "Power efficient charge pump in deep submicron standard CMOS technology," in *Proc. of European Solid-State Circuits Conference*, pp. 100-103, Sep. 2001.
- [۲۴] خ. منفردی، ناقل جریان نسل دوم کلاس AB مبتنی بر حلقه تراخلی با مقاومت ورودی بسیار پایین، "مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۷، شماره ۴، صص ۱۷۱۱-۱۷۱۹، زمستان ۱۳۹۶.
- [25] M. H. Maghami, A. M. Sodagar and M. Sawan, "Analysis and design of a high-compliance ultra-high output resistance current mirror employing positive shunt feedback," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, vol. 43, no. 12, pp. 1935-1952, 2015.
- [26] S. J. Azhari, H. Faraji Baghtash, and K. Monfaredi, "A novel ultra-high compliance, high output impedance low power very accurate high performance current mirror," *Microelectronics Journal*, vol. 42, no. 2, pp. 432-439, 2011.
- [27] G. Ferri, et al., "A low-voltage CMOS 1-Hz low-pass filter," in *Proc. of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, pp. 1341-1343, Sep. 1999.
- [28] M. H. Maghami, and A.M. Sodagar, "Fully-integrated, large-time-constant, low-pass, Gm-C filter based on current conveyors," in *Proc. of the IEEE International Conference on Electronics, Circuits, and Systems (ICECS)*, pp. 281-284, Dec. 2011.
- [29] M. Sodagar, et al., "An implantable 64-channel wireless microsystem for single-unit neural recording," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 9, pp. 2591-2604, 2009.
- [30] R. R. Harrison, and C. Charles, "A low-power low-noise CMOS amplifier for neural recording applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 6, pp. 958-965, 2003.
- [31] M. Yin, and M. Ghovanloo, "A low-noise preamplifier with adjustable gain and bandwidth for biopotential recording applications," in *Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 321-324, May 2007.
- [32] V. Majidzadeh, A. Schmid, and Y. Leblebici, "Energy efficient low-noise neural recording amplifier with enhanced noise efficiency factor," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 5, no. 3, pp. 262-271, 2011.
- [33] S. Lee, et al., "An inductively powered scalable 32-channel wireless neural recording system-on-a-chip for neuroscience applications," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, no. 6, pp. 360-371, 2010.
- [34] W. Ngamkham, M. N. van Dongen, and W. A. Serdijn, "Biphasic stimulator circuit for a wide range of electrode-tissue impedance dedicated to cochlear implants," in *Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 1083-1086, May 2012.
- [35] M. Ortmanns, A. Rocke, M. Gehrke, and H-J. Tiedtke, "A 232-channel epiretinal stimulator ASIC," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 42, no. 12, pp. 2946-2959, 2007.
- [36] Md. Hasanuzzaman, et al. "Toward an energy-efficient high-voltage compliant visual intracortical multichannel stimulator," *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems*, vol. 26, no. 5, pp. 878-891, 2018.
- [5] R. R. Harrison, "The design of integrated circuits to observe brain activity," *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 7, pp. 1203-1216, 2008.
- [6] E. Bahrami, and H. Shamsi, "A low-power low-noise logarithmic amplifier for bio-potential signal recording applications," *Tabriz Journal of Electrical Engineering*, vol. 46, no. 3, pp. 73-81, autumn 2016.
- [7] H. Rezaee-Dehsorkh, et al. "Analysis and design of tunable amplifiers for implantable neural recording applications," *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, vol. 1, no.4, pp. 637-647, 2011.
- [8] J. Simpson and M. Ghovanloo, "An experimental study of voltage, current, and charge controlled stimulation front-end circuitry," in *Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 325-328, May 2007.
- [۹] س. مرادی، ع. قاسمی، و ر. لطفی، "روشی جدید برای طراحی ریزتحریک کننده‌های عصبی ایمن،" مجله مهندسی برق دانشگاه تبریز، دوره ۴۵، شماره ۴، صص ۱۷۹-۱۹۰، زمستان ۱۳۹۴.
- [10] M. Sahin and Y. Tie, "Non-rectangular waveforms for neural stimulation with practical electrodes," *Journal of Neural Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 227-233, 2007.
- [11] S. Ethier, and M. Sawan, "Exponential current pulse generation for efficient very high-impedance multisite stimulation," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 5, no. 1, pp. 30-38, 2011.
- [12] M. Hasanuzzaman, R. Raut, and M. Sawan, "Energy-efficient high-voltage compliant implantable brain-machine interfaces," in *Proc. of IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, pp. 81-84, Oct. 2013.
- [13] M. H. Maghami, A. M. Sodagar and M. Sawan, "Biphasic, energy-efficient, current-controlled stimulation back-end for retinal visual prosthesis," in *Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 241-244, May 2014.
- [14] Wongsarnpigoon, John P. Woock, and Warren M. Grill, "Efficiency analysis of waveform shape for electrical excitation of nerve fibers," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 18, no. 3, pp. 319-328, 2010.
- [15] M. Haas, U. Bihl, J. Anders, and M. Ortmanns, "A bidirectional neural interface IC with high voltage compliance and spectral separation," in *Proc. of IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, pp. 2743-2746, May 2016.
- [16] V. Nagaraj, et al., "Future of seizure prediction and intervention: closing the loop," *Journal of clinical neurophysiology*, vol. 32, no. 3, pp. 194-206, Jun. 2015.
- [17] Beuter, et al., "Closed-loop cortical neuromodulation in parkinsons disease: An alternative to deep brain stimulation?," *Clinical Neurophysiology*, vol. 125, no. 5, pp. 874-885, May 2015.
- [18] Williams, et al., "A 32-Ch. bidirectional neural/EMG interface with on-chip spike detection for sensorimotor feedback in Proc. of IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, pp.528-531, Oct. 2016.
- [19] M. Nekoui, A. M. Sodagar, and M. Ehsanian, "Area-efficient single-stage configuration for implantable neural recording amplifiers based on back attenuation," in *Proc. of IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference*, pp.396-399, Oct. 2014.
- [20] M. Sodagar, "Fully-integrated implementation of large time constant Gm-C integrators," *Electronics Letters*, vol. 43, no. 1, pp. 23-24, 2007.