

روشی جدید برای طراحی ریزتحریک کننده های عصبی ایمن

ساعد مرادی^۱، دانش آموخته کارشناسی ارشد، عبدالرسول قاسمی^۲، مربی، رضا لطفی^۳، دانشیار

۱- آزمایشگاه سیستم های مجتمع - دانشگاه فردوسی مشهد - مشهد - ایران - saed.moradi@gmail.com

۲- گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی - واحد بوشهر - ایران - rasul_ghasemi@yahoo.com

۳- آزمایشگاه سیستم های مجتمع - دانشگاه فردوسی مشهد - مشهد - ایران - rlotfi@ieee.org

چکیده: توسعه و پیشرفت ادوات قابل کاشت پزشکی در سال های اخیر، نقش بزرگی در درمان بیماری ها و ناتوانی ها داشته است. پروتز شنوایی، ضربان ساز قلب و پروتز چشمی از جمله ادوات قابل کاشتی هستند که در سال های اخیر پیشرفت فراوانی داشته اند. تحریک الکتریکی عملکردی (FES) یا تحریک عصبی عملکردی (FNS)، هدف مشترک این ادوات برای بازگرداندن قابلیت ازدست رفته ی بافت های آسیب دیده است. تحریک الکتریکی بر پایه تزریق بار به بافت، استخراج پتانسیل های عمل و برانگیختگی پاسخ های عصبی استوار است. یکی از مهم ترین ملزومات یک تحریک ایمن، تحریک بار متعادل است. در این پژوهش، یک تکنیک جدید برای دستیابی به تعادل بار در تحریک الکتریکی عملکردی پیشنهاد شده که بر پایه شکل موج دوفازه نامتعادل است. در این روش مقدار ولتاژ الکتروود و خروج یا عدم خروج آن از بازه ی ایمن به عنوان معیاری برای تنظیم مقدار جریان تزریقی فاز بعد استفاده می شود. این روش بر روی یک ریزتحریک کننده ی رایج اعمال شده است. نتایج شبیه سازی ها در تکنولوژی $0.18\text{-}\mu\text{m CMOS HV}$ ، قابلیت تحقق و کم توان بودن این روش را تأیید می کنند. توان مصرفی مدار متعادل سازی بار در حدود $2.178\text{ }\mu\text{W}$ است که حدود 3.4% توان مصرفی کل سیستم تحریک کننده را شامل می شود.

واژه های کلیدی: تحریک الکتریکی، ریزتحریک کننده عصبی، متعادل سازی بار، طراحی کم توان، $0.18\text{ }\mu\text{m CMOS HV}$.

A New Method to Design Safe Neural Microstimulators

S. Moradi, MSc¹, A. Ghasemi, Instructor², R. Lotfi, Associated Professor³

1, 3- Integrated Systems Lab. (ISL), Ferdowsi University of Mashhad, Mashhad,
2- Electrical Engineering Department, Islamic Azad University, Bushehr Branch, Iran

Abstract: In the recent years, the development of biomedical implantable devices has had a great role in treatment of diseases and disabilities. Cochlear implant, cardiac pacemaker, and retinal implant are some biomedical implantable devices that have progressed recently. Functional electrical or neural stimulation (FES/FNS) is the common purpose of these devices to restore lost functions of damaged tissues. Electrical stimulation is based on charge injection into the tissue, initiation action potentials and excitation neural reactions. Charge-balanced stimulation is necessary to achieve safe electrical stimulation. In this work, a new active charge balancing technique for functional electrical stimulation is presented where the voltage of the electrode is sensed to be used in tuning the current value of the following phase. This method was adopted in a conventional micro-stimulator. Simulations in high-voltage $0.18\text{-}\mu\text{m CMOS}$ technology validate the feasibility of the approach and its low power consumption. The power consumption of the proposed charge-balancing circuits is $2.178\text{ }\mu\text{W}$ which contributes 3.4% of the overall power consumption of the system.

Keywords: Electrical stimulation, neural microstimulator, charge balancing, low power design, high-voltage

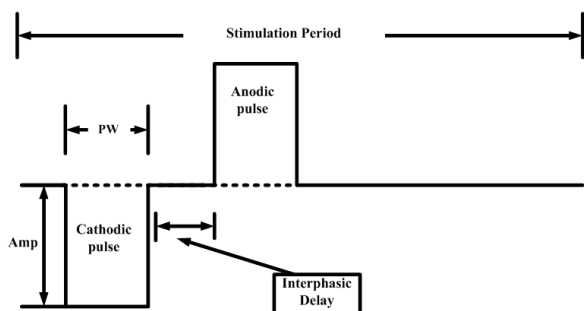
تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۳/۰۳/۱۰

تاریخ اصلاح مقاله: ۱۳۹۳/۰۶/۰۳ و ۱۳۹۳/۱۰/۰۴

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۳/۱۰/۲۰

نام نویسنده مسئول: عبدالرسول قاسمی

نشانی نویسنده مسئول: بوشهر - دانشگاه آزاد اسلامی واحد بوشهر - گروه مهندسی برق



شکل ۱: پالس تحریک جریانی دوفازه

کاشت در بدن، قابلیت متعادل سازی بار است که مستقیماً با سلامت بافت در ارتباط است. چراکه بار انباشته شده در هر دوره ی تحریک، بعد از مدتی می تواند منجر به خوردگی الکتروود و از بین رفتن سلول ها شود. روش های تحریک، که از مدارات مجتمع استفاده می کنند، به دلیل عدم تطابق، قادر به دستیابی به تعادل دقیق در بار تحویلی نیستند. مدارات متعادل سازی بار برای صفر نگه داشتن بار خالص و جلوگیری از کترولیز و خوردگی الکتروود، مبادرت به قطع یا تزریق بار می کنند. روش های متعادل سازی بار زیادی تاکنون توسعه یافته اند تا مقدار بار بعد از دوره ی تحریک را متعادل کنند. این روش ها به دو دسته کلی دیدگاه غیرفعال و دیدگاه فعال تقسیم می شوند. دیدگاه غیرفعال شامل روش های خازن بلوکه کننده^{۱۱} و اتصال کوتاه کردن الکتروود^{۱۲} است. روش های مبتنی بر محاسبه بار^{۱۳} و روش های مبتنی بر پایش ولتاژ الکتروود^{۱۴} نیز جز دیدگاه فعال هستند.

رایج ترین روش برای دستیابی به تحریک بار- متعادل، قرار دادن یک خازن بزرگ بلوکه کننده به صورت سری با الکتروود تحریک، همان گونه که در شکل (۲) نشان داده شده، است [۹]. این خازن علاوه بر این که باعث متعادل سازی بار می شود، از عبور جریان مستقیم (DC) از بافت نیز جلوگیری می کند. بنابراین، این روش، شیوه بسیار مطمئنی برای جلوگیری از صدمات ناشی از خطاهای نیمه رسانا^{۱۵} نیز است. باین وجود، برای جلوگیری از اشباع شدن ولتاژی خازن در اثر تجمع جریان مستقیم، دشارژ منظم خازن بلوکه کننده ضروری است.

این تکنیک با سه مشکل عمده مواجه است. اول، با توجه به سری قرار گرفتن این خازن با خازن C_{HW} (ظرفیت خازنی الکتروود تحریک که با C_{dl} هم نشان داده می شود)، مقدار ظرفیت این خازن باید بسیار بزرگ باشد تا افت ولتاژ بر روی این خازن کاهش یافته و باعث کاهش ماکزیمم ولتاژ قابل اعمال در خروجی تحریک کننده نشود. این بزرگی اندازه سبب می شود که این خازن را نتوان بر روی تراشه مجتمع سازی کرد و ناچار به پیاده سازی غیرفعال و خارج تراشه آن هستیم. دومین مشکل در استفاده از خازن بلوکه کننده به کاربردهای چندین کاناله مانند شبکه مصنوعی مربوط می شود، جایی که برای تحریک موازی، یک خازن به ازای هر الکتروود مورد نیاز است. در این موارد به دلیل محدودیت فضا، امکان استفاده از این تکنیک وجود ندارد. سومین

۱- مقدمه

توسعه و پیشرفت ادوات قابل کاشت پزشکی در سال های اخیر، نقش بزرگی در درمان بیماری ها و نارسایی ها داشته است [۱]. پروتز شنوایی، ضربان ساز قلب و پروتز بینایی جز ادوات قابل کاشتی هستند که طی چند سال گذشته پیشرفت فراوانی داشته اند. تحریک الکتریکی عملکردی^۱ یا تحریک عصبی عملکردی^۲ هدف مشترک در این گونه ادوات در بازگردانی قابلیت از دست رفته ی عضو آسیب دیده است. تحریک الکتریکی، بر پایه ی تزریق بار به بافت، آغاز سازی پتانسیل های عمل^۳ و برانگیختگی پاسخ های عصبی استوار است [۲]. نکته حائز اهمیت در تحریک الکتریکی این است که نباید تداخلی با واکنش های طبیعی بدن حاصل شود. از طرفی دیگر، بار خالص انتقال یافته از واسطه الکتروود- الکتروولیت باید صفر باشد تا احتمال خوردگی الکتروود و مرگ سلول ها کاهش یابد. دو عاملی که برای اطمینان از دستیابی به متعادل سازی بار^۴ مهم و حیاتی هستند نحوه تحریک و پیاده سازی روش متعادل سازی بار هستند. سه روشی که برای تحریک الکتریکی استفاده می شوند، تحریک با ولتاژ کنترل شده^۵ [۷-۳]، تحریک با بار ثابت یا تحریک با خازن های سوئیچ شونده^۶ [۸، ۹] و تحریک با جریان ثابت^۷ [۱۰-۱۲] هستند. از میان این سه روش، روش CCS با توجه به مزایایی که در ادامه ذکر می گردد، بیش تر مورد استقبال قرار گرفته است.

CCS به وسیله کنترل مقدار جریان عبوری از الکتروود، پاسخ های عصبی را استخراج می کند. در نتیجه، مقدار بار تزریق شده، به امیدانس دیده شده از الکتروود بستگی ندارد. بزرگ ترین عیب CCS موقعی آشکار می شود که برای تولید جریان، به ولتاژهای بالاتر از خطوط منبع تغذیه نیاز باشد. مهار شدن^۸ ولتاژ خروجی، به دلیل محدودیت خطوط تغذیه، باعث می شود که جریان خروجی قبل از این که به مقدار مورد نظر برسد، اشباع شود. شکل (۱) یک شکل موج رایج CCS را نشان می دهد که به CCS دوفازه^۹ مشهور است. سه عامل اساسی باعث استفاده از CCS دوفازه به عنوان روشی مطمئن برای تحریک شده است: نخستین مورد به ایمنی کلی واسطه الکتروود- الکتروولیت مربوط می شود، جایی که بار تحویل داده شده در خلال پالس کاتدی (پالس با دامنه ی منفی در شکل (۱))، توسط پالس آنودی (پالس با دامنه ی مثبت در شکل (۱)) خنثی می شود که این امر به متعادل سازی بار کمک می کند. مورد دوم به کنترل پذیری بالا در تزریق بار برمی گردد چراکه بار تزریقی به امیدانس الکتروود بستگی ندارد و نحوه تزریق بار در این مورد، تقلیدی از فرآیند طبیعی تحریک عصبی در بدن است. نهایتاً، CCS از لحاظ هزینه ای که در تولید مدارات مجتمع شده آن صرف می شود، بسیار مقرون به صرفه است. نکته حائز اهمیت در CCS دوفازه این است که معمولاً بین دو فاز کاتدی و آنودی تأخیر کوچکی ایجاد می شود تا انتشار پتانسیل عمل با مانعی مواجه نشود به این تأخیر، تأخیر بین فازی گفته می شود.

مهم ترین چالش در طراحی سیستم های تحریک کننده عصبی قابل

در [۱۷] نشان می‌دهد که، محدود کردن ولتاژ الکتروود در بازه ایمن هدف مهم‌تری از دستیابی به شکل موج تحریک متعادل است. علاوه بر این، اکثر روش‌های محاسبه بار مبتنی بر نمونه‌هایی است که به‌صورت فعال از سیگنال تحریک گرفته می‌شوند که خود این نمونه‌ها نیز به علت وجود عدم تطابق در مدارات نمونه‌گیر، دارای خطا هستند. در نتیجه، روش‌هایی که مبتنی بر نظارت بر بار انتقال داده‌شده هستند، گزینه‌های مناسبی برای متعادل‌سازی بار نیستند.

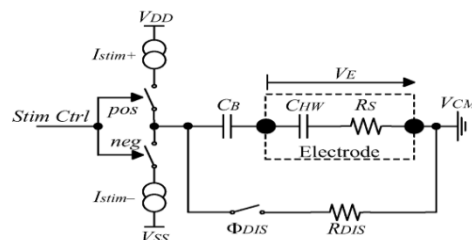
اساساً، ولتاژ الکتروود ناشی از عدم تطابق بین جریان‌های فاز آندی و کاتدی، ولتاژی است که بر روی قسمت خازنی الکتروود افت می‌کند. با توجه به رابطه ولتاژ-جریان خازن $i = C \cdot dv/dt$ ، اگر ولتاژ خازن ثابت یا محدود نگه داشته شود، جریان متوسطی که در طول زمان از آن عبور می‌کند صفر خواهد بود. برای اینکه ولتاژ الکتروود در بازه‌ای، محدود نگه داشته شود، باید به‌صورت تناوبی پایش شده و با سطوح از پیش تعیین‌شده‌ای مقایسه گردند. این سطوح از پیش تعیین‌شده، همان ولتاژ اکسیداسیون آب است. برای جلوگیری از محاسبه افت ولتاژ بخش مقاومتی الکتروود، این فرآیند در خلال زمانی صورت می‌گیرد که هیچ تحریکی صورت نمی‌گیرد. اگر ولتاژ باقی‌مانده، که بعد از تحریک بر روی الکتروود باقی می‌ماند، از محدوده از پیش تعیین‌شده تجاوز کند، مقدار معینی بار برای جبران آن به الکتروود اعمال می‌شود.

شکل (۴)، یک روش متعادل‌سازی بار فعال مبتنی بر پایش الکتروود را نشان می‌دهد که در [۱۰] ارائه شده و به درج پالس موسوم^{۱۵} است. در این روش طبق اصول روش‌های پایش ولتاژ الکتروود، بعد از پایان دوره تحریک، ولتاژ الکتروودها با سطوح از پیش تعیین‌شده‌ای مقایسه می‌گردد و در صورت خارج شدن ولتاژ الکتروود از بازه ایمن، قطار پالسی با پهنای بسیار کوچک به الکتروود تزریق می‌شود تا ولتاژ الکتروود به محدوده مجاز خویش بازگردد.

در [۱۰] اظهار شده که این روش قابل اطمینان بوده و می‌تواند از انباشتگی بار در الکتروود جلوگیری کند، اما مهم‌ترین عیب این روش این است که هنوز تأثیر این پالس‌های باریک و فرکانس بالا بر روی پاسخ‌های عصبی بررسی نشده است. علاوه بر این، تعداد پالس‌های موردنیاز برای متعادل‌سازی بار و به تبع آن زمان موردنیاز برای این عمل به عدم تطابق بین بار در دو فاز آندی و کاتدی وابسته است.

با توجه به محدودیت‌های روش درج پالس، روش دیگری مبتنی بر دیدگاه فعال در [۱۳] ارائه و تنظیم آفست^{۱۶} نامیده شد که در شکل (۵) نشان داده شده است. در این روش علاوه بر منابع جریان مثبت و منفی که در تحریک‌کننده‌های رایج وجود دارد، یک منبع جریان مستقیم با دامنه‌ی بسیار کوچک نیز، الکتروود را به‌صورت پس‌زمینه^{۱۷} تغذیه می‌کند. اگر ولتاژ الکتروود از محدوده مجاز تجاوز کند، با توجه به پلاریته‌ی ولتاژ الکتروود، مقدار جریان آفست افزایش یا کاهش پیدا می‌کند. این روش، روش کارآمدی است. اما برای پیاده‌سازی آن از تقویت‌کننده‌های عملیاتی استفاده شده که علاوه بر مصرف توان بالا، فضای زیادی را نیز بر روی تراشه اشغال می‌کنند [۱۸].

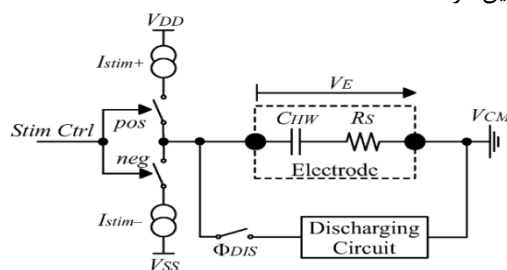
چالش جدی این روش، فرآیند کنترل‌نشده تخلیه‌ی خازن در فاز آندی است. در این حالت زمان دشارژ تابعی از ثابت‌زمانی $\tau = RC$ بوده و موفقیت کامل در تخلیه، وابسته به امیداندس دشارژ است.



شکل ۲: استفاده از خازن بلوکه‌کننده برای متعادل‌سازی بار (R_S و C_{HW}) مدل الکتریکی واسط الکتروود-الکتروولیت است)

با توجه به محدودیت فضا در استفاده از خازن‌های بلوکه‌کننده، پیاده‌سازی‌های FES اخیر که رویکرد مدار مجتمع دارند، از روش اتصال کوتاه کردن الکتروود استفاده کرده‌اند [۲]. این مفهوم در شکل (۳) نشان داده شده است. در روش اتصال کوتاه کردن الکتروود، مدت‌زمان لازم برای دشارژ Φ_{DIS} ، به ثابت زمانی الکتروود و امیداندس دشارژ وابسته است. اگر از الکترودهایی با ابعاد کوچک و امیداندس بالا استفاده شود، مدت‌زمانی طولانی برای دشارژ لازم خواهد بود.

این تکنیک معمولاً با منابع جریان دوفازه دقیق ادغام می‌شود تا اندک بار باقی‌مانده بر روی الکتروود که ناشی از عدم تطابق است را از بین ببرد. معمولاً برای جلوگیری از ضربه‌های جریانی در حین فرآیند دشارژ، از مدارات محدودکننده جریانی استفاده می‌کنند [۱۲]. این روش نیز همانند روش خازن بلوکه‌کننده، نیازمند گذشت زمان کافی برای رسیدن به تعادل بار است. علاوه بر این موفقیت این روش تضمین‌شده نیست. برای روشن شدن موضوع فرض کنید بعد از فاز تحریک، فرآیند تخلیه بار الکتروود برای مدت معین Φ_{DIS} شروع می‌شود. در این حالت چون امیداندس الکتروود و مقدار عدم تطابق در جریان تحویلی به بافت مستقلاً تغییر می‌کنند، مقدار زمان لازم برای فرآیند تخلیه عملاً ناشناخته مانده و الزاماً باید از روی نتایج تجربی استخراج شود. بنابراین، پتانسیل الکتروود قبل و بعد از فرآیند تخلیه مشخص نخواهد بود و متعاقب آن شرایط ایمن برای الکتروود را نمی‌توان پایش و یا تضمین کرد [۱۳].



شکل ۳: روش تخلیه الکتروود برای متعادل‌سازی بار

روش‌های فعالی که در دهه اخیر ارائه شده‌اند، اکثراً بر پایه تطابق بین بار تزریقی در فازهای آندی و کاتدی استوار هستند. با محاسبه یا اندازه‌گیری بار تحویلی در فاز تحریک (فاز کاتدی)، دامنه و پهنای پالس آندی استخراج و تعیین می‌شود [۱۴-۱۶]. اما نتایج آزمایش‌ها

برقرار شود، چراکه با افزایش عرض پالس مقدار توان مصرفی نیز افزایش می‌یابد.

دامنه جریان تحریک باید از مقدار آستانه جریان تحریک تجاوز کند تا پتانسیل‌های عمل به وقوع بپیوندند. رابطه جریان تحریک آستانه (I_{th}) و عرض پالس تحریک (W) به صورت زیر است:

$$I_{th} = \frac{I_{rh}}{1 - e^{-\frac{W}{\tau_m}}} \quad (1)$$

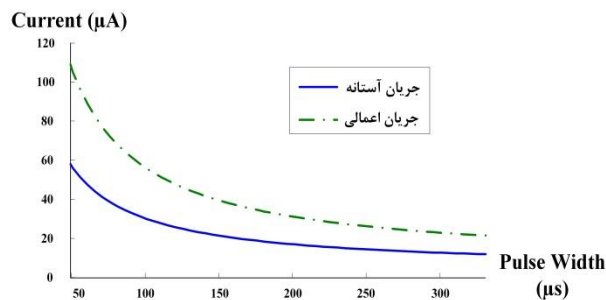
و به تبع آن مقدار بار لازم برای تحریک (Q_{th}) نیز از رابطه (۲) به دست می‌آید.

$$Q_{th} = \frac{W \times I_{rh}}{1 - e^{-\frac{W}{\tau_m}}} \quad (2)$$

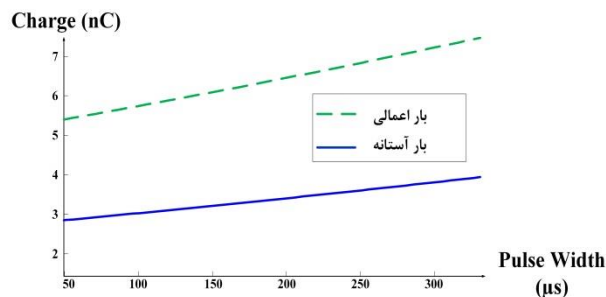
در رابطه (۱) و (۲)، I_{rh} جریان ریوئیس است که به صورت جریان آستانه برای تحریک با عرض پالس بینهایت تعریف می‌شود و τ_m ثابت زمانی غشا است. برای یک تحریک عصبی نوعی، مقادیر این ثوابت به شرح زیر هستند [۱۹]:

$$\tau_m = 400 \mu s, \quad I_{rh} = 6.7 \mu A \quad (3)$$

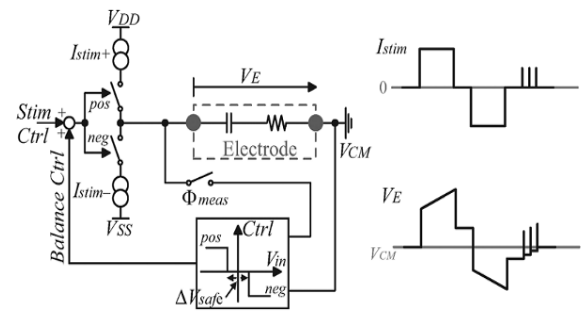
نمودارهای جریان‌های تحریک آستانه و اعمالی (خط‌چین) و بار تزریقی آستانه و اعمالی (خط‌چین)، متناظر با مقادیر موجود در رابطه (۴)، به ترتیب در شکل‌های (۶) و (۷) نشان داده شده‌اند. همان‌طور که در شکل‌های (۶) و (۷) دیده می‌شود، با افزایش عرض پالس جریان آستانه لازم برای تحریک کاهش می‌یابد (به صورت نمایی) ولی مقدار بار تحریک تقریباً به صورت خطی افزایش می‌یابد.



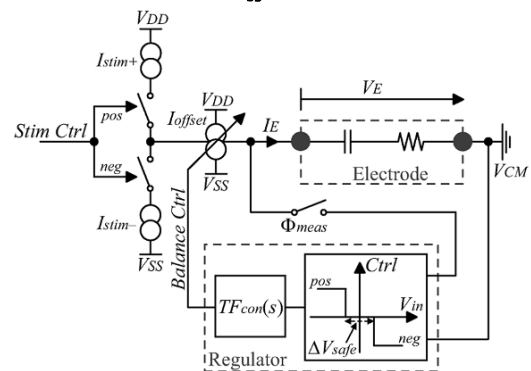
شکل ۶: نمودار جریان آستانه و اعمالی بر حسب عرض پالس



شکل ۷: نمودار بار آستانه و اعمالی بر حسب عرض پالس



شکل ۴: روش درج پالس همراه با شکل موج‌های جریان تحریک و پاسخ الکترون



شکل ۵: نمودار بلوکی روش تنظیم آفست

در این مقاله، یک روش متعادل‌سازی بار که بر پایه‌ی دیدگاه فعال بنا نهاده شده، ارائه می‌شود. روش پیشنهادی، ایمن بوده و قابلیت مجتمع‌سازی بر روی تراشه را دارا است. از طرفی دیگر، توان مصرفی و مساحت اشغالی روش پیشنهادی به دلیل استفاده از مدارات دیجیتال، پایین است. این مقاله بدین صورت سازمان‌دهی شده است: در بخش دوم، اصول تحریک و نحوه طراحی یک تحریک‌کننده سنتی و رایج توضیح داده می‌شود. بخش سوم، به روش پیشنهادی متعادل‌سازی بار اختصاص یافته است. نتایج شبیه‌سازی در بخش چهارم ارائه می‌شود و پنجمین بخش به نتیجه‌گیری اختصاص داده شده است.

۲- اصول تحریک و نحوه طراحی یک تحریک‌کننده

سنتی

سه پارامتر مهم در تحریک عصبی دامنه، عرض پالس و فرکانس تحریک است. مشخصات سیستم تحریک عصبی که طراحی و شبیه‌سازی شده است به صورت زیر است:

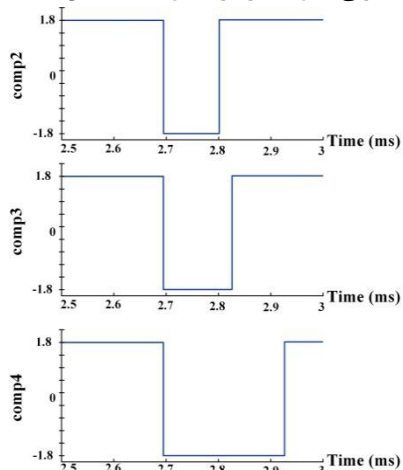
محدوده فرکانس تحریک: ۳۰۰ Hz – ۵۰ Hz

محدوده دامنه پالس تحریک: ۰ – ۱۲۶ μA با پله‌های ۲ μA

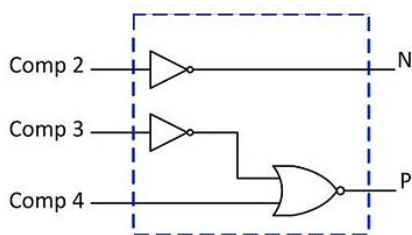
محدوده عرض پالس تحریک و تأخیر بین دو فاز: ۰ – ۳۳۰ μs با پله‌های ۵ μs

قابلیت افزایش عرض پالس در یک سیستم تحریک، به آن قدرت انعطاف می‌بخشد. اما باید بین مزایای بیش‌تر و توان مصرفی مصالحه

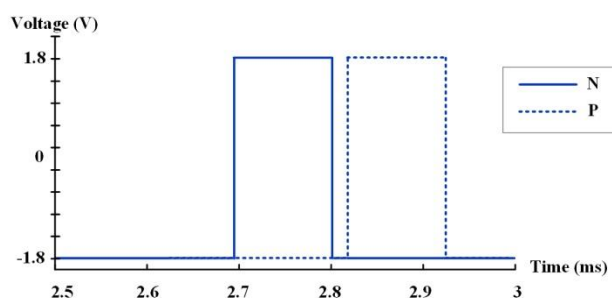
که به صورت پیوسته مقادیر این دو (شمارنده فاز کاتدی و رجیستر کاتدی) را باهم مقایسه می‌کند، تغییر وضعیت می‌دهد. با تغییر وضعیت این سیگنال، شمارنده‌ی فاز کاتدی متوقف شده و شمارنده تأخیر بین دو فاز (*Delay counter*) ریست شده و شروع به شمارش می‌کند. این به معنای اتمام فاز کاتدی است. همین زمان‌بندی برای ایجاد تأخیر بین دو فاز (*interphasic delay*) و فاز آندی نیز اجرا می‌شود. خروجی مقایسه‌گرهای ۳ و ۴ نیز به *Control logic* می‌روند و سیگنال P را تولید می‌کنند. تا زمانی که سیگنال P فعال باشد جریان خروجی P-DAC می‌تواند به الکتروود راه یابد و بار انباشته‌شده در واسطه الکتروود-الکترولیت را خنثی کند (فاز آندی). شکل (۹) زمان‌بندی خروجی مقایسه‌گرها که به‌عنوان سیگنال‌های ورودی *Control logic* به کار می‌روند را نشان می‌دهد. مدار داخلی *Control logic* نیز در شکل (۱۰) نشان داده شده است. شکل موج‌های سیگنال‌های کنترلی N و P نیز در شکل (۱۱) نشان داده شده است.



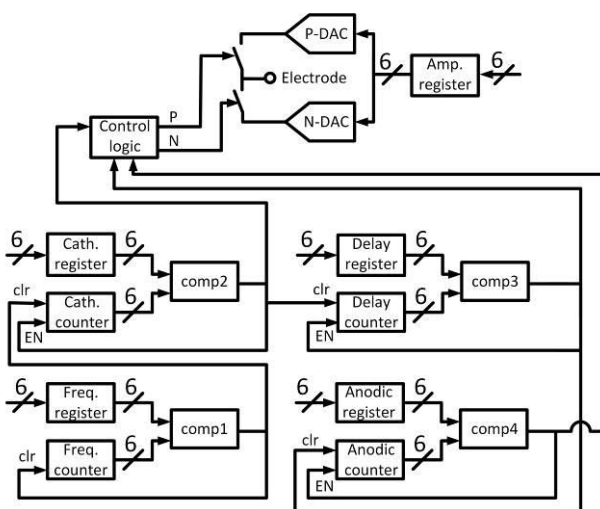
شکل ۹: زمان‌بندی سیگنال‌های خروجی مقایسه‌گرها



شکل ۱۰: مدار داخلی *control logic*



شکل ۱۱: شکل موج سیگنال‌های کنترلی N و P



شکل ۸: نمودار بلوکی یک تحریک کننده‌ی عصبی رایج

۲-۱- نحوه عملکرد سیستم تحریک کننده عصبی

شکل (۸) نمودار بلوکی یک تحریک کننده رایج را نشان می‌دهد. این سیستم شامل دو قسمت دیجیتال و آنالوگ است. بخش دیجیتال قسمت کنترل تحریک را شامل می‌شود، درحالی‌که بخش آنالوگ وظیفه اعمال تحریک مصنوعی به بافت را بر عهده دارد.

بخش دیجیتال شامل شمارنده، مقایسه‌گر دیجیتال و رجیسترها است و مبدل دیجیتال به آنالوگ نیز تنها بخش آنالوگ این تحریک کننده است. همان گونه که در شکل (۸) نیز مشخص است، بخش دیجیتال شامل چهار زیر بخش یکسان است که هرکدام شامل یک رجیستر شش بیت، یک شمارنده شش بیت و نهایتاً یک مقایسه‌گر دیجیتال شش بیت است. به‌غیر از شمارنده فرکانس (*Freq. Counter* مشخص شده است) که با کلاک $\frac{3}{4}$ kHz کار می‌کند، بقیه شمارنده‌ها با فرکانس ۲۰۰ kHz کار می‌کنند. در ابتدای شروع به کار سیستم، همه شمارنده‌ها ریست شده و رجیسترها با مقادیر متناظرشان بارگذاری می‌گردند (فرض می‌شود که این مقادیر از خروجی بلوکی که شامل مدار بازیابی داده و مالتی پلکسر دیجیتال است گرفته شده‌اند). با توجه به فرکانس کاری کم‌تر شمارنده فرکانس، زمان شمارش این شمارنده بسیار بیش‌تر از سایر شمارنده‌ها است (حدود ۶۰ برابر). هنگامی که عدد باینری شمارنده فرکانس با مقدار باینری ذخیره‌شده در رجیستر فرکانس (*Freq. Register*) برابر شود، خروجی مقایسه‌گر یک (*comp1*) ست شده و باعث ریست شدن شمارنده فاز کاتدی (*Cath. counter*) می‌شود. بعد از ریست شدن شمارنده فاز کاتدی، این شمارنده شروع به شمارش کرده و تا زمانی که مقدار این شمارنده با مقدار رجیستر کاتدی (*Cath. Register*) برابر نشده باشد سیگنال N فعال است. در این حالت جریان خروجی *N-DAC* به الکتروود راه می‌یابد (تحریک فاز کاتدی شکل می‌گیرد). مقدار دامنه جریان تحریک خروجی توسط رجیستر دامنه (*Amp. Register*) مشخص می‌شود. به محض اینکه مقادیر شمارنده فاز کاتدی و رجیستر کاتدی باهم برابر شدند، خروجی مقایسه‌گر دیجیتال

نکته‌ای که باید به آن اشاره شود این است که چون در ساختار مبدل نوع N فقط از ترانزیستورهای NMOS استفاده می‌شود، جریان مقیاس کامل این مبدل در جفت‌گوشه‌های (SF و SS) و (FF و FS) باهم برابر هستند. اما در مبدل نوع P که از هر دو نوع ترانزیستور در آن استفاده شده است، این قضیه صادق نیست. برای بررسی عدم تطابق در ساخت و تأثیر آن بر عملکرد مبدل‌ها، شبیه‌سازی مونت کارلو انجام شد. با توجه به این که شبیه‌سازی‌ها در تکنولوژی standard CMOS ۰/۱۸ انجام می‌شود روابط زیر برای این تکنولوژی برقرار است [۲۰]:

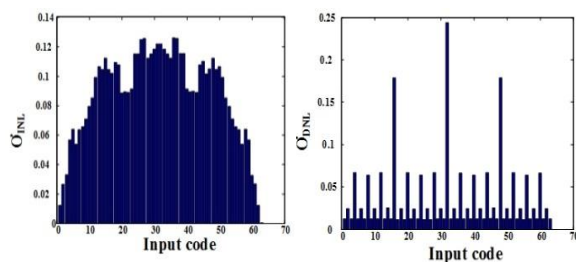
$$\sigma V_{thn0} (mV) = 3.635 / \sqrt{M \times W_{eff} \times L_{eff}} \quad (۴)$$

$$\sigma (\Delta W_n / W_n) \% = 0.373 / \sqrt{M \times W_{eff} \times L_{eff}} \quad (۵)$$

$$\sigma V_{thp0} (mV) = 4.432 / \sqrt{M \times W_{eff} \times L_{eff}} \quad (۶)$$

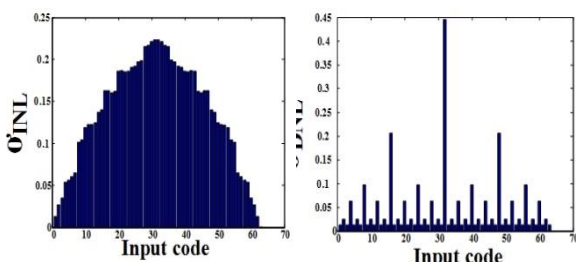
$$\sigma (\Delta W_p / W_p) \% = 0.326 / \sqrt{M \times W_{eff} \times L_{eff}} \quad (۷)$$

روابط (۴) و (۵) به ترتیب انحراف معیار تغییرات ولتاژ آستانه و عرض در ترانزیستورهای نوع N و روابط (۶) و (۷) نیز نشان‌دهنده انحراف معیار این پارامترها در ترانزیستورهای نوع P، در اثر عدم تطابق در ساخت است. تعداد دفعات تکرار در شبیه‌سازی مونت کارلو ۴۰ انتخاب شد که از نظر آماری به اندازه کافی بالا است. نمودارهای انحراف معیار برای دو پارامتر غیرخطی تفاضلی^{۱۸} و تجمعی^{۱۹} برای DAC نوع P در شکل‌های (۱۳) و (۱۴) نشان داده شده‌اند. شکل‌های (۱۵) و (۱۶) نیز مقادیر این پارامترها را برای مبدل نوع N نشان می‌دهند. با توجه به این شکل‌ها، برای مبدل نوع P، ماکزیمم مقدار DNL برابر ۰/۱ و ماکزیمم مقدار INL ۱ است و مقادیر این پارامترها برای مبدل نوع N، ۰/۰۲ و ۱ است.



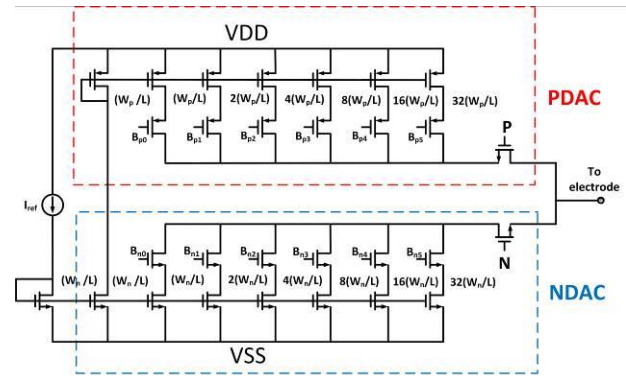
شکل ۱۴: INL مربوط به N- DAC

شکل ۱۳: DNL مربوط به N- DAC



شکل ۱۶: INL مربوط به P- DAC

شکل ۱۵: DNL مربوط به P- DAC



شکل ۱۲: مبدل دیجیتال به آنالوگ مورد استفاده در تحریک کننده

بعد از اتمام فاز آندی شمارنده فرکانس تا هنگامی که مقدارش با مقدار رجیستر فرکانس یکسان شود، به شمارش خود ادامه می‌دهد. با برابر شدن مقدار شمارنده فرکانس و رجیستر تحریک، خروجی مقایسه‌گر شماره یک، ست شده و تمامی شمارنده‌ها دوباره ریست می‌شوند و یک دوره تحریک جدید شروع می‌شود.

۱-۱-۲- مبدل دیجیتال به آنالوگ

برای تزریق جریان قابل برنامه‌ریزی به بافت، از یک مبدل دیجیتال به آنالوگ مود جریانی استفاده می‌شود. دقت این مبدل‌ها بسته به کاربرد سه تا هشت بیت و جریان تمام مقیاس آن‌ها از چند صد میکروآمپر تا چند میلی‌آمپر است. مبدل استفاده‌شده در این طراحی، یک مبدل شش بیت با جریان تمام مقیاس مبدل ۱۲۶ μA است. مبدل مورد استفاده در تحریک کننده طراحی شده در شکل (۱۲) نشان داده شده است. از آنجایی که جریان مرجع هر دو مبدل (نوع P و نوع N) یکسان است، از این ساختار ادغام‌شده استفاده شده است. از طرف دیگر برای بالا بردن مقاومت خروجی، هر سلول جریانی به صورت cascode طراحی شده است. این کار باعث افزایش مقاومت خروجی مبدل با ضریب g_{mro} می‌شود. سیگنال‌های N و P که قبلاً نحوه تولید آن‌ها توضیح داده شد، خروجی این مبدل‌ها را کنترل می‌کنند. دلیل استفاده از مبدل باینری، سادگی آن است. چراکه انواع دیگر مبدل‌های دیجیتال به آنالوگ (دو نوع unary و segmented) نیاز به دیکدر و مدارات جانبی دارند. در طراحی انجام‌شده طول همه ترانزیستورها ۳ μm ، پهنای ترانزیستورهای نوع N، ۶ μm و پهنای ترانزیستورهای نوع P، ۱۲ μm است. جدول (۱) نتایج شبیه‌سازی مبدل در گوشه‌های دمایی و تغییرات حین فرآیند ساخت را نشان می‌دهد.

جدول ۱: جریان مقیاس کامل DAC در گوشه‌های مختلف

	SS	SS	FF	FF	FS	FS	SF	SF	TT
	T=۰	T=۱۰۰	T=۰	T=۱۰۰	T=۰	T=۱۰۰	T=۰	T=۱۰۰	T=۲۷
جریان مقیاس کامل NDAC (μA)	۱۲۵	۱۲۵/۶	۱۲۶/۲	۱۲۶/۷	۱۲۶/۲	۱۲۶/۷	۱۲۵	۱۲۵/۶	۱۲۵/۸
جریان مقیاس کامل PDAC (μA)	۱۲۴/۴	۱۲۴/۹	۱۲۸/۳	۱۲۸/۸	۱۲۵/۶	۱۲۶/۱	۱۲۶/۹	۱۲۷/۱	۱۲۵/۸
مقدار عدم تطابق (μA)	۰/۶	۰/۷	۲/۱	۱/۸	۰/۶	۰/۶	۱/۹	۱/۵	۰

$$\Delta V_{th} = \max \left\{ (I_{a,i} - I_{c,i}) \times \frac{W_i}{C_{dl}} = \beta \times \frac{I_{c,i} \times W_i}{C_{dl}} \right\} \quad (9)$$

در روابط (۸) و (۹) $I_{a,i}$, $I_{c,i}$, W_i , C_{dl} و β به ترتیب ولتاژ آستانه جدید، اندازه جریان فاز آندی در تحریک I_{am} ، اندازه عرض پالس جریانی در تحریک I_{am} ، خازن لایه دوگانه (در مدل الکتریکی الکتروود یا همان C_{HW}) و درصد عدم تطابق بین جریان‌های دو فاز آندی و کاتدی هستند. با توجه به مشخصات سیستم تحریک کننده، رابطه (۹) زمانی ماکزیمم مقدار خود را دارد که عرض پالس ماکزیمم باشد. در این صورت خواهیم داشت:

$$\Delta V_{th} = \max \left\{ \beta \times \frac{I_{c,i} \times W_i}{C_{dl}} \right\} = 0.05 \times \frac{24.7 \mu \times 330 \mu}{100^n} = 4mV$$

$$V_{th(new)} = \pm 50mV \mp 4mV = \pm 46mV \quad (10)$$

در رابطه فوق $24.7 \mu A$ دامنه جریان پالس تحریک به ازای عرض پالس $330 \mu s$ است.

از سویی دیگر، برای مقدار ΔI دو عامل محدود کننده وجود دارد:
۱- مقدار ΔI باید به اندازه‌ای باشد که بتواند بار ذخیره شده در واسطه الکتروود-الکتروولیت را در یک دوره تحریک جبران کند. این عامل حد پایین برای مقدار ΔI است.

۲- مقدار ΔI نباید به اندازه‌ای باشد که خود باعث خروج ولتاژ الکتروود از محدوده مجاز شود. این عامل حد بالا برای مقدار ΔI است.

برای به دست آوردن حدود ΔI به طریق زیر عمل می‌کنیم:
در ابتدا فرض می‌کنیم که ولتاژ الکتروود قبل از دوره تحریک I_{am} ، α باشد، ولتاژ الکتروود بعد از پایان دوره تحریک I_{am} از رابطه (۱۱) به دست می‌آید.

$$V_{e,i} = \alpha + (I_{a,i} - I_{c,i}) \times \frac{W_i}{C_{dl}} = \alpha + [\beta \times I_{c,i} \times \frac{W_i}{C_{dl}}] \quad (11)$$

حال فرض می‌کنیم که بعد از اعمال این دوره تحریک ولتاژ الکتروود از سطح آستانه جدید تجاوز می‌کند (با توجه به این که سطح آستانه جدید طوری طراحی شده که بعد از اعمال یک دوره تحریک دیگر در بدترین شرایط نیز ولتاژ الکتروود در محدوده امن باقی بماند، خطری بافت و الکتروود را تهدید نمی‌کند)، پس مقدار جریان آندی در دوره تحریک $I_{am(i+1)}$ باید طوری تغییر کند که ولتاژ الکتروود به محدوده ایمن بازگردد. داریم:

$$\begin{aligned} V_{e,i+1} &= \{ \alpha + [\beta \times I_{c,i} \times \frac{W_i}{C_{dl}}] \} + \{ [I'_{a,i+1} - I_{c,i+1}] \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}} \} \\ &= V_{e,i} + \{ [I'_{a,i+1} - I_{c,i+1}] \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}} \} \end{aligned} \quad (12)$$

که

$$I'_{a,i+1} = I_{a,i+1} - \Delta I$$

پس،

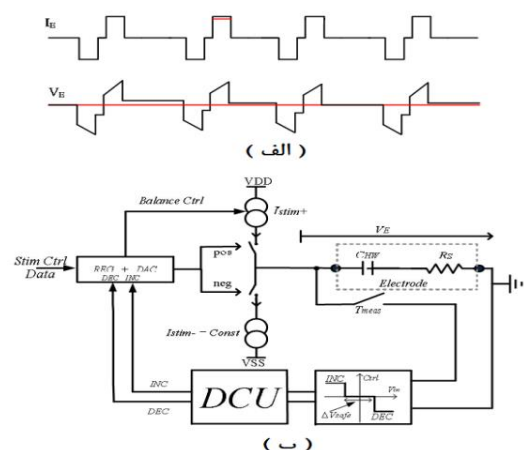
$$V_{e,i+1} = \alpha + [\beta \times I_{c,i} \times \frac{W_i}{C_{dl}}] + \{ [I_{a,i+1} - \Delta I - I_{c,i+1}] \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}} \}$$

۳- روش پیشنهادی برای متعادل سازی بار در تحریک کننده‌های عصبی

۳-۱- اصول روش پیشنهادی ارائه شده و شرایط کارکرد صحیح آن

در این روش بعد از هر دوره تحریک (بعد از اتمام فاز آندی)، ولتاژ الکتروود با مقادیر از پیش تعیین شده که همان ولتاژ اکسیداسیون آب ($\pm 50 mV$) است، مقایسه می‌شود. اگر ولتاژ الکتروود از مقادیر گفته شده تجاوز کرد، دامنه پالس جریانی فاز آندی دوره تحریک بعدی به نحوی تغییر می‌کند که ولتاژ الکتروود به محدوده ایمن خود بازگردد. این تغییر بدین صورت است که اگر ولتاژ الکتروود از $50 mV$ تجاوز کرد، یک مقدار ثابت از اندازه دامنه فاز آندی دوره تحریک بعدی کم می‌شود. برعکس اگر ولتاژ الکتروود از $-50 mV$ کم تر شود، یک مقدار ثابت به اندازه دامنه فاز آندی دوره تحریک بعدی اضافه می‌شود. مراحل انجام فرآیند در شکل (۱۷) نشان داده شده است. روند متعادل سازی بدین صورت است که بعد از پایان دوره تحریک، اگر ولتاژ الکتروود بیش تر از $50 mV$ باشد، سیگنال DEC فعال می‌شود. با فعال شدن این سیگنال، مقدار ثابت ΔI از کلمه دیجیتال مربوط به دامنه فاز آندی کم می‌شود. برعکس، اگر این ولتاژ کم تر از $-50 mV$ باشد، سیگنال INC فعال می‌شود. با فعال شدن این سیگنال، مقدار ثابت ΔI به کلمه دیجیتال مربوط به دامنه فاز آندی اضافه می‌شود.

از آنجایی که باری که در اثر عدم تطابق دو فاز آندی و کاتدی در دوره تحریک I_{am} به وجود می‌آید در دوره تحریک $I_{am(i+1)}$ جبران خواهد شد و این بار اضافی در طول دوره تحریک I_{am} بر روی الکتروود باقی می‌ماند، لازم است که ولتاژ آستانه برای عمل کردن مدار متعادل سازی بار تغییر یابد. از طرفی مقدار ΔI باید طوری باشد که ولتاژ الکتروود در محدوده ایمن قرار گیرد. در ابتدا مقدار ولتاژهای آستانه جدید را به دست می‌آوریم.



شکل ۱۷: شمای کلی روش متعادل سازی بار پیشنهادی، (الف) شمای مفهومی روش پیشنهادی، (ب) دیاگرام بلوکی روش پیشنهادی

$$V_{th(new)} = 50mV - \Delta V_{th} \quad (18)$$

مقدار مینیمم ΔI نیز باید طوری باشد که باوجود حداکثر عدم تطابق بار در دوره تحریک ΔI ، ولتاژ الکتروود بعد از دوره تحریک $(i+1)$ ام بازهم در محدوده امن قرار گیرد (عامل محدودکننده شماره ۲). این بدین معنی است که با فرض اینکه ولتاژ الکتروود بسیار نزدیک به ولتاژ آستانه (جدید) باشد، و در اثر عدم تطابق از محدوده ایمن خارج شود، کاهش در دامنه فاز آندی دوره تحریک بعدی باید به اندازه‌ای باشد که بتواند این عدم تطابق را جبران کند. داریم:

$$V_{e,i+1} = \alpha + \left[\frac{\beta}{C_{dl}} \times (Q_i + Q_{i+1}) \right] - \left[\Delta I \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}} \right] < |V_{th(new)}|$$

درنتیجه خواهیم داشت:

$$\Delta I \geq \max \left\{ \frac{C_{dl}}{W_{i+1}} [\alpha - |V_{th(new)}|] + \frac{\beta}{C_{dl}} (Q_i + Q_{i+1}) \right\}$$

مطابق حالت قبل این بار نیز باید مقادیر پارامترها طوری تعیین کرد که مدار در بدترین شرایط نیز ایمنی بافت را تضمین کند، برای این حالت مقادیر زیر به دست آمد:

$$W_{i+1} = 60 \mu s, \quad Q_i = 8.2 nC, \quad Q_i = 6 nC$$

$$\Delta I_{min} = 8.5 \mu A$$

$$8.5 \mu A \leq \Delta I \leq 26.6 \mu A \quad (16)$$

اگر مقدار ΔI در بازه یادشده انتخاب شود، می‌توان اطمینان حاصل کرد که ولتاژ الکتروود هیچ‌وقت از محدوده ایمن خارج نخواهد شد فرض کنیم که دامنه‌ی پالس آندی بیش‌تر از پالس کاندی باشد. این عدم تطابق باعث می‌شود که ولتاژ الکتروود رفته‌رفته افزایش یابد. درصورتی- که مقدار ΔI نزدیک به حد بالا انتخاب شود، ولتاژ الکتروود کاهش بیش‌تری خواهد داشت و مدار متعادل‌سازی بار در زمان‌های طولانی- تری عمل خواهد کرد، اما احتمال اینکه ولتاژ الکتروود از محدوده‌ی مجاز منفی خارج شود، بیش‌تر خواهد شد. عکس این قضیه در حالتی که ΔI نزدیک به حد پایین انتخاب شود، برقرار خواهد بود. به همین دلیل مقداری بینابینی برای ΔI انتخاب می‌شود. در اینجا مقدار ΔI برابر با $16 \mu A$ انتخاب شده است.

۳-۲- پیاده‌سازی مداری ایده پیشنهادی

همان‌طور که در بخش ۲ دیده شد، در تحریک‌کننده عصبی رایج هیچ راهکاری برای متعادل‌سازی بار و جلوگیری از آسیب به بافت و الکتروود اندیشده نشده بود. با توجه به پارامترهای به‌دست‌آمده برای سیستم متعادل‌سازی بار (روابط (۱۰) و (۱۶))، اکنون می‌توان این ایده را بر روی سیستم تحریک‌کننده عصبی بدون قابلیت متعادل‌سازی بار، پیاده‌سازی کرد تا از صحت عملکرد آن اطمینان پیدا کرد. شکل (۱۸) نمودار بلوکی یک تحریک‌کننده عصبی به همراه سیستم متعادل‌سازی بار پیشنهادی را نشان می‌دهد. بخش‌هایی که با خط‌چین مشخص شده‌اند (مقایسه‌گر پنجره و قسمت منطقی و جمع و تفریق‌کننده)، نمایانگر سیستم متعادل‌سازی بار هستند و سایر قسمت‌ها که کاملاً شبیه به شکل (۸) هستند، تحریک‌کننده عصبی رایج را نشان می‌دهند. بخش‌های مختلف سیستم متعادل‌سازی بار عبارت‌اند از: یک

$$= \alpha + [\beta \times I_{c,i} \times \frac{W_i}{C_{dl}}] + \{[(\beta \times I_{c,i+1}) - \Delta I] \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}}\}$$

$$= \alpha + [\beta \times I_{c,i} \times \frac{W_i}{C_{dl}}] + [\beta \times I_{c,i+1} \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}}] - [\Delta I \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}}]$$

$$= \alpha + [\frac{\beta}{C_{dl}} \times (I_{c,i} \times W_i + I_{c,i+1} \times W_{i+1})] - [\Delta I \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}}]$$

$$= \alpha + [\frac{\beta}{C_{dl}} \times (Q_i + Q_{i+1})] - [\Delta I \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}}]$$

$$V_{e,i+1} = \alpha + [\frac{\beta}{C_{dl}} \times (Q_i + Q_{i+1})] - [\Delta I \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}}] \quad (13)$$

با توجه به اینکه ولتاژ الکتروود بعد از دوره تحریک $(i+1)$ ام باید در بازه ایمن جدید $\pm V_{th(new)}$ قرار بگیرد (عامل محدودکننده شماره ۱)، محدودیتی بر روی مقدار ماکزیمم ΔI اعمال می‌شود. مقدار ماکزیمم ΔI به‌صورت زیر استخراج می‌شود:

$$V_{e,i+1} = \alpha + [\frac{\beta}{C_{dl}} \times (Q_i + Q_{i+1})] - [\Delta I \times \frac{W_{i+1}}{C_{dl}}] > -|V_{th(new)}|$$

$$\Delta I \leq \min \left\{ \frac{C_{dl}}{W_{i+1}} [\alpha + |V_{th(new)}|] + \frac{\beta}{C_{dl}} (Q_i + Q_{i+1}) \right\} \quad (14)$$

عبارت داخل کمانک باید مینیمم مقدار باشد تا با توجه به پارامترهای سیستم، مدار متعادل‌سازی بار در هر شرایطی نیز درست کار کند. برای مینیمم کردن عبارت فوق کافی است که مقدار عبارت زیر مینیمم گردد، چراکه بقیه پارامترها ثابت هستند:

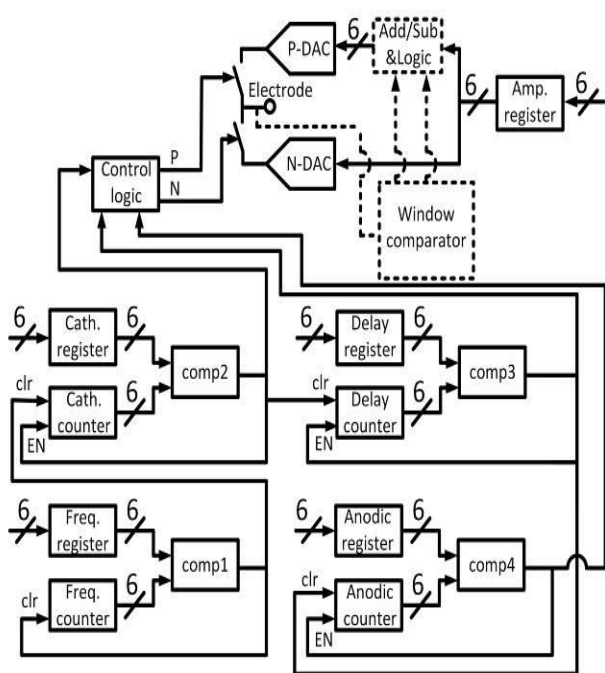
$$\frac{Q_i + Q_{i+1}}{W_{i+1}} = \frac{Q_i}{W_{i+1}} + \frac{Q_{i+1}}{W_{i+1}} = \frac{Q_i}{W_{i+1}} + I_{c,i+1} \quad (15)$$

رابطه‌ی (۱۵) زمانی مینیمم مقدار خود را خواهد داشت که هر دو جزء رابطه مینیمم شوند. هنگامی که Q_i مینیمم و W_{i+1} ماکزیمم باشد، جزء اول مینیمم خواهد بود. در مورد جزء دوم تنها کافی است که $I_{c,i+1}$ مینیمم باشد. از آنجایی که W_{i+1} قبلاً ماکزیمم انتخاب شده بود، با توجه به رابطه و منحنی عرض پالس- شدت پالس $I_{c,i+1}$ خودبه‌خود مینیمم مقدار خود را خواهد داشت. از طرفی با ماکزیمم شدن عرض پالس، بار تزریقی نیز ماکزیمم می‌گردد. پس Q_{i+1} نیز باید ماکزیمم گردد. با توجه به مشخصات سیستم داریم:

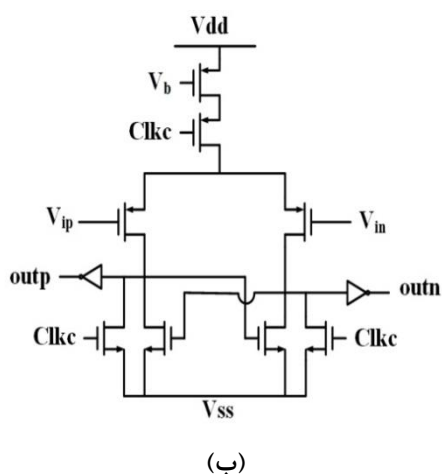
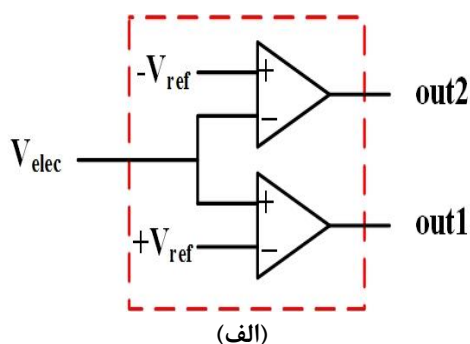
$$Q_{i+1} = 8.2 nC, \quad Q_i = 5.65 nC, \quad W_{i+1} = 330 \mu s$$

پارامترهایی که هنوز در مورد آن بحث نشده پارامتر α (ولتاژ الکتروود قبل از دوره تحریک ΔI)، و C_{dl} است. در ابتدا فرض شد که بعد از تحریک ΔI ولتاژ الکتروود از محدوده ایمن خود خارج می‌شود. با توجه به رابطه (۱۱) مقدار α در بازه $[46 mV]$ و $[42 mV]$ قرار دارد. C_{dl} پارامتری است که به ابعاد، جنس و هندسه الکتروود وابسته است. مقدار نوعی این پارامتر از چند صد نانوفارد تا چند میکروفارد متغیر است [۱۳]. برای لحاظ کردن بدترین حالت، در این طراحی مقدار α برابر با $42 mV$ و C_{dl} برابر با $100 nF$ در نظر گرفته شد. با در نظر گرفتن پارامترهای فوق، ماکزیمم مقدار ΔI به دست می‌آید:

$$\Delta I_{max} = 26.6 \mu A$$



شکل ۱۸: نمودار بلوکی تحریک کننده عصبی به همراه سیستم متعادل سازی بار. قسمت هایی که با خط چین مشخص شده اند، سیستم متعادل سازی بار هستند.



شکل ۱۹: (الف) مقایسه گر پنجره، (ب) مقایسه گر پویا

جمع-تفریق کننده به همراه قسمت دیجیتالی کنترل و مقایسه گر پنجره (شکل ۱۹-الف)، که از دو عدد مقایسه گر (شکل ۱۹-ب) با ولتاژهای مقایسه متفاوت تشکیل شده است. این بخش وظیفه پایش ولتاژ الکتروود را دارد. در صورتی که ولتاژ الکتروود در محدوده ایمن باشد، خروجی هر دو مقایسه گر صفر خواهد بود. اگر ولتاژ الکتروود از $V_{th(new)}$ تجاوز کند، خروجی مقایسه گر اول یک و خروجی مقایسه گر دوم صفر خواهد بود. برعکس، اگر ولتاژ الکتروود به کم تر از $V_{th(new)}$ نزول کند، خروجی مقایسه گر اول صفر و خروجی مقایسه گر دوم یک خواهد بود. پارامتر مهمی که لازم است درباره آن بحث شود، سیگنال کلاک مقایسه گر است. اگر سیگنال کلاک در سطح صفر باشد ترانزیستورهای NMOS و ترانزیستور PMOS که سیگنال کلاک به گیت آن ها وارد می شود، به ترتیب خاموش و روشن می شوند. در این حالت مقایسه گر می تواند وارد فاز مقایسه شود. هنگامی که سیگنال کلاک در سطح منطقی یک باشد ترانزیستورهای NMOS که سیگنال کلاک به گیت آن ها وارد می شود، روشن شده و ولتاژ درین این ترانزیستورها را به V_{ss} می رسد. در نتیجه هر دو خروجی $outp$ و $outn$ به سطح یک منطقی می رسند.

نکته دیگری که باید در مورد مقایسه گر ذکر شود، نحوه تولید سیگنال $Clkc$ (کلاک مقایسه گر) است. در این طراحی، بعد از پایان فاز آندی یک بازه کوچک برای نمونه گیری از ولتاژ الکتروود در نظر گرفته می شود دلیل کوچک در نظر گرفتن این بازه، مینیمم کردن توان مصرفی مقایسه گر است.

نحوه تولید این سیگنال بدین شرح است: در ابتدا سیگنال خروجی مقایسه گر دیجیتالی شماره ۴ معکوس می شود. سپس با استفاده از عناصر خورنده پالس^{۲۰} (شکل ۲۰-ب) پالس معکوس شده در دو مرحله خورده می شود. از آنجایی که این عنصر PS باعث کند شدن زمان فرود پالس ورودی می شود، سطح صفر پالس معکوس خروجی $comp4$ خورده می شود (شکل ۲۰-الف). در نهایت دو سیگنال $PL2$ و $comp4$ باهم NAND شده و سیگنال کلاک مقایسه گر ساخته می شود.

زمان بندی سیگنال های $PL1$ ، $PL2$ و $Clkc$ در شکل (۲۱) نشان داده شده اند. لازم به ذکر است که سیگنال $PL1$ به عنوان سیگنال کلاک فلیپ فلاپی که از خروجی مقایسه گر ها نمونه می گیرد نیز استفاده می شود.

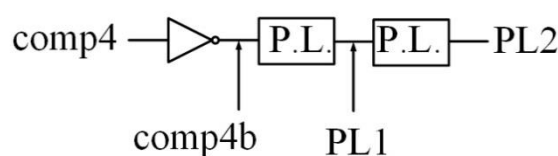
باشد (خروجی هر دو مقایسه گر صفر باشد) عدد صفر با عدد ذخیره شده در رجیستر دامنه جمع می شود (یا از آن کم می شود)، در این صورت دامنه فاز آندی دوره تحریک بعدی تغییری نخواهد کرد. اما اگر ولتاژ الکتروود از $V_{th(new)}$ تجاوز کند، همان طور که قبلاً ذکر شد، خروجی مقایسه گر اول یک و خروجی مقایسه گر دوم صفر خواهد بود. این باعث می شود که بلوک جمع/تفریق کننده به صورت یک تفریق کننده عمل کند و رقم باینری متناظر با عدد هشت (۰۰۱۰۰۰) از مقدار ذخیره شده در رجیستر دامنه کم می شود. از آنجایی که مقدار ΔI برابر با $16 \mu A$ تعیین شده و مقدار lsb در مبدل دیجیتال به آنالوگ مورد استفاده برابر با $2 \mu A$ است، عدد هشت از مقدار رجیستر دامنه کم می شود و اگر ولتاژ الکتروود به کم تر از منفی $V_{th(new)}$ نزول کند، خروجی مقایسه گر اول صفر و خروجی مقایسه گر دوم یک خواهد بود. این باعث می شود که بلوک جمع/تفریق کننده به صورت یک جمع کننده عمل کند و رقم باینری متناظر با عدد هشت (۰۰۱۰۰۰) با مقدار ذخیره شده در رجیستر دامنه جمع می شود.

۴- نتایج شبیه سازی

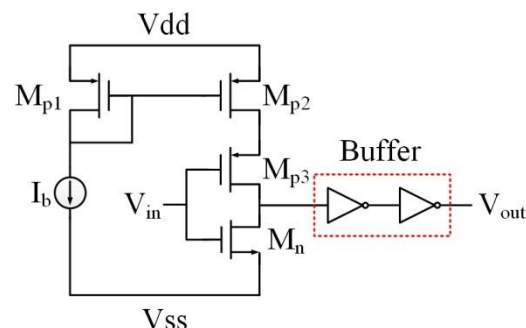
در این بخش به بررسی نتایج شبیه سازی اجزای سیستم و نهایتاً سیستم کلی می پردازیم. طراحی ها در تکنولوژی $CMOS\ HV\ 0.18 \mu m$ و توسط نرم افزار $H-Spice$ انجام شده است. برای تست سیستم طراحی شده، یک بار $R-C$ با مقاومت $10\ k\Omega$ و ظرفیت $100\ nF$ به خروجی تحریک کننده (برای مدل سازی امپدانس واسطه الکتروود-الکترولیت) متصل شد. الگوی تحریکی به شرح زیر به مدار اعمال شد: دامنه پالس جریانی آندی: $102 \mu A$ ، دامنه پالس جریانی کاتدی: $98 \mu A$ ، عرض پالس تحریک: $100 \mu s$ ، تأخیر بین دو فاز: $25 \mu s$ ، طول دوره تحریک: $900 \mu s$ (فرکانس تحریک $1/1\ kHz$).

اثبات شده است که با وجود تطابق کامل فازهای آندی و کاتدی، بعد از دوره تحریک، ولتاژ الکتروود به دلیل واکنش های برگشت ناپذیر فارادی که به سمت پتانسیل مثبت میل می کند [۲۱]. به همین دلیل در شبیه سازی ها، دامنه پالس فاز آندی بیش تر از دامنه پالس فاز کاتدی در نظر گرفته شده است تا شبیه سازی به آنچه در واقعیت رخ می دهد نزدیک تر باشد. شکل موج پالس جریانی دوفازه تحریک که مشخصات آن ذکر شد و پاسخ الکتروود به این تحریک، در شکل (۲۲) آمده است. ولتاژ الکتروود بعد از هر دوره تحریک افزایش می یابد که دلیل آن بیش تر بودن دامنه پالس آندی نسبت به پالس کاتدی است. همان طور که دیده می شود، هنگامی که ولتاژ الکتروود از حد آستانه جدید تجاوز می کند، با کاهش دامنه پالس تحریک آندی در دوره تحریک بعدی توسط مدار متعادل سازی بار، ولتاژ الکتروود به محدوده مجاز بازگردانده می شود.

جدول (۲) توان مصرفی قسمت های مختلف سیستم را نشان می دهد. مدار متعادل سازی بار (مقایسه گر ها و جمع/تفریق کننده) حدود ۳/۴ درصد از کل توان سیستم را مصرف می کند.



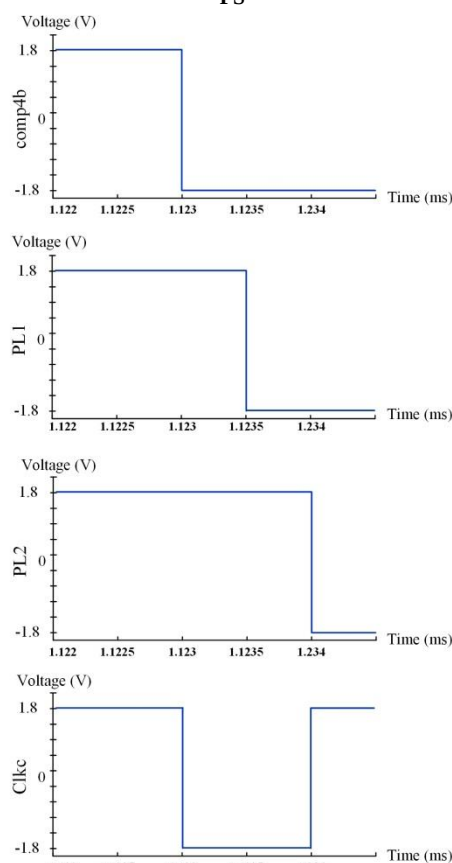
(الف)



(ب)

شکل ۲۰: الف) نحوه تولید سیگنال کلاک مقایسه گر، ب) مدار داخلی عنصر

PS



شکل ۲۱: زمان بندی سیگنال ها برای تولید Clkc

۳-۲-۱- تشریح نحوه عملکرد مدار متعادل سازی بار

عملکرد مدار بدین صورت است که بعد از اتمام فاز آندی مقایسه گر ها برای مدت زمان کوتاهی ($1 \mu s$) روشن شده و ولتاژ الکتروود را با مقادیر از پیش تعیین شده مقایسه می کنند. اگر ولتاژ الکتروود در محدوده ایمن

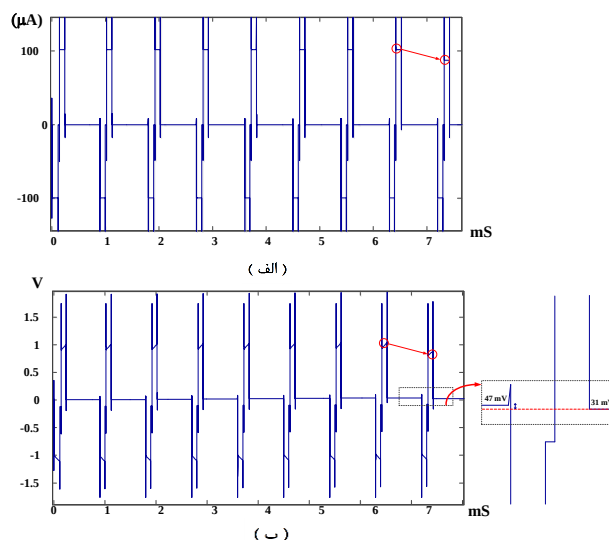
فعال می‌شوند و این باعث کاهش توان مصرفی این بخش از مدار می‌شود. تنها بخشی که روش پیشنهادی به سیستم اضافه می‌کند، یک بلوک جمع/تفریق کننده است که با توجه به دیجیتال بودن این بخش، توان مصرفی و مساحت کمی را به خود اختصاص می‌دهد. نتایج شبیه‌سازی‌ها در تکنولوژی HV CMOS $0.18 \mu\text{m}$ مؤید کم‌توان بودن و قابلیت اطمینان این روش برای کاربردهای پزشکی را نشان می‌دهد.

جدول ۳: مقایسه روش پیشنهادی با روش‌های ارائه‌شده قبلی

	Charge Balancing Method	Sim. or Meas.	CMOS Process (μm)	Power cons. (μW)
ISCAS2007 [22]	Charge metering	Sim.	0.18	۵۰
TBCAS 2007 [23]	Charge metering	Meas.	AMI 0.18 HV	۴۷
TBCAS 2008 [24]	Blocking capacitor	Meas.	XFAB 1 SOI	۲۰۰
BIOCAS2009 [25]	Charge metering	Sim.	0.18 HV	۱۰
BIOCAS2010 [26]	Charge metering	Sim.	0.18 HV	$10 \leq$
TBCAS2013 [27]	Active	Meas.	Discrete	۲۵
TBCAS2014 [28]	Charge metering	Meas.	0.18 HV	$30 \leq$
This work	Active	Sim.	0.18 HV	$2/517$

مراجع

- [1] K. W. Horch and G. S. Dhillon, *Neuroprosthetics: theory and practice*: World Scientific, 2004.
- [2] M. Ghovanloo and K. Najafi, "A wireless implantable multichannel microstimulating system-on-a-chip with modular architecture," *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 15, no. 3, pp. 449-457, 2007.
- [3] R. A. Blum, J. D. Ross, E. A. Brown and S. P. DeWeerth, "An integrated system for simultaneous, multichannel neuronal stimulation and recording," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 54, no. 12, pp. 2608-2618, 2007.
- [4] S. K. Kelly and J. L. Wyatt, "A power-efficient neural tissue stimulator with energy recovery," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 5, no. 1, pp. 20-29, 2011.
- [5] M. Schwarz and M. Maschmann, "Area saving stimulator cells for multielectrode arrays featuring adaptive waveform generation and monitoring," 26th Annual International Conference of the Engineering in Medicine and Biology Society IEEE, IEMBS '04., pp. 4314, 4317, 1-5 Sept. 2004.
- [6] F. Shahrokhi, K. Abdelhalim, D. Serletis, P. L. Carlen and R. Genov, "The 128-channel fully differential digital integrated neural recording and stimulation interface," *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 4, no. 3, pp. 149-161, 2010.
- [7] L. S. Wong, S. Hossain, A. Ta, J. Edvinsson, D. H. Rivas and H. Naas, "A very low-power CMOS mixed-signal IC for implantable pacemaker applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, pp. 2446-2456, 2004.
- [8] M. Ghovanloo, "Switched-capacitor based implantable low-power wireless microstimulating systems," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '06*, pp. 4 pp., 21-24 May 2006.
- [9] X. Liu, A. Demosthenous and N. Donaldson, "A fully integrated fail-safe stimulator output stage dedicated to FES stimulation," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '07*, pp. 2076, 2079, 27-30 May 2007.
- [10] 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.
- [11] P. R. Singh, L. Wentai, M. Sivaprakasam, M. S. Humayun and J. D. Weiland, "A matched biphasic microstimulator for an implantable retinal prosthetic device," *IEEE International*



شکل ۲۲: نتیجه شبیه‌سازی، (الف) پالس تحریک اعمالی، (ب) پاسخ الکترو

جدول (۳) مقایسه‌ای بین روش پیشنهادی و سایر روش‌های ارائه‌شده برای متعادل‌سازی بار را نشان می‌دهد. همان‌طور که در جدول (۳) آمده است، روش پیشنهادی توان مصرفی کم‌تری نسبت به سایر روش‌ها دارد. روش ارائه‌شده سومین روشی است که بر پایه دیدگاه فعال ارائه شده است. این روش علاوه بر این که مشکلات روش‌های غیرفعال و روش‌های مبتنی بر محاسبه بار را ندارد، مشکل روش درج پالس که همان تأثیر آن بر پاسخ‌های عصبی ناخواسته بود را نیز ندارد.

جدول ۲: توان مصرفی بخش‌های مختلف تحریک‌کننده پیشنهادی

توان مصرفی (μW)	
P-DAC	۳۱/۷۱۱
N-DAC	۳۰/۶۸۷
Stimulus/Generator	۹/۵۸۸
Comparators	۲/۱۷۶
Add/Subtractor	$1/86 \times 10^{-3}$
Pulse Shrinking elements	۰/۳۳۹

۵- نتیجه‌گیری

در این پژوهش یک روش جدید و کم‌توان برای متعادل‌سازی بار، برای کاربرد در تحریک‌کننده‌های عصبی ارائه شد. از آنجایی که حتی برای پالس‌های جریانی کاملاً بار متعادل، ولتاژ الکترو رفته‌رفته افزایش می‌یابد و نهایتاً از محدوده ایمن خود خارج می‌شود، در این روش از پالس‌های جریانی بار نامتعادل برای متعادل‌سازی بار و محدود نگه‌داشتن ولتاژ الکترو استفاده شد. از آنجایی که این روش جزو روش‌های فعال طبقه‌بندی می‌شود، مشکلات روش‌های دیگر مانند خازن بلوک‌کننده و تخلیه الکترو را ندارد. همچنین، این روش در مقایسه با روش‌های دیگر از سادگی در پیاده‌سازی برخوردار است. در این روش، برخلاف روش‌های دیگر که مقایسه‌گرها به‌صورت پیوسته عمل مقایسه را انجام می‌دهند، مقایسه‌گرها فقط برای مدت کوتاهی

زیرنویس‌ها

- ^۱ Functional electrical stimulation (FES)
- ^۲ Functional neural stimulation (FNS)
- ^۳ Action potential
- ^۴ Charge balancing
- ^۵ Voltage controlled stimulation (VCS)
- ^۶ Switched capacitor stimulation (SCS)
- ^۷ Constant current stimulation (CCS)
- ^۸ Clamping
- ^۹ Biphasic CCS
- ^{۱۰} Blocking capacitor
- ^{۱۱} Electrode discharging
- ^{۱۲} Charge metering
- ^{۱۳} Electrode voltage monitoring
- ^{۱۴} Semiconductor failure
- ^{۱۵} Pulse insertion
- ^{۱۶} Offset regulation
- ^{۱۷} Background
- ^{۱۸} Differential non-linearity (DNL)
- ^{۱۹} Integral non-linearity (INL)
- ^{۲۰} Pulse shrinking (PS)

- Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '04. pp.IV,1-4 Vol.4, 23-26 May 2004.
- [12] M. Sivaprakasam, W. Liu, M. S. Humayun and J. D. Weiland, "A variable range bi-phasic current stimulus driver circuitry for an implantable retinal prosthetic device," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 40, no. 3, pp. 763-771, 2005.
- [13] K. Sooksood, T. Stieglitz and M. Ortmanns, "An active approach for charge balancing in functional electrical stimulation," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 4, no. 3, pp. 162-170, 2010.
- [14] G. Gudnason, E. Bruun and M. Haugland, "A chip for an implantable neural stimulator," Analog Integrated Circuits and Signal Processing, vol. 22, no. 1, pp. 81-89, 2000.
- [15] J. Hu and C. Gordon, "A general adaptive charge-balancing stimulator," 51st Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS '08. , pp.678,681, 10-13 Aug. 2008.
- [16] E. K. Lee and A. Lam, "A matching technique for biphasic stimulation pulse," IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '07. , pp.817,820, 27-30 May 2007.
- [17] S. Carroll, C. Cooper, D. Brown, G. Sormann, S. Flood and M. Denison, "Australian experience with the Freehand System for restoring grasp in quadriplegia," The Australian and New Zealand journal of surgery, vol. 70, no. 8, pp. 563-568, 2000.
- [18] N. Laotaveerungrueng, *A High-Voltage, High-Current Multi-Channel Arbitrary Waveform Generator ASIC for Neural Interface and MEMS Applications*, Ph.D. dissertation, Dept. Elec. Eng., Case Western Reserve University, 2011.
- [19] A. R. Sauter, M. S. Dodgson, H. Kalvøy, S. Grimnes, A. Stubhaug and Ø. Kjaastad, "Current threshold for nerve stimulation depends on electrical impedance of the tissue: a study of ultrasound-guided electrical nerve stimulation of the median nerve," Anesthesia & Analgesia, vol. 108, no. 4, pp. 1338-1343, 2009.
- [20] X. Yuan, T. Shimizu, U. Mahalingam, J. S. Brown, K. Z. Habib, D. G. Tekleab, T.-C. Su, S. Satadru, C. Olsen and H. W. Lee, "Transistor mismatch properties in deep-submicrometer CMOS technologies," IEEE Transactions on Electron Devices , vol. 58, no. 2, pp. 335-342, 2011.
- [21] D. R. Merrill, M. Bikson and J. G. Jefferys, "Electrical stimulation of excitable tissue: design of efficacious and safe protocols," Journal of neuroscience methods, vol. 141, no. 2, pp. 171-198, 2005.
- [22] X. Fang, J. Wills, J. Granacki, J. LaCoss, A. Arakelian and J. Weiland, "Novel charge-metering stimulus amplifier for biomimetic implantable prosthesis," IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '07. , pp.569,572, 27-30 May 2007.
- [23] J.-J. Sit and R. Sarpeshkar, "A low-power blocking-capacitor-free charge-balanced electrode-stimulator chip with less than 6 nA DC error for 1-mA full-scale stimulation," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems , vol. 1, no. 3, pp. 172-183, 2007.
- [24] X. Liu, A. Demosthenous and N. Donaldson, "An integrated implantable stimulator that is fail-safe without off-chip blocking-capacitors," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 2, no. 3, pp. 231-244, 2008.
- [25] S. Guo and H. Lee, "Biphasic-current-pulse self-calibration techniques for monopolar current stimulation," IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS '09 , pp.61,64, 26-28 Nov. 2009.
- [26] C. Hosung, T. Lehmann and Y. Yuanyuan, "Implantable stimulator for bipolar stimulation without charge balancing circuits," IEEE Biomedical Circuits and Systems Conference, BioCAS '10 , pp.202,205, 3-5 Nov. 2010.
- [27] S. Nag, J. Xiaofeng, N. Thakor and D. Sharma, "Flexible Charge Balanced Stimulator With 5.6 fC Accuracy for 140 nC Injections," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 7, no. 3, pp. 266-275, 2013.
- [28] C. Hosung, Y. Yuanyuan and T. Lehmann, "Safety Ensuring Retinal Prosthesis With Precise Charge Balance and Low Power Consumption," IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, vol. 8, no. 1, pp. 108-118, 2014.