





دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی مدارهای مجتمع الکترونیک

طراحی و شبیه‌سازی یک تقویت‌کننده کم‌نویز کم‌توان برای آشکارسازی
سیگنال QRS قلب

نگارنده:

فریدا سعیدیان نوقابی

اساتید راهنما:

دکتر محمدرضا اشرف

دکتر حسین خسروی

شهریور ۱۳۹۷

غنچه بی باد صبا، گل بی بهار آورده ای
 باغبانان تورا، امسال سال خرمی است
 زین همایون میوه، گزهر شاخسار آورده ای
 شاخ و برکت نیکنومی، بیخ و بارت سعی و علم
 این هنرها، جمله از آموزگار آورده ای
 خرم آنکو وقت حاصل از مغانی از تو برد
 برگ دولت، زادستی، توش کار آورده ای
 غنچه ای زین شاخه، مارازیب دست و دامن است
 همی، ای خواهران، تا فرصت کوشیدن است
 پستی نسوان ایران، جمله از بی دانشی است
 مردیازن، برتری و رتبت از دانستن است
 زین چراغ معرفت کامروز اندر دست ماست
 شاهراه سعی و اقلیم سعادت، روشن است
 به که هر دختر بداند قدر علم آموختن
 تا نگوید کس، پسر بشمار و دختر کودن است
 زن ز تحصیل، هنر شد شهره در هر کشوری
 بر نکره از ماکسی زین خواب بیدردی سری
 از چه نسوان از حقوق خویشان بی بهره اند
 نام این قوم از چه، دور افتاده از هر دقتی
 دامن مادر، تخت آموزگار کودک است
 طفل دانشور، کجا پرورده نادان مادری
 با چنین دمانگی، از ماه و پروین بگذریم
 گر که مار باشد از فضل و ادب، بال و پری
 پروین اعصامی

تقدیم به پدر و مادر عزیزم

خدا را بسی شاکرم که از روی کرم، پرومادی فداکار نصیحت ساخته تا در سایه درخت پر بار وجودشان بیایم و از ریشه آنها شاخ و برگ گیرم و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش تلاش نمایم.

والدینی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم و نشان دلیلی است بر بودنم، چرا که این دو وجود پس از پروردگار، مایه هستی ام بوده اند دستم را گرفتند و راه رفتن را در این وادی زندگی پر از فراز و نشیب آموختند. آموزگاری که برایم زندگی، بودن و انسان بودن را معنا کردند.

تشکر و قدردانی

حمد و سپاس خدایی را سزااست که تیر حتمی قضایش را بیچ سپری نمی‌کنند و لطف و محبت و هدایتش را بیچ مانعی باز نمی‌دارد و بیچ آفریده‌ای بر پای شباهت مخلوقات او نمی‌رسد. جهل و نادانی من و عصیان و کتاختن من، تو را باز نداشت از اینکه راهنمایی ام کنی به سوی صراط قربت و موفقم کردانی به آنچه رضا و خوشنودی توست.

باتقدیر و تشکر شایسته از اساتید فریخته جناب آقای دکتر محمد رضا اشرف و جناب آقای دکتر حسین خسروی که با رهنمودهای خود، راهنا و راهگشای مکارنده در اتمام و اکمال این پایان نامه بوده‌اند.

از اساتید فرزانه جناب آقایان دکتر عابد ابراهیمی و دکتر علی فتح که زحمات داورسی این پایان نامه را متمصل شدند کمال تشکر و قدردانی را دارم.

تعهد نامه

اینجانب فریدا سعیدیان نوقابی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق الکترونیک دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی یک تقویت کننده کم نویز کم توان برای آشکارسازی سیگنال QRS قلب تحت راهنمایی دکتر محمدرضا اشرف و دکتر حسین خسروی متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

- کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده

بیماری‌های قلبی به عنوان یکی از عوامل اصلی مرگ و میر در تمامی کشورهای جهان و هم‌چنین اولین علت مرگ و میر ایرانیان شناخته شده است. برای تشخیص بیماری‌های قلبی اولین قدم اطلاع از وضعیت ضربان قلب است. جهت دریافت سیگنال قلب، نیاز به یک تقویت‌کننده میان‌گذر با بهره باند میانی زیاد، نویز کم، توان مصرفی کم و سطح اشغالی کوچک بر روی تراشه است تا بتوان این سیگنال را در بازه فرکانسی مشخص تقویت نمود.

برای این منظور، معمولاً از ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی استفاده می‌شود. در این ساختار برای رسیدن به بهره مطلوب، مجموع کل خازن‌ها مقدار بزرگی دارد، در نتیجه سطح زیادی را بر روی تراشه اشغال می‌کند. اگر بهره باند میانی تقویت‌کننده به جای این‌که در یک طبقه ایجاد شود، در دو طبقه محاسبه شود، باعث کاهش مقدار کل خازن‌های تقویت‌کننده و در نتیجه کاهش سطح اشغالی می‌شود. اضافه کردن یک طبقه دیگر به مدار، قابلیت تنظیم‌پذیری بهره و پهنای باند را به طور هم‌زمان فراهم می‌کند. در این پایان‌نامه، یک تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی با ساختار سه-طبقه پیشنهاد شده است که در آن، طبقه اول، در نقش یک تقویت‌کننده کم‌نویز، طبقه دوم، به عنوان یک فیلتر میان‌گذر قابل تنظیم، و طبقه سوم، برای داشتن بهره متغیر و قابل تنظیم استفاده شده است. جهت آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب، در خروجی تقویت‌کننده پیشنهادی، مقایسه‌گر Latch قرار داده شده است. زمانی که موج QRS تشخیص داده شود، در خروجی مقایسه‌گر یک پالس ایجاد می‌شود.

تقویت‌کننده پیشنهادی در تکنولوژی TSMC 0.18 μ m CMOS و در ولتاژ تغذیه یک ولت توسط نرم‌افزار Cadence شبیه‌سازی شده است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که تقویت‌کننده دارای بهره باند میانی قابل تنظیم از ۵۰/۲۵ تا ۶۰/۶۲ دسیبل است. هم‌چنین فرکانس قطع پایین مدار از ۳۹۴ میلی‌هرتز تا ۲/۳۴ هرتز و فرکانس قطع بالای مدار از ۱۳۵ تا ۳۸۳ هرتز قابل تنظیم است. توان مصرفی و نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی تقویت‌کننده پیشنهادی به ترتیب، ۸۹/۶۲ نانوات و ۱/۵۳ میکروولت و ضریب کارایی نویز ۱/۲۳ است. در این تقویت‌کننده مقدار CMRR، ۷۵ دسیبل و PSRR، ۵۳ دسیبل محاسبه شده است. هم‌چنین اعوجاج کل تقویت‌کننده (THD) برای ورودی‌های با دامنه ۱۰۰ میکروولت حدود ۲ درصد به دست می‌آید.

کلمات کلیدی: سیگنال‌های زیستی، سیگنال قلب، تقویت‌کننده، کم‌توان، کم‌نویز، تنظیم‌پذیری، موج QRS.

فهرست مطالب

۱	فصل اول.....
۲	۱-۱ ضرورت انجام پژوهش.....
۳	۲-۱ تعریف مساله.....
۴	۳-۱ سابقه موضوع.....
۶	۴-۱ بخش‌بندی پایان‌نامه.....
۷	فصل دوم.....
۸	۱-۲ مقدمه.....
۸	۲-۲ سیگنال‌های معین.....
۹	۳-۲ سیگنال‌های تصادفی یا آماری.....
۱۰	۴-۲ معرفی سیگنال‌های زیستی.....
۱۰	۱-۴-۲ الکتروکاردیوگرام (ECG).....
۱۲	۲-۴-۲ الکترومایوگرام (EMG).....
۱۳	۳-۴-۲ الکتروانسفالوگرام (EEG).....
۱۴	۴-۴-۲ الکترواکولوگرام (EOG).....
۱۴	۵-۲ ساختمان قلب انسان.....
۱۵	۶-۲ سیستم هدایت الکتریکی قلب.....
۱۷	۷-۲ سیگنال الکتروکاردیوگرام.....
۱۸	۸-۲ سیگنال الکتروگرام.....
۱۸	۹-۲ نتیجه‌گیری.....
۲۱	فصل سوم.....
۲۲	۱-۳ مقدمه.....
۲۲	۲-۳ ملاحظات طراحی تقویت‌کننده سیگنال قلب.....
۲۲	۱-۲-۳ ولتاژ آفست DC.....
۲۳	۲-۲-۳ سطح اشغال شده تقویت‌کننده بر روی تراشه.....
۲۳	۳-۲-۳ توان مصرفی.....
۳۰	۴-۲-۳ فرکانس قطع بالا و پایین.....
۳۱	۵-۲-۳ نویز ورودی تقویت‌کننده.....

۳۶ ۶-۲-۳ ضریب کارایی نويز
۳۷ ۷-۲-۳ امیدانس ورودی
۳۸ ۳-۳ نتیجه‌گیری
۳۹ فصل چهارم
۴۰ ۱-۴ مقدمه
۴۰ ۲-۴ تقویت‌کننده‌های تک-طبقه سیگنال قلب
۴۷ ۳-۴ تقویت‌کننده‌های دو-طبقه سیگنال قلب
۵۴ ۴-۴ تقویت‌کننده‌های سه-طبقه سیگنال قلب
۵۸ ۵-۴ تقویت‌کننده ابزار دقیق با سه آپامپ
۶۵ ۶-۴ تقویت‌کننده سیگنال قلب با روش صفر خودکار
۶۶ ۷-۴ تقویت‌کننده سیگنال قلب با استفاده از روش چاپر
۶۹ ۸-۴ نتیجه‌گیری
۷۱ فصل پنجم
۷۲ ۱-۵ مقدمه
۷۲ ۲-۵ تقویت‌کننده انتخابی سیگنال قلب
۷۵ ۳-۵ تقویت‌کننده پیشنهادی سیگنال قلب
۷۸ ۱-۳-۵ طراحی طبقه اول
۷۹ ۲-۳-۵ طراحی طبقه دوم
۸۱ ۳-۳-۵ طراحی طبقه سوم
۸۲ ۴-۳-۵ ساختار تحریک پای راست
۸۴ ۴-۵ آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب
۸۶ ۵-۵ نتایج شبیه‌سازی
۱۱۰ ۶-۵ جانمایی و شبیه‌سازی پس از جانمایی در ساختار پیشنهادی
۱۱۵ ۷-۵ نتایج شبیه‌سازی پس از جانمایی ساختار پیشنهادی
۱۱۶ ۸-۵ نتیجه‌گیری
۱۱۹ فصل ششم
۱۲۰ ۱-۶ نتیجه‌گیری
۱۲۱ ۲-۶ پیشنهادها
۱۲۲ مراجع

فهرست جداول

- جدول ۱-۲. دامنه و مدت زمان تقریبی شکل موجها و بازه‌های مختلف سیگنال الکتروکاردیوگرام..... ۱۹
- جدول ۲-۲. سیگنال‌های زیستی ۱۹
- جدول ۱-۴. مروری بر کارهای انجام شده ۷۰
- جدول ۱-۵. اندازه ترانزیستورها در OTAهای ساختار تقویت کننده انتخاب شده ۷۴
- جدول ۲-۵. پارامترهای حاصل از شبیه‌سازی تقویت کننده ابزار دقیق خازنی ۷۵
- جدول ۳-۵. اندازه ترانزیستورهای OTAهای طبقه اول و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت R_{1-4} ۸۶
- جدول ۴-۵. اندازه ترانزیستورهای OTAهای طبقه دوم و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت $R_{5,6}$ ۸۶
- جدول ۵-۵. اندازه ترانزیستورهای OTAهای طبقه سوم و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت R_7 ۸۷
- جدول ۶-۵. پارامترهای حاصل از شبیه‌سازی تقویت کننده پیشنهادی ۸۷
- جدول ۷-۵. پارامترهای حاصل از شبیه‌سازی در بهره‌های مختلف ۹۲
- جدول ۸-۵. پارامترهای حاصل از شبیه‌سازی پس از جانمایی تقویت کننده پیشنهادی ۱۱۵
- جدول ۹-۵. مقایسه این طراحی با سایر کارها ۱۱۸

فهرست اشکال

- شکل ۱-۲. دسته‌بندی سیگنال‌ها..... ۹
- شکل ۲-۲. محدوده ولتاژ و فرکانس تعدادی از سیگنال‌های پتانسیل زیستی..... ۱۰
- شکل ۳-۲. چرخه جریان خون در حفره‌های قلب و شش‌ها..... ۱۶
- شکل ۴-۲. بخش‌های مختلف سیستم هدایت الکتریکی قلب..... ۱۶
- شکل ۵-۲. شکل موج‌های سیگنال الکتروکاردیوگرام..... ۱۸
- شکل ۱-۳. جریان درین ترانزیستور تحت بایاس بدنه و بایاس گیت..... ۲۴
- شکل ۲-۳. مدار اعمال ورودی به بدنه..... ۲۵
- شکل ۳-۳. ترانزیستور MOSFET با گیت شناور (الف) حالت ایده ال (ب) حالت عملی..... ۲۸
- شکل ۴-۳. تزریق جریان به بدنه ترانزیستور..... ۲۹
- شکل ۵-۳. اثر تزریق جریان به بدنه ترانزیستور..... ۳۰
- شکل ۶-۳. نمودار نویز فلیکر بر حسب فرکانس..... ۳۴
- شکل ۷-۳. نمونه‌ای از نویز ضربه‌ای..... ۳۴
- شکل ۸-۳. نمودار نویز پاپکورن بر حسب زمان..... ۳۵
- شکل ۹-۳. ضریب کارایی نویز به ازای جریان و نویز ارجاع داده شده به ورودی متفاوت..... ۳۷
- شکل ۱-۴. نقشه مداری تقویت‌کننده ساختار تزویج خازنی..... ۴۱
- شکل ۲-۴. نقشه مداری تقویت‌کننده ارائه شده در [۷]..... ۴۲
- شکل ۳-۴. OTA استفاده شده در ساختار [۷]..... ۴۲
- شکل ۴-۴. نمودار بهره و پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده بر حسب فرکانس..... ۴۲
- شکل ۵-۴. نقشه مداری ساختار شبکه T خازنی..... ۴۶
- شکل ۶-۴. (الف) نقشه مداری تقویت‌کننده تفاضلی (ب) OTA با استفاده از روش گیت شناور..... ۴۷
- شکل ۷-۴. نقشه مداری تقویت‌کننده دو-طبقه سیگنال قلب..... ۴۸
- شکل ۸-۴. معماری سیستم حس‌گر پزشکی ارائه شده در [۱۰]..... ۴۹
- شکل ۹-۴. پیش تقویت‌کننده با پهنای باند قابل تنظیم ارائه شده در شکل (۸-۴)..... ۵۰
- شکل ۱۰-۴. (الف) نقشه مداری شبه‌مقاومت‌های مرسوم (ب) شبه‌مقاومت ارائه شده در [۱۰]..... ۵۰
- شکل ۱۱-۴. نمودار مقاومت شبیه‌سازی شده برای (الف) شبه‌مقاومت مرسوم (ب) شبه‌مقاومت ارائه شده در [۱۰] برای $V_a=0$ و تغییر V_b از -۱ تا ۱ ولت..... ۵۲
- شکل ۱۲-۴. نقشه مداری ساختار ارائه شده در [۳۰]..... ۵۲
- شکل ۱۳-۴. (الف) مدار مرسوم (ب) مدار تقویت‌کننده فیلتر میان‌گذر ارائه شده در [۳۰]..... ۵۳
- شکل ۱۴-۴. تقویت‌کننده سه-طبقه ارائه شده در [۱۱]..... ۵۵
- شکل ۱۵-۴. سیستم ارائه شده در [۳۱]..... ۵۵

- شکل ۱۶-۴. (الف) INA ارائه شده در [۳۱] (ب) نقشه مداری آپ‌امپ ۵۶
- شکل ۱۷-۴. VGA ارائه شده در [۳۱] ۵۶
- شکل ۱۸-۴. نمودار بلوکی معرفی شده در [۳] ۵۷
- شکل ۱۹-۴. (الف) پیش تقویت‌کننده شبه‌تفاضلی (ب) آپ‌امپ با جبران‌سازی میلر ۵۸
- شکل ۲۰-۴. ساختار اصلی تقویت‌کننده ابزار دقیق مرسوم ۵۹
- شکل ۲۱-۴. ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق با ترانزیستور NMOS ۶۱
- شکل ۲۲-۴. تقویت‌کننده ابزار دقیق جایگزین شده با خازن ۶۱
- شکل ۲۳-۴. روش فیدبک حالت-مشترک در ساختار کلی تقویت‌کننده سیگنال قلب ۶۲
- شکل ۲۴-۴. مدار تحریک پای راست (الف) بافر کلاس A [۱۳] (ب) بافر کلاس AB [۱۴] ۶۲
- شکل ۲۵-۴. ساختارهای شبه‌مقاومت ارائه شده در [۸] ۶۳
- شکل ۲۶-۴. (الف) خازن MOS (ب) خازن‌های MOS خطی شده سری (پ) خازن‌های MOS خطی شده موازی ۶۴
- شکل ۲۷-۴. ساختار OTA ارائه شده در [۱۳] ۶۴
- شکل ۲۸-۴. تقویت‌کننده سیگنال قلب با روش صفر خودکار ۶۵
- شکل ۲۹-۴. نمودار بلوکی روش چاپر ۶۷
- شکل ۳۰-۴. (الف) تقویت‌کننده با روش مدولاسیون چاپر (ب) آپ‌امپ کسکود تاشده دو طبقه ۶۸
- شکل ۱-۵. تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی ۷۳
- شکل ۲-۵. ساختار OTA در تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی ۷۳
- شکل ۳-۵. نمودار پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی ۷۵
- شکل ۴-۵. ساختار تقویت‌کننده پیشنهاد شده ۷۶
- شکل ۵-۵. شبه‌مقاومت استفاده شده در طبقه اول ۸۰
- شکل ۶-۵. (الف) شبه‌مقاومت قابل تنظیم ارائه شده در [۵] (ب) شبه‌مقاومت قابل تنظیم پیشنهادی ۸۰
- شکل ۷-۵. مبدل دیجیتال به آنالوگ با کدهای دماسنجی ۸۱
- شکل ۸-۵. شبکه خازنی جهت تحقق بهره قابل تنظیم ۸۲
- شکل ۹-۵. ساختار تحریک پای راست استفاده شده در تقویت‌کننده پیشنهادی ۸۳
- شکل ۱۰-۵. بافر کلاس AB ۸۳
- شکل ۱۱-۵. مقایسه‌گر استفاده شده جهت آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب ۸۵
- شکل ۱۲-۵. فلیپ فلاپ D از نوع Master-Slave ۸۵
- شکل ۱۳-۵. مدار داخلی یک فلیپ فلاپ D ۸۵
- شکل ۱۴-۵. نمودار شبه‌مقاومت شبیه‌سازی شده شکل ۵-۵ ۸۷
- شکل ۱۵-۵. نمودار شبه‌مقاومت شبیه‌سازی شده شکل ۶-۵ (الف) ۸۸
- شکل ۱۶-۵. نمودار شبه‌مقاومت شبیه‌سازی شده شکل ۶-۵ (ب) ۸۸
- شکل ۱۷-۵. نمودار پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده پیشنهادی ۸۸
- شکل ۱۸-۵. نمودار چگالی طیف ولتاژ نویز ارجاع شده به ورودی تقویت‌کننده پیشنهادی ۸۹

- شکل ۵-۱۹. نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع پایین قابل تنظیم در فرکانس ۵۰dB..... ۸۹
- شکل ۵-۲۰. نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع پایین قابل تنظیم در فرکانس ۶۰dB..... ۹۰
- شکل ۵-۲۱. نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع بالا قابل تنظیم در فرکانس ۵۰dB..... ۹۱
- شکل ۵-۲۲. نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع بالا قابل تنظیم در فرکانس ۶۰dB..... ۹۱
- شکل ۵-۲۳. نمودار پاسخ فرکانسی در حالت بهره باند میانی قابل تنظیم..... ۹۲
- شکل ۵-۲۴. سیگنال تداخل در ورودی تقویت کننده پیشنهادی..... ۹۳
- شکل ۵-۲۵. خروجی مدار بعد از مدار تحریک پای راست..... ۹۳
- شکل ۵-۲۶. نمودار CMRR برحسب فرکانس..... ۹۴
- شکل ۵-۲۷. نمودار PSRR برحسب فرکانس..... ۹۴
- شکل ۵-۲۸. سیگنال قلب اعمالی به ورودی تقویت کننده پیشنهادی..... ۹۶
- شکل ۵-۲۹. خروجی تقویت کننده پیشنهادی به ازای ورودی سیگنال قلب..... ۹۶
- شکل ۵-۳۰. خروجی مدار بعد از مقایسه گر..... ۹۷
- شکل ۵-۳۱. خروجی مدار بعد از فلیپ فلاپ..... ۹۷
- شکل ۵-۳۲. خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی..... ۹۸
- شکل ۵-۳۳. (الف) سیگنال ECG (ب) FFT سیگنال ECG..... ۹۸
- شکل ۵-۳۴. سیگنال ECG۱..... ۹۹
- شکل ۵-۳۵. خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۱..... ۹۹
- شکل ۵-۳۶. خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG۱..... ۱۰۰
- شکل ۵-۳۷. خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۱..... ۱۰۰
- شکل ۵-۳۸. (الف) سیگنال ECG۱ (ب) FFT سیگنال ECG۱..... ۱۰۰
- شکل ۵-۳۹. سیگنال ECG۲..... ۱۰۱
- شکل ۵-۴۰. خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۲..... ۱۰۱
- شکل ۵-۴۱. خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG۲..... ۱۰۲
- شکل ۵-۴۲. خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۲..... ۱۰۲
- شکل ۵-۴۳. (الف) سیگنال ECG۲ (ب) FFT سیگنال ECG۲..... ۱۰۲
- شکل ۵-۴۴. سیگنال ECG۳..... ۱۰۳
- شکل ۵-۴۵. خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۳..... ۱۰۳
- شکل ۵-۴۶. خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG۳..... ۱۰۳
- شکل ۵-۴۷. خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۳..... ۱۰۴
- شکل ۵-۴۸. (الف) سیگنال ECG۳ (ب) FFT سیگنال ECG۳..... ۱۰۴
- شکل ۵-۴۹. سیگنال ECG۴..... ۱۰۵
- شکل ۵-۵۰. خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۴..... ۱۰۵
- شکل ۵-۵۱. خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG۴..... ۱۰۵

- شکل ۵-۵۲. خروجی مدار به ازای تقویت‌کننده ایده‌آل و تقویت‌کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۴ ۱۰۶
- شکل ۵-۵۳. (الف) سیگنال ECG۴ (ب) FFT سیگنال ECG۴ ۱۰۶
- شکل ۵-۵۴. سیگنال ECG۵ ۱۰۷
- شکل ۵-۵۵. خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۵ ۱۰۷
- شکل ۵-۵۶. خروجی مدار بعد از مقایسه‌گر به ازای سیگنال ECG۵ ۱۰۷
- شکل ۵-۵۷. خروجی مدار به ازای تقویت‌کننده ایده‌آل و تقویت‌کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۵ ۱۰۸
- شکل ۵-۵۸. (الف) سیگنال ECG۵ (ب) FFT سیگنال ECG۵ ۱۰۸
- شکل ۵-۵۹. سیگنال ECG۶ ۱۰۹
- شکل ۵-۶۰. خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۶ ۱۰۹
- شکل ۵-۶۱. خروجی مدار بعد از مقایسه‌گر به ازای سیگنال ECG۶ ۱۰۹
- شکل ۵-۶۲. خروجی مدار به ازای تقویت‌کننده ایده‌آل و تقویت‌کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۶ ۱۱۰
- شکل ۵-۶۳. (الف) سیگنال ECG۶ (ب) FFT سیگنال ECG۶ ۱۱۰
- شکل ۵-۶۴. جانمایی ساختار پیشنهادی در تکنولوژی TSMC 0.18 μm CMOS ۱۱۲
- شکل ۵-۶۵. جانمایی ساختار OTA در تقویت‌کننده پیشنهادی ۱۱۳
- شکل ۵-۶۶. جانمایی ساختار پیشنهادی همراه با مدار درایوی پای راست ۱۱۴
- شکل ۵-۶۷. نتایج حاصل از شبیه‌سازی پس از جانمایی ۱۱۵
- شکل ۵-۶۸. مقایسه بین شبیه‌سازی اولیه و شبیه‌سازی پس از جانمایی ۱۱۶
- شکل ۵-۶۹. جانمایی ساختار انتخاب شده در تکنولوژی TSMC 0.18 μm CMOS ۱۱۷

فهرست اصطلاحات

Offset	آفست
Folded cascoded current-mirror	آینه جریان کسکود تا شده
Cascoded current-mirror	آینه جریان کسکود
Diode-connected	اتصال دیودی
Current-reuse	استفاده مجدد از جریان
Buffer	بافر
Neural action potential	پتانسیل فعالیت عصبی
Driven right leg	تحریک پای راست
Capacitively coupled	تزوید خازنی
Matching	تطبیق
Programmable Gain Amplifier	تقویت کننده با بهره قابل برنامه ریزی
Variable Gain Amplifier	تقویت کننده با بهره قابل تنظیم
Chopper amplifier	تقویت کننده چا پر
Auto zeroing Technique	روش صفر خودکار
Layout	جانمایی
Switched-capacitor	کلیدزنی-خازنی
Sub-threshold	زیر آستانه
Neuron	سلول عصبی
Swing	بیشینه دامنه نوسان
Biopotential signal	سیگنال زیستی
Pseudo resistor	شبه مقاومت
Post-layout simulation	شبیه سازی بعد از جانمایی
Pacemaker	ضربان ساز قلب
Noise efficiency factor	ضریب کارایی نویز
Inversion coefficient	ضریب وارونگی
Off-chip components	عناصر خارج از تراشه

Portable	قابل حمل
Tunable	قابل تنظیم
Analog front-end	مدار آنالوگ ابتدایی
Implantable	کاشتنی
Dynamic range	محدوده دینامیکی
Weak inversion	وارونگی ضعیف
Moderate inversion	وارونگی متوسط
Strong Inversion	وارونگی قوی

فهرست اختصارات

ADC	Analog-to-Digital Converter
CMFB	Common-Mode Feedback
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio
DAC	Digital-to-Analog Converter
ECG	Electrocardiogram
EEG	Electroencephalogram
EGM	Electrogram
EMG	Electromyogram
EOG	Electrooculogram
IA	Instrumentation Amplifier
LNA	Low-Noise Amplifier
MIM	Metal-Insulator-Metal
NEF	Noise Efficiency Factor
opamp	Operational Amplifier
OTA	Operational Transconductance Amplifier
PCO ₂	partial pressure of carbon dioxide
PGA	Programmable Gain Amplifier
rms	Root mean square
S/H	Sample and Hold
SAR	Successive Approximation Register
T-gate	Transmission gate
THD	Total Harmonic Distortion
VGA	Variable Gain Amplifier

فصل اول

مقدمه

۱-۱ ضرورت انجام پژوهش

امروزه تجهیزات پزشکی بسیاری در اختیار پزشکان قرار گرفته است تا به کمک آن‌ها بیماری‌های مختلف را شناسایی کرده و از آن‌ها در درمان بیماری‌ها استفاده کنند. طیف وسیعی از تجهیزات پزشکی برای شناسایی بیماری‌ها استفاده می‌شود. بسیاری از تجهیزات که امروزه در حال گسترش هستند، مانند ضربان‌ساز قلب، برای درمان بیماری‌ها استفاده می‌شوند.

در سال‌های اخیر توجه زیادی به تجهیزات پزشکی قابل حمل شده است. در این نوع تجهیزات که عموماً به صورت تجهیزات پوشیدنی هستند، علائم حیاتی بسیاری نظیر سیگنال قلب، سیگنال مغز، میزان قند خون و بسیاری عوامل دیگر توسط حس‌گرهای مختلف که در بدن تعبیه شده‌اند، اندازه‌گیری شده و به یک واحد مرکزی که همراه بیمار است ارسال می‌شود. در تجهیزات پزشکی سیار و قابل کاشت توان مصرفی توسط باتری تأمین می‌شود. در نتیجه کلیه قسمت‌های آن باید توان مصرفی بسیار پایینی داشته باشند تا عمر باتری افزایش یابد. در این تجهیزات برای تعویض باتری، بیمار باید تحت عمل جراحی قرار گیرد. در این صورت بیمار علاوه بر هزینه، باید خطرات جراحی و عوارض آن را نیز بپذیرد. بنابراین با کاهش توان مصرفی، تعداد دفعات تعویض باتری نیز کاهش می‌یابد.

اندازه قطعات کاشتنی نیز اهمیت زیادی دارد، زیرا این قطعات در بدن بیمار کاشته می‌شوند و باید حجم کوچکی اشغال کنند. به عنوان مثال، بخش عمده‌ای از حجم یک ضربان‌ساز قلب به باتری آن اختصاص یافته است [۱]. تحت این شرایط، برای کاهش حجم مدارهای الکترونیکی، این قطعات باید توان کمی مصرف کنند تا امکان استفاده از باتری‌های کوچکتر که انرژی کمتری تولید می‌کنند، را فراهم کنند.

بیماری‌های قلبی به عنوان یکی از عوامل اصلی مرگ و میر در تمامی کشورهای جهان شناخته شده است. طبق آمارهای سال ۱۳۹۵، اولین علت مرگ و میر ایرانیان نیز بیماری‌های قلبی عروقی بوده است [۲]. برای تشخیص بیماری‌های قلبی اولین قدم اطلاع از وضعیت ضربان قلب است.

یکی از مهم‌ترین علائم حیاتی، سیگنال قلب است. این سیگنال دامنه بسیار ضعیفی دارد. جهت دریافت سیگنال قلب، پهنای باند و بهره و لتاژ تقویت‌کننده باید به گونه‌ای طراحی شود که محدوده فرکانسی و ولتاژی این سیگنال را تقویت نماید. لذا نیاز به یک تقویت‌کننده با بهره باند میانی زیاد، نویز کم، توان مصرفی کم و سطح اشغالی کوچک بر روی تراشه احساس می‌شود. معمولاً به این دلیل، ترانزیستورها در ناحیه زیرآستانه کار می‌کنند. این تقویت‌کننده باید قابلیت تنظیم فرکانس قطع بالا، فرکانس قطع پایین و تنظیم بهره را داشته باشد. با توجه به این که سیگنال قلب از کدام قسمت بدن دریافت شود و یا این که از چه الکترودی استفاده شده باشد، ممکن است دامنه سیگنال قلب تغییر کند لذا تقویت‌کننده باید بهره متغیر و قابل تنظیم داشته باشد. طراحی یک تقویت‌کننده با قابلیت تنظیم بهره سبب می‌شود که دامنه سیگنال قلب به اندازه مطلوب تقویت و محدوده ولتاژی لازم جهت اعمال سیگنال قلب به مبدل آنالوگ به دیجیتال فراهم شود.

۲-۱ تعریف مساله

قلب یک عضو ماهیچه‌ای در بدن انسان است که وظیفه آن پمپاژ خون حاوی اکسیژن به تمامی رگ‌های بدن است. قلب از چهار حفره، شامل دو دهلیز و دو بطن، تشکیل می‌شود. هر انقباض و استراحت قلب، یک ضربان قلب را می‌سازد. به منظور اطلاع از نحوه عملکرد قلب از سیگنال الکتروکاردیوگرام^۱ استفاده می‌شود. این سیگنال، انواع موج‌ها و فواصل ناشی از انقباض و استراحت قلب را در یک ضربان قلب نشان می‌دهد. تعداد ضربان قلب یک فرد سالم بین ۶۰ تا ۱۰۰ ضربه در دقیقه است، این در حالی است که تعداد ضربان قلب بالاتر از ۱۵۰ ضربه در دقیقه هم‌چنین کمتر از ۴۰ ضربه در دقیقه، به عنوان ضربان قلب غیرطبیعی تلقی می‌شوند.

^۱ Electrocardiogram (ECG)

نامنظم بودن ضربان قلب علل متعددی دارد یکی از شایع‌ترین آن‌ها بیماری به نام کندتپشی^۱ قلب است. در این حالت نرخ ضربان قلب در یک دقیقه بسیار پایین بوده و باعث می‌شود قلب عملکرد صحیحی نداشته باشد. دستگاه تنظیم‌کننده ضربان قلب یا ضربان‌ساز قلب^۲ دستگاهی است که برای درمان بیماران مبتلا به کندی ضربان قلب استفاده می‌شود. ضربان‌ساز قلب جهت استخراج و ثبت سیگنال قلب باید در بدن کاشته شود.

در سنجش ضربان قلب، موجی که معمولاً شناسایی و آشکار می‌شود براساس بزرگ‌ترین قله سیگنال قلب است. این قله، موج QRS نامیده می‌شود و نمایان‌گر ناپدیدگی^۳ بطنی است. جهت آشکارسازی موج QRS، ابتدا باید سیگنال قلب را تقویت و فیلتر کرد [۳].

اولین و مهم‌ترین بلوک جهت آشکارسازی موج QRS، تقویت‌کننده است که تأثیر مهمی در دریافت صحیح سیگنال دارد. دلیل این امر آن است که دامنه سیگنال قلب کم است. بنابراین نویز، آفست DC و سیگنال حالت-مشترک که دامنه‌ای بزرگتر از سیگنال اصلی دارد، باید تا حد امکان حذف شوند. دامنه سیگنال قلب کمتر از ۵ میلی‌ولت بوده و باند فرکانسی آن حدود ۰/۱ تا ۱۵۰ هرتز است [۴]. اما در ثبت این سیگنال، نویز ناشی از فعالیت ماهیچه‌ها و اغتشاش خط مبنا^۴ ناشی از تغییر امپدانس تماس الکتروود و بدن، به سیگنال قلب اضافه می‌شود. نوسانات خط مبنا فرکانس پایین‌تر از ۱ هرتز دارد و نویز ناشی از ماهیچه‌ها فرکانس بالاتر از ۲۰۰ هرتز دارد [۵]. فیلتر میان‌گذر فرکانس‌های حدود یک تا ۲۰۰ هرتز را عبور می‌دهد. برای حذف سیگنال حالت-مشترک، تقویت‌کننده باید توان بالایی مصرف کند.

۱-۳ سابقه موضوع

تاکنون پژوهش‌های زیادی برای طراحی یک تقویت‌کننده سیگنال قلب انجام شده است. ساختارهای تک-طبقه در [۶-۹] معرفی شدند که در این ساختارها جهت دسترسی به بهره بالا و مطلوب

¹ Bradycardia

² Pacemaker

³ Depolarization

⁴ Baseline

نیاز به خازن‌های بزرگی داریم که باعث می‌شود سطح زیادی را بر روی تراشه اشغال کنند. ساختار دو-طبقه‌ای در [۱۰] معرفی شده است که در این ساختار، بهره مورد نظر در دو-طبقه به دست می‌آید. در این ساختار دو-طبقه، طبقه اول یک فیلتر میان‌گذر بوده و در طبقه دوم معمولاً بهره تنظیم می‌شود. به دلیل این که فرکانس قطع بالا در طبقه اول تعیین می‌شود، یک خازن بار بزرگ در خروجی طبقه اول به وجود می‌آید که مطلوب نیست. برای حل این مشکل، ساختار سه-طبقه در [۱۱] ارائه شده است که در این روش، یک طبقه بین طبقه اول و دوم قرار داده می‌شود. طبقه اول تقویت‌کننده‌ای کم-نویز است، طبقه دوم یک فیلتر میان‌گذر بوده و پهنای باند مدار را تعیین می‌کند و در طبقه سوم نیز بهره مدار تنظیم می‌شود. در این ساختار به دلیل این که سیگنال ورودی به تزویج خازنی^۱ وارد می‌شود، امپدانس ورودی بالایی نخواهیم داشت. در حالی که تقویت‌کننده سیگنال قلب نیاز به امپدانس ورودی بالایی دارد. بنابراین ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق با سه تقویت‌کننده OTA، به دلیل این که ورودی سیگنال به گیت ترانزیستورهای ورودی اعمال می‌شود، ساختار مناسبی خواهد بود. ساختارهای مختلفی در این زمینه ارائه شده است. در [۱۲] ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق با مقاومت معرفی شده است. این ساختار به دلیل اعمال ورودی به گیت ترانزیستورها، امپدانس ورودی بالایی خواهد داشت. بهره این تقویت‌کننده از نسبت مقاومت‌ها به دست می‌آید. این ساختار به دلیل بزرگ بودن مقدار مقاومت‌ها و عدم تطبیق بین آن‌ها، هم‌چنین نویز، سطح اشغالی و توان مصرفی زیاد، ساختار مناسبی نخواهد بود. در [۱۳، ۱۴] جهت کاهش نویز، سطح اشغالی و هم‌چنین توان مصرفی تقویت‌کننده ابزار دقیق، مقاومت با خازن جایگزین شده است. بهره در این ساختار از نسبت خازن‌ها به دست می‌آید. برای رسیدن به بهره مطلوب نیاز به خازن‌های بزرگی داریم که باعث افزایش سطح اشغالی می‌شود. به دلیل فرکانس کاری کم سیگنال قلب، نویز فلیکر اثر مخربی بر روی تقویت‌کننده دارد. برای کاهش اثر نویز فلیکر، تقویت‌کننده چاپر معرفی شده است [۱۵]. تقویت‌کننده چاپر باعث کاهش قابل توجه نویز فلیکر می‌شود.

^۱ Capacitively coupled

ولی چون تقویت‌کننده باید پهناى باندى بیشتر از فرکانس چاپینگ داشته باشد، توان مصرفى بالایی نیاز دارد.

تقویت‌کننده سیگنال قلب باید امیدانس ورودی زیادی داشته باشد. هم‌چنین توان مصرفى و نویز ارجاع داده شده به ورودى برای این تقویت‌کننده باید کم باشد. بنابراین ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق با خازن، ساختار مناسبی است. برای این ساختار، زمانی که منبع ورودی یک ولت باشد، طراحی و شبیه‌سازی انجام شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی نشان می‌دهد که مجموع کل خازن‌ها برای این ساختار حدود ۱۲۷ پیکو فاراد است که سطح خیلی بزرگی را بر روی تراشه اشغال می‌کند که این مسأله از نقاط ضعف این مدار است. هم‌چنین این ساختار قابلیت تنظیم فرکانس‌های قطع پایین، بالا و تنظیم بهره را ندارد. جهت بهبود این ساختار، مداری پیشنهاد شده است که سطح کمی بر روی تراشه اشغال کند و قابلیت تنظیم‌پذیری پهناى باند و بهره را داشته باشد. ساختار پیشنهادی دارای توان مصرفى و نویز ارجاع داده شده به ورودی کمی است تا برای کاربردهای قابل حمل و کاشتنی مناسب باشد.

۴-۱ بخش‌بندی پایان‌نامه

این پایان‌نامه از شش فصل تشکیل شده است. در فصل دوم ابتدا به معرفی سیگنال‌های زیستی می‌پردازیم سپس، عملکرد قلب انسان بررسی شده و سیگنال قلب به طور کامل توضیح داده می‌شود. فصل سوم به بیان ملاحظات لازم جهت طراحی تقویت‌کننده سیگنال قلب می‌پردازد. در فصل چهارم به مرور کارهای گذشته برای تقویت و فیلتر کردن سیگنال قلب پرداخته خواهد شد. در فصل پنجم طرح پیشنهادی، طراحی و شبیه‌سازی آن ارائه می‌گردد. در پایان، در فصل ششم به نتیجه‌گیری و ارائه پیشنهادها پرداخته می‌شود.

فصل دوم

سیگنال قلب

۱-۲ مقدمه

سیگنال، تابعی از یک یا چند متغیر مستقل است که اطلاعاتی را در مورد یک پدیده فیزیکی یا زیستی دربردارد. موجودات زنده از سلول گرفته تا اندام‌های بدن، سیگنال‌هایی با منشأ زیستی تولید می‌کنند. این سیگنال‌ها به صورت الکتریکی، مکانیکی یا شیمیایی اند. سیگنال‌های الکتریکی زیستی، نتیجه ناقطبیدگی سلول‌های عصبی یا ماهیچه‌ای قلب هستند. برای مثال، صدای تولید شده توسط دریچه‌های قلب، نمونه‌ای از سیگنال‌های مکانیکی زیستی و PCO_2^1 خون، نوعی سیگنال شیمیایی زیستی هستند. سیگنال‌های زیستی برای تشخیص پزشکی و تحقیقات زیست‌پزشکی مورد استفاده قرار می‌گیرند. سیگنال‌های زیستی از نگاهی به دو دسته طبقه‌بندی می‌شوند: سیگنال‌های معین، و سیگنال‌های تصادفی یا آماری. این سیگنال‌ها معمولاً تابعی از زمان هستند.

۲-۲ سیگنال‌های معین

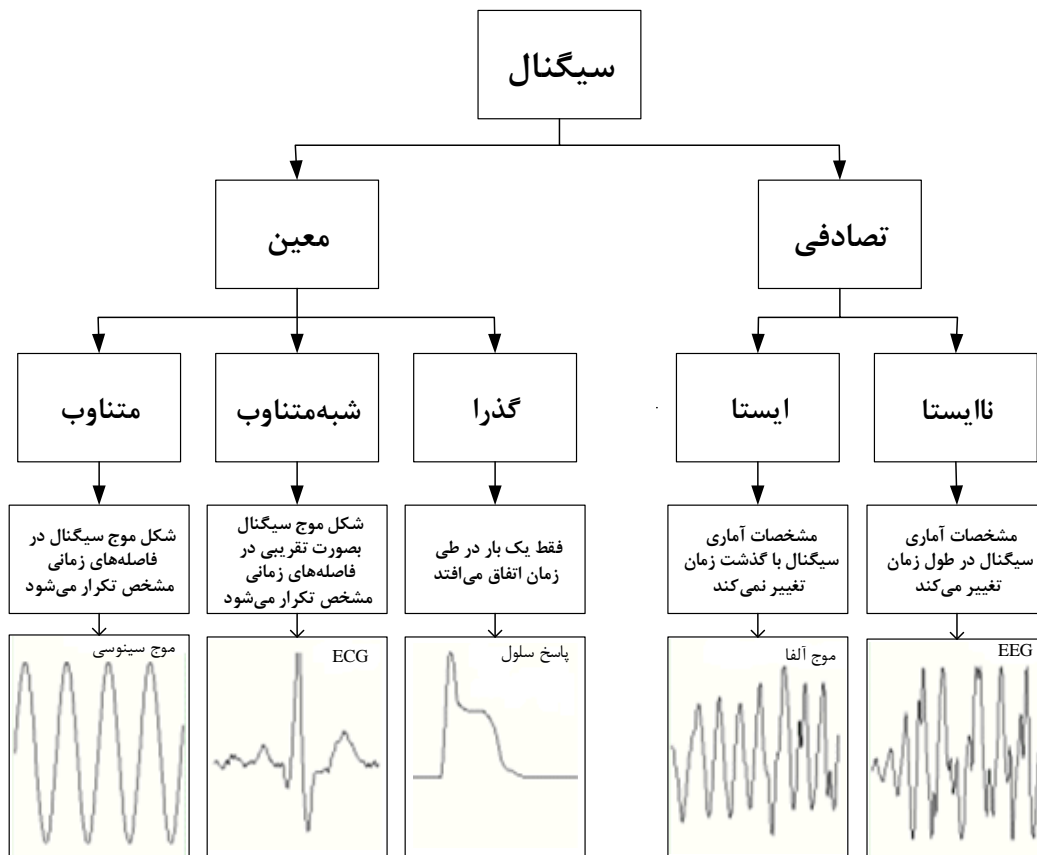
سیگنال‌هایی هستند که در آن‌ها شکل موج سیگنال مشخص بوده و کاملاً قابل پیش‌بینی است. سیگنال‌های معین سه دسته‌اند: متناوب، شبه‌متناوب و گذرا.

در سیگنال‌های متناوب شکل موجود در فاصله‌های زمانی مشخص تکرار می‌شود. سیگنال‌های زیستی کاملاً تناوبی نیستند. بنابراین برای توصیف سیگنال‌های زیستی عنوان شبه‌متناوب مناسب‌تر است. در سیگنال‌های شبه‌متناوب شکل موجود به صورت تقریبی در فاصله‌های زمانی مشخص تکرار می‌شود و سیگنال‌های گذرا فقط یک‌بار در طی زمان اتفاق می‌افتند.

¹ partial pressure of carbon dioxide

۳-۲ سیگنال‌های تصادفی یا آماری

این نوع سیگنال‌ها، در اثر ناقطبیدگی ناهماهنگ و تصادفی گروهی از سلول‌ها تولید می‌شوند، مانند سلول‌های عصبی مغز که سیگنال EEG^۱ را تولید می‌کنند. شکل موج چنین سیگنال‌هایی نامعین است و تنها با استفاده از مفاهیم آماری قابل توصیف است. بسته به نوع فرآیند زیستی، سیگنال‌های تصادفی به دو دسته ایستا و نایستا تقسیم می‌شوند. در سیگنال‌های تصادفی ایستا، خصوصیات آماری سیگنال با گذشت زمان تغییر نمی‌کند. اگر فرآیند زیستی تولید کننده سیگنال تصادفی در شرایط خاصی باشد، سیگنال تصادفی تولید شده نایستا خواهد بود. به عنوان مثال EEG بیماری که دچار حمله ناگهانی صرع شده یک سیگنال تصادفی نایستاست. شکل ۱-۲ این دسته‌بندی‌ها را همراه با مثال موردی نشان می‌دهد.

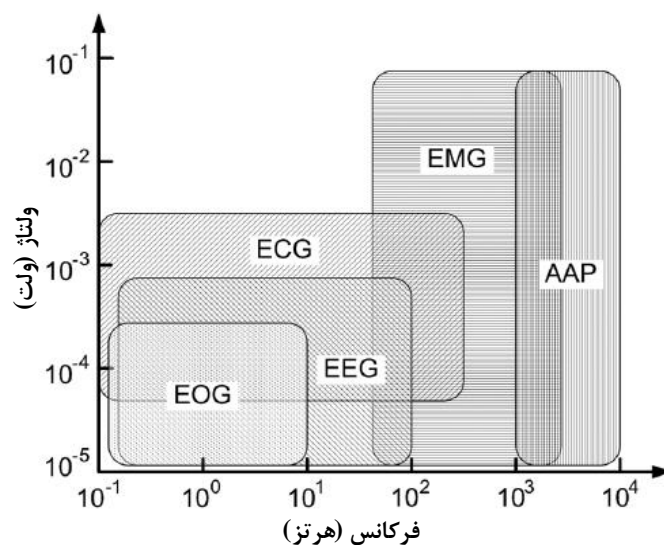


شکل ۱-۲: دسته‌بندی سیگنال‌ها

¹ Electroencephalogram

۲-۴ معرفی سیگنال‌های زیستی

در این بخش به بررسی انواع مختلف سیگنال‌های زیستی و دستگاه‌های مربوط به هر کدام می‌پردازیم. سیگنال‌های زیستی، فرکانس‌های پایین از حدود DC تا ۱۰ کیلوهرتز را دربرمی‌گیرند و دامنه این سیگنال‌ها می‌تواند در بازه چند میکروولت تا حدود ۱۰۰ میلی‌ولت باشند. شکل ۲-۲ بازه فرکانسی و ولتاژ تعدادی از سیگنال‌های زیستی مهم را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۲: محدوده ولتاژ و فرکانس تعدادی از سیگنال‌های زیستی [۱۰].

۲-۴-۱ الکتروکاردیوگرام^۱ (ECG)^۲

ضربان قلب، به عنوان یک ابزار برای بررسی عملکرد قلب مورد استفاده قرار می‌گیرد. دستگاه الکتروکاردیوگراف از سال ۱۹۰۱ تاکنون به عنوان مهم‌ترین ابزار تشخیصی پزشکی باقی مانده و تشخیص بسیاری از بیماری‌های قلبی را آسان کرده است. الکتروکاردیوگراف از کلمه یونانی الکترو مشتق شده است زیرا مربوط به فعالیت الکتریکی است، کاردیو در یونانی به معنای قلب و گراف از ریشه یونانی به معنی نوشتن است.

^۱ Electrocardiogram (ECG)

^۲ این واژه در بعضی کشورها Electrocardiograph یا EKG نامیده می‌شود.

اولین بار کسی که به طور قاعده‌دار، قلب را از نظر الکتریکی نمایش داد، آگوستوس والر^۱ بود. ماشین تپش‌نگار او شامل برق‌سنج متصل به یک پروژکتور بود. اثری از ضربان قلب بر روی یک صفحه عکاسی تصویر می‌شد که اجازه می‌داد ضربان قلب در زمان واقعی ثبت شود. بنابراین الکتروکاردیوگراف دستگاهی است که جریان‌های الکتریکی قلب را از طریق الکترودهایی که روی مناطق مختلف پوست بدن قرار داده می‌شوند، دریافت کرده و آن‌ها را به شکل یک نمودار ترسیم می‌کند. این نمودار الکتروکاردیوگرام نامیده می‌شود. الکتروکاردیوگرام روش بدون دردی است که فعالیت الکتریکی قلب را ضبط کرده و با استفاده از امواج الکتریکی قلب افراد، به وضعیت فیزیکی و بیماری‌های احتمالی قلبی در فرد پی می‌بریم.

محدوده فرکانسی این سیگنال، فرکانس‌های حدود ۰/۱ تا ۱۵۰ هرتز را شامل می‌شود [۴]. با توجه به نوع الکترودهای دریافت کننده سیگنال و موقعیت دریافت آن (نزدیک یا دور بودن به قلب و یا داخل بدن در کاربرد ضربان‌ساز قلب)، دامنه سیگنال متفاوت خواهد بود. برای دامنه این سیگنال می‌توان بازه ۱۰۰ میکروولت تا حدود ۲ میلی‌ولت را در نظر گرفت [۳].

سیگنال الکتروکاردیوگرام، فرکانس‌های خیلی کم را دربرمی‌گیرد. اغتشاشات حرکتی^۲ اغلب در فرکانس‌های کم وجود دارند و نمی‌توان آن‌ها را بدون این‌که بر روی سیگنال اصلی اثر بگذارند، به طور کامل از سیگنال الکتروکاردیوگرام حذف کرد. محدوده فرکانسی سیگنال الکتروکاردیوگرام، تا حدودی سیگنال‌های EEG، EOG، EMG و سیگنال‌های حدود DC را دربرمی‌گیرد. هم‌چنین سیگنال تداخلی منبع تغذیه در فرکانس ۶۰ هرتز را نیز شامل می‌شود، در نتیجه توجه به این سیگنال و دستگاه مربوط به آن بسیار مهم است.

¹ Augustus Desire Waller

² Motion artifacts

۲-۴-۲ الکترومایوگرام^۱ (EMG)

سیگنال الکترومایوگرام سیگنال مربوط به فعالیت ماهیچه‌ها است. محدوده فرکانسی این سیگنال از ۲۵ هرتز تا چندین کیلوهرتز است و دامنه این سیگنال از ۱۰۰ میکروولت تا ۹۰ میلی‌ولت تغییر می‌کند. دامنه سیگنال بستگی به نوع الکترودهای مورد استفاده دارد [۱۶].

تقویت‌کننده‌های EMG محدوده فرکانسی بزرگتری از ECG دارند، اما مانند ECG فرکانس‌های کم را پوشش نمی‌دهند. تقویت‌کننده این نوع از سیگنال‌های زیستی، باید بهره بیشتری نسبت به تقویت‌کننده سیگنال‌های قلبی داشته باشد، تا همان سیگنال خروجی را فراهم کند. ورودی‌های تقویت‌کننده برای هر دو سیگنال ECG و EMG مشابه است [۱۶].

الکترومایوگرافی، یا ماهیچه‌نگاری الکتریکی روشی برای محاسبه و ضبط حالات عضلات بدن است. در واقع انقباض و انبساط از دستگاهی به نام ماهیچه‌نگار الکتریکی دریافت می‌شود، که به نتایج آن ماهیچه‌نگاشت، گفته می‌شود. ماهیچه‌نگاشت، موج‌های تولید شده از سلول‌های ماهیچه‌ای را در حالات انبساط و انقباض دریافت می‌کند. کاربرد الکترومایوگرافی در سنجش سلامت عضله یا عصب آن عضله است. این تست به صورت تهاجمی انجام می‌شود و برای انجام آن ابتدا الکتروود سوزنی وارد عضله شده و فعالیت الکتریکی عضله را دریافت می‌کند. اطلاعات دریافت شده توسط الکتروود به وسیله سیم مخصوص به پردازش‌کننده منتقل می‌شود. نوع موج ایجادشده بر صفحه نمایش‌گر و صدای موج جهت تشخیص به کار می‌رود.

از کاربردهای EMG می‌توان به موارد زیر اشاره نمود:

- اندازه‌گیری میزان بهبود پس از فیزیوتراپی
- اندازه‌گیری رابطه خستگی و متغیرهای زیستی^۲

¹ Electromyogram (EMG)

² Metabolical

- تشخیص اختلالات عصبی و عضلانی از جمله آسیب‌های ماهیچه‌ای^۱ مادرزادی، آسیب‌های

عصبی^۲ محیطی و فلج اطفال

۲-۴-۳ الکتروانسفالوگرام (EEG)

سیگنال الکتروانسفالوگرام سیگنال مرتبط با فعالیت مغز است. مغز به طور معمول سیگنال‌های الکتریکی کوچکی را تولید می‌کند که از سلول‌های مغز و اعصابی می‌آیند که پیام‌ها را به یکدیگر ارسال می‌کنند. این سیگنال الکتریکی را می‌توان توسط دستگاه الکتروانسفالوگراف (نوار مغز) شناسایی و ثبت کرد. دستگاه الکتروانسفالوگراف سیگنال‌های الکتریکی که از مغز می‌آیند را ثبت می‌کند. این دستگاه هیچ الکتریسیته‌ای به مغز یا بدن وارد نمی‌کند. آزمایش نوار مغز (EEG) بدون درد و بی‌ضرر است.

محدوده فرکانسی سیگنال الکتروانسفالوگرام از ۰/۳ تا ۱۰۰ هرتز است [۴]. وقتی الکتروود سطحی مانند الکتروانسفالوگرام بالینی استفاده می‌شود، دامنه سیگنال از ۲۵ تا ۱۰۰ میکروولت تغییر می‌کند [۱۶]. بنابراین تقویت‌کننده‌ای با بهره بالا مورد نیاز است. همچنین چون دامنه این سیگنال کم است، ولتاژ حالت-مشترک می‌تواند اثر جدی روی سیگنال داشته باشد. در نتیجه به تقویت‌کننده‌هایی با CMRR بالا و نویز پایین نیاز است [۱۶].

از جمله کاربردهای EEG می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- نظارت بر میزان هوشیاری، کما یا مرگ مغزی
- تعیین محل صدمه دیده در پی ضربه یا تومور مغزی
- آزمایش مسیرهای مغزی
- کنترل عمق بیهوشی و تجویز میزان داروی بیهوشی مورد نیاز بر اساس آن
- تحقیق در مورد بیماری صرع و تعیین منشأ حملات

¹ Myopathy

² Neuropathy

- تعیین میزان تأثیر داروها بر بیماری صرع
- تشخیص بلوغ فکری با استفاده از سیگنال‌های مغزی

۲-۴-۴ الکترواکولوگرام^۱ (EOG)

سیگنال الکترواکولوگرام، سیگنال مربوط به فعالیت الکتریکی چشم است. این سیگنال، شامل مؤلفه‌های عمودی (VEOG)^۲ ناشی از حرکت عمودی و مؤلفه‌های افقی (HEOG)^۳ ناشی از حرکت مردمک چشم به طرفین است. مؤلفه‌های افقی EOG شامل فرکانس‌های پایین‌تر از ۰/۵ هرتز هستند، به همین دلیل برخی از مؤلفه‌های افقی این سیگنال را به عنوان فرکانس DC در نظر می‌گیرند. هم دامنه و هم فرکانس این سیگنال را می‌توان زیر مجموعه‌ای از سیگنال EEG به شمار آورد [۱۷].

۲-۵ ساختمان^۴ قلب انسان

قلب یک عضو ماهیچه‌ای از بدن است که دو عملکرد اصلی جمع‌آوری خون از تمامی اندام‌های بدن و پمپ آن به شش‌ها، و جمع‌آوری خون از شش‌ها و پمپ آن به دیگر اندام‌های بدن را برعهده دارد. قلب انسان از چهار حفره^۵، شامل دو دهلیز^۶ و دو بطن^۷، تشکیل شده است. حفره‌های بالایی قلب یا دهلیزها وظیفه جمع‌آوری خون را برعهده دارند. حفره‌های پایینی یا بطن‌ها، ماهیچه‌های قوی‌تری نسبت به دهلیزها دارند و مسئول پمپاژ خون هستند [۱۸].

خونی که اکسیژن از دست داده است، از بافت‌های بدن به دهلیز راست رفته و سپس از طریق بطن راست از قلب به شش‌ها پمپاژ می‌شود. هم‌چنین خون حاوی اکسیژن از شش‌ها به دهلیز سمت چپ جاری شده، سپس از طریق بطن چپ به بافت‌های بدن پمپ می‌گردد.

¹ ElectroOculogram

² Vertical ElectroOculogram

³ Horizontal ElectroOculogram

⁴ Anatomy

⁵ Chamber

⁶ Atrium

⁷ Ventricle

جهت جلوگیری از مخلوط شدن خون در قسمت‌های مختلف قلب، دو دهلیز و دو بطن توسط دیواره^۱، و دهلیز و بطن توسط دریچه^۲ از یکدیگر جدا می‌شوند. با زمان‌بندی دقیق باز و بسته شدن دریچه‌ها، امکان انتقال خون از دهلیز به بطن فراهم می‌شود. همچنین با استراحت^۳ و انقباض^۴ حفره‌ها به صورت پیوسته، خون در قلب به حرکت می‌افتد. شکل ۲-۳ چرخه و جهت جریان خون در حفره‌های قلب و شش‌ها نشان داده شده است.

۲-۶ سیستم هدایت الکتریکی قلب

آغاز فعالیت و کنترل زمان‌بندی انقباض ماهیچه‌های قلب توسط دسته‌ای از سلول‌های هدایت‌کننده الکتریکی به نام گره سینوسی-دهلیزی^۵ واقع در بالای دهلیز سمت راست انجام می‌شود. موج الکتریکی تولید شده توسط این گره به سراسر سطح دهلیزها منتقل شده و در مرحله بعد به گره دهلیزی-بطنی^۶ واقع در میان دهلیز و بطن سمت راست می‌رسد. این گره موجب تأخیر در هدایت سیگنال از دهلیز به بطن می‌شود. تأخیر ایجاد شده به دهلیزها فرصت می‌دهد تا کاملاً منقبض شده و به بطن‌ها فرصت می‌دهد تا قبل از شروع انقباض کاملاً پر از خون شوند.

سیگنال الکتریکی در مرحله بعد به بافت‌های هدایت‌کننده الکتریکی واقع در دیواره‌ها به نام شاخه‌ی هیس^۷ منتقل می‌شود. شاخه‌ی هیس به دو بخش چپ و راست تقسیم شده و پس از آن به شبکه‌ای از سیستم هدایت‌کننده به نام فیبرهای پورکنز^۸ می‌رسد. سیگنال الکتریکی با رسیدن به این بافت‌ها، موجب انقباض بطن‌ها می‌گردد. در مرحله آخر قلب استراحت کوتاهی کرده و پس از آن چرخه ضربان قلب تکرار می‌شود.

¹ Septum

² Valve

³ Diastole

⁴ Systole

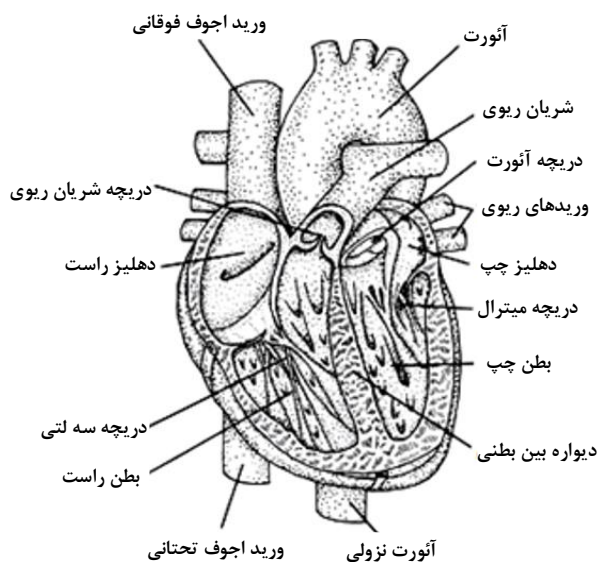
⁵ Sinoatrial (SA) node

⁶ Atrioventricular (AV) node

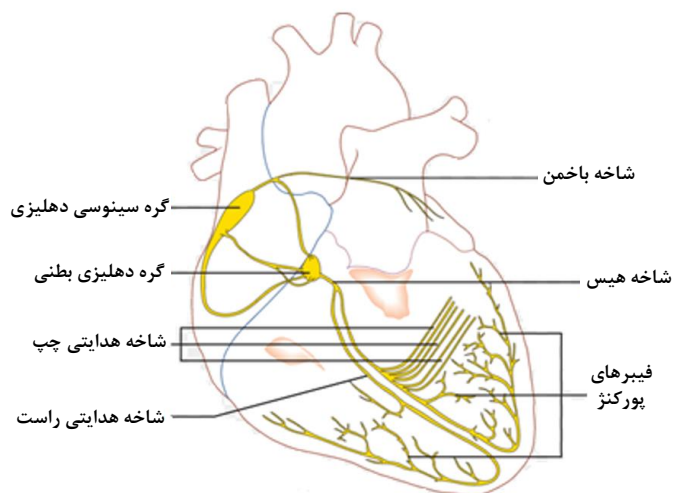
⁷ His bundle

⁸ Purkinje fibers

سیگنال الکتریکی موجب تولید فعالیت قلب می‌شود. به وسیله الکترودهایی که بر روی بدن و یا درون قلب قرار داده می‌شوند، می‌توان این سیگنال الکتریکی را اندازه‌گیری کرد. شکل ۲-۴ قسمت‌های مختلف سیستم هدایت الکتریکی قلب را نمایش می‌دهد.



شکل ۲-۳: چرخه جریان خون در حفره‌های قلب و شش‌ها



شکل ۲-۴ بخش‌های مختلف سیستم هدایت الکتریکی قلب

در ادامه به بررسی سیگنال الکتروکاردیوگرام و الکتروگرام^۱ و ذکر شباهت و تفاوت‌های آنها

می‌پردازیم.

^۱ Electrogram (EGM)

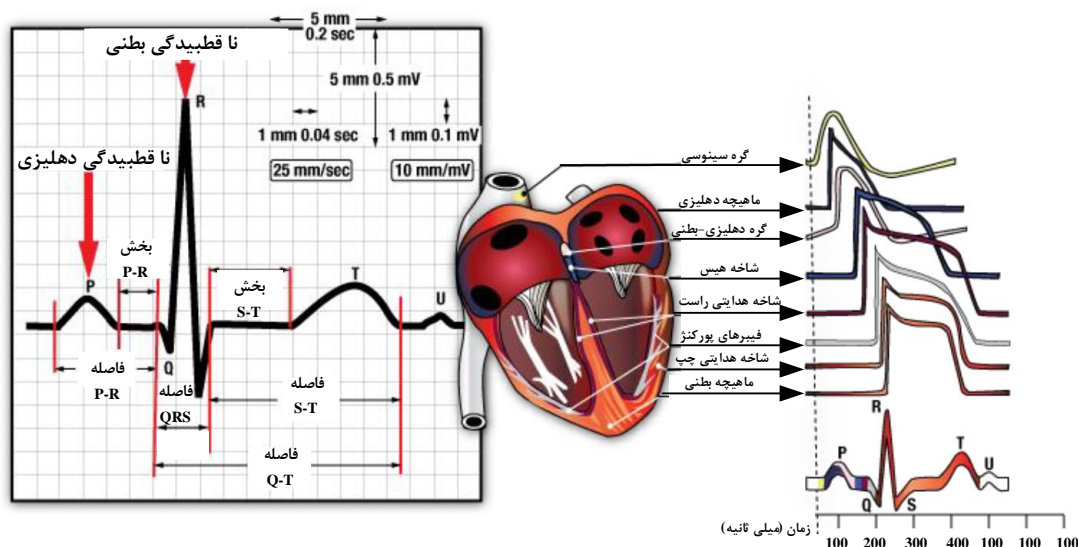
۷-۲ سیگنال الکتروکاردیوگرام

این سیگنال، توسط مجموعه‌ای از الکترودها که بر روی قفسه سینه قرار داده می‌شود، ثبت می‌شود که ابزار مناسبی جهت نظارت بر فعالیت قلب بیمار و تشخیص بی‌نظمی‌ها در ضربان قلب وی محسوب می‌گردد.

الکتروکاردیوگرام فعالیت الکتریکی قلب در هر انقباض را ثبت می‌کند. کنترل انقباض و انبساط ماهیچه‌های قلب توسط موج الکتریکی ECG است که در سرتاسر قلب گسترش می‌یابد. یک سیگنال الکتروکاردیوگرام، از شش شکل موج مختلف شامل موج‌های P، Q، R، S، T و U تشکیل می‌شود. شکل موج P مربوط به ناقطبیدگی دهلیزها، موج QRS مربوط به ناقطبیدگی بطن چپ و راست، شکل موج T مربوط به بازقطبش^۱ بطن‌ها و شکل موج U فاز استراحت ماهیچه قلب است. به دلیل دامنه کم موج U ممکن است در برخی سیگنال‌های الکتروکاردیوگرام دیده نشود. دامنه و فاصله این موج‌ها باید مشخص باشند و هر تغییر در این شکل به علت یک مشکل در هر ناحیه از قلب است، که توسط پزشک تشخیص داده می‌شود.

هم‌چنین لازم به ذکر است که مفهوم ناقطبیدگی به معنای ورود یون‌های سدیم به داخل غشای سلول‌ها و بازقطبش به معنای خروج یون‌های پتاسیم از غشای سلول‌های قلب در حالت انقباض سلول‌ها می‌باشد. شکل ۲-۵ شکل موج‌ها و بازه‌های مختلف بر روی سیگنال الکتروکاردیوگرام را نشان می‌دهد [۱۹]. دامنه و مدت زمان شکل موج‌ها و بازه‌های مختلف سیگنال الکتروکاردیوگرام در جدول ۲-۱ آمده است.

^۱ Repolarization



شکل ۲-۵: شکل موج‌های سیگنال الکتروکاردیوگرام [۲۰].

۲-۸ سیگنال الکتروگرام

سیگنال الکتروکاردیوگرام مجموع تمامی فعالیت الکتریکی قلب است که از روی بدن اندازه‌گیری می‌شود. اما سیگنال الکتروگرام فعالیت الکتریکی محلی قلب را در مکانی که الکتروود ضربان‌ساز قلب قرار گرفته است، نمایش می‌دهد. به عنوان مثال اگر الکتروود ضربان‌ساز در بطن قرار داشته باشد، سیگنال الکتروگرام بطنی ثبت خواهد شد. اصلی‌ترین قسمت در الکتروگرام بطنی مربوط به شکل موج R است. سیگنال الکتروگرام معمولاً متراکم‌تر از سیگنال الکتروکاردیوگرام است.

۲-۹ نتیجه‌گیری

در این فصل سیگنال‌های زیستی معرفی و توضیحی در مورد هر کدام از آنها بیان شد. همچنین دستگاه‌های مرتبط به هر کدام نیز معرفی شدند. سپس، عملکرد قلب انسان مورد بررسی و سیگنال قلب به طور کامل توضیح داده شد. در این بخش، سیگنال‌های الکتروکاردیوگرام و الکتروگرام نیز بررسی شدند. خلاصه‌ای از سیگنال‌های زیستی را در جدول ۲-۲ خواهیم داشت.

جدول ۱-۲. دامنه و مدت زمان تقریبی شکل موجها و بازه‌های مختلف سیگنال الکتروکاردیوگرام [۱۹, ۲۰]

مدت زمان (ms)	دامنه (mv)	شکل موج / بازه
۶۰ - ۱۰۰	۰/۱ - ۰/۲۵	شکل موج P
۱۲۰ - ۲۰۰	-	بازه PR
۸۰ - ۱۲۰	۳	شکل موج QRS
۳۰۰ - ۴۲۰	-	بازه QT
۸۰ - ۱۲۰	-	بازه ST
۱۲۰ - ۱۸۰	۰/۱ - ۰/۵	شکل موج T

جدول ۲-۲. سیگنال‌های زیستی

دامنه	محدوده فرکانسی	سیگنال‌های زیستی
۲۵ ~ ۱۰۰ μ V	۰/۳ ~ ۱۰۰ Hz	EEG
۱۰۰ μ V ~ ۹۰ mV	۲۵ Hz ~ ۲ kHz	EMG
۱۰۰ μ V ~ ۲ mV	۰/۱ ~ ۱۵۰ Hz	ECG
۱۰ ~ ۱۰۰ μ V	DC ~ ۱۰Hz	EOG

فصل سوم

ملاحظات کلی طراحی تقویت کننده سیگنال

قلب

۳-۱ مقدمه

در طراحی تقویت کننده‌های مورد استفاده جهت تقویت سیگنال قلب از فناوری CMOS مجتمع استفاده می‌شود. فناوری مجتمع سازی منجر به پیچیدگی، سرعت و دقت در ابعاد کوچک می‌شود که دست یابی به آن با پیاده سازی گسسته^۱ غیرممکن است. هم چنین از ترانزیستورهای CMOS استفاده می‌شود، چون این ترانزیستورها توان مصرفی خیلی کمی دارند. ابعاد افزاره‌های MOS را می‌توان به آسانی نسبت به اندازه انواع ترانزیستورها کاهش داد. هزینه پایین ساخت و امکان قرار دادن توأم مدارهای آنالوگ و دیجیتال روی یک تراشه و نیز بهبود عملکرد کلی و کاهش هزینه بسته بندی، فناوری CMOS را جذاب تر می‌سازد. سادگی فرایند ساخت (نسبت به فناوری دوقطبی) امکان ایجاد ابعاد بسیار کوچک، ارائه ساختار هندسی منظم و نیز امکان استفاده از ترانزیستور MOS به عنوان مقاومت، این عنصر را به صورت سنگ بنای مدارهای مجتمع امروزی درآورده است.

۳-۲ ملاحظات طراحی تقویت کننده سیگنال قلب

سیگنال قلب دارای دامنه کم و هم چنین محدوده فرکانسی مشخصی است. در نتیجه طراحی تقویت کننده سیگنال قلب نیازمند ملاحظات است که در ادامه به بررسی آن‌ها می‌پردازیم.

۳-۲-۱ ولتاژ آفست DC

یکی از مسائلی که در طراحی تقویت کننده‌های سیگنال قلب باید در نظر گرفته شود، ولتاژ آفست است. ولتاژ آفست در ثبت سیگنال قلب، عبارت است از یک ولتاژ که به صورت dc بین الکتروود و مایع الکتروولیت بافت وجود دارد [۱۶]. پتانسیل مدار باز بین الکتروود نمکی و الکتروود طلا بیش از ± 50 میلی‌ولت است که باعث اشباع تقویت کننده می‌شود. این ولتاژ باید قبل از رسیدن به ورودی تقویت کننده به طور کامل حذف شود چرا که این ولتاژ می‌تواند تنظیمات تعیین شده تقویت کننده را تغییر داده و

¹ Discrete

عملکرد آن را تحت تاثیر قرار دهد. در اکثر طراحی های موجود، می توان با استفاده از یک خازن در ورودی تقویت کننده این ولتاژ را حذف نمود.

۳-۲-۲ سطح اشغال شده تقویت کننده بر روی تراشه

از آنجایی که قرار است میکروسیستم^۱ ثبت الکتریکی فعالیت های قلب به عنوان یک قطعه در بدن موجود زنده کاشته شود، در طراحی آن ها باید تا حد امکان فضای اشغالی را کاهش داد. هر میکروسیستم دارای تعدادی تقویت کننده سیگنال قلب است که به طور مرسوم شامل تعدادی خازن مجتمع بوده که نیاز به سطح زیادی برای پیاده سازی فیزیکی دارند. بنابراین اگر بتوان در سطح اشغالی تقویت کننده ها و به خصوص خازن های مربوطه صرفه جویی نمود، در سطح نهایی میکروسیستم نیز صرفه جویی خواهد شد و در نتیجه فضای کمتری در بدن موجود زنده اشغال می شود.

۳-۲-۳ توان مصرفی

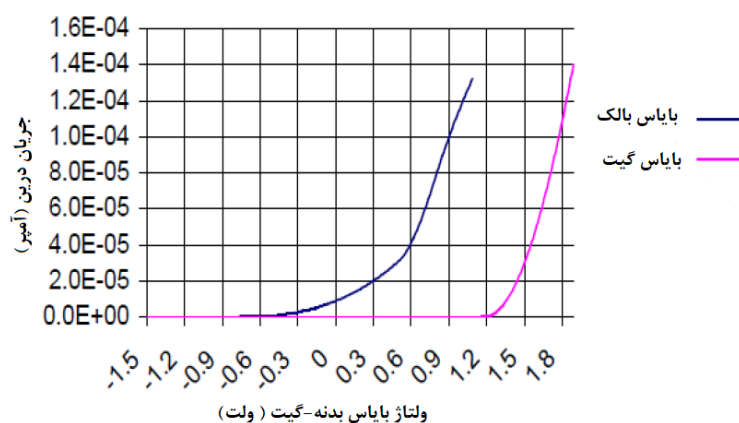
تعویض یا شارژ باتری یک روش نامناسب، سخت و هزینه بر برای بیمار است. توان مصرفی بیش از حد تقویت کننده های سیگنال قلب می تواند سبب گرم شدن بافت های اطراف تقویت کننده شود. اگر توان مصرفی برابر با 58 mW/cm^2 باشد، می تواند باعث افزایش دمایی برابر با یک درجه سانتی گراد در بافت ها شود. در نتیجه افزایش دمای بیش از یک درجه سانتی گراد در اطراف بافت، باعث آسیب رساندن به آن و توان بالاتر از 80 mW/cm^2 سبب از بین رفتن بافت های ماهیچه ای می شود [۷]. بنابراین توان مصرفی سیستم باید کمتر از این مقدار باشد. در نتیجه کاهش توان مصرفی منجر به کاهش اندازه باتری و افزایش طول عمر آن می شود. رسیدن به توان کم و نویز کم به طور همزمان مشکل است، چون با افزایش توان مصرفی نویز کاهش می یابد. به همین دلیل در این نوع طراحی ها بین کم کردن همزمان نویز و توان چالش وجود دارد. در ادامه روش هایی جهت کاهش توان مصرفی بیان شده است.

^۱ Micro-system

۳-۲-۳-۱ اعمال ورودی به بدنه ترانزیستور^۱

یکی از نگرانی‌های مهم در طراحی مدارهای آنالوگ آن است که در تکنولوژی‌های آینده CMOS انتظار نمی‌رود ولتاژ آستانه کاهش چشم‌گیری داشته باشد. برای غلبه بر تأثیر ولتاژ آستانه روش اتصال ورودی به بدنه ترانزیستور مورد استفاده قرار می‌گیرد.

بایاس معکوس اتصال چاه-سورس باعث افزایش ولتاژ آستانه و بایاس مستقیم این اتصال باعث کاهش ولتاژ آستانه خواهد شد [۲۱]. شکل ۱-۳ جریان درین ترانزیستور را تحت اتصال ورودی به بدنه و گیت نشان می‌دهد. اتصال ورودی به بدنه ترانزیستور، برای غلبه بر محدودیت‌های ولتاژ آستانه است. این ترانزیستور تحت بایاس منفی، صفر و یا حتی مثبت کار می‌کند.



شکل ۱-۳: جریان درین ترانزیستور تحت بایاس بدنه و بایاس گیت [۲۱].

برای اعمال ورودی به بدنه، ابتدا باید به گیت ترانزیستور ولتاژ ثابتی اعمال کرد تا کانال هدایت ایجاد شود به طوری که ولتاژ گیت-سورس از ولتاژ آستانه برای ترانزیستور NMOS بزرگتر باشد سپس ولتاژ ورودی به بدنه ترانزیستور متصل می‌شود. شکل ۲-۳ مربوط به اعمال ورودی به بدنه ترانزیستور است.

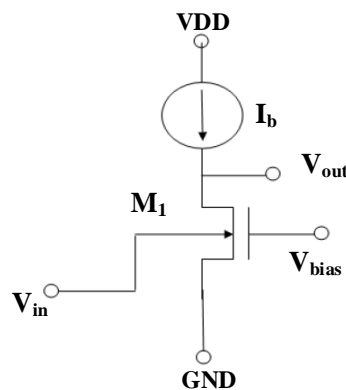
اتصال ورودی به بدنه نسبت به گیت این ویژگی را دارد که محدودیت‌های ولتاژ آستانه ظاهر نمی‌شود و ولتاژ ورودی می‌تواند به صورت منفی، مثبت و یا صفر باشد. این موضوع در مدارهای آنالوگ

^۱ Bulk Driven

با ولتاژ تغذیه پایین مهم است جایی که محدوده دینامیکی سیگنال در مقایسه با ولتاژ تغذیه باید بیشینه باشد تا سرعت مدار را بیشینه کند. این روش منجر به $CMRR$ ورودی بزرگی در مدار آپامپ خواهد شد [۲۱].

این روش نسبت به اعمال ورودی به گیت نقاط ضعفی دارد از جمله:

- مقدار g_m کم است. g_m کم، باعث به وجود آمدن خازن‌های کوچک ناحیه تخلیه^۱ و خازن‌های بزرگ پارازیتی بدنه شده که این مسأله منجر به f_T کوچک و نویز ورودی بزرگ می‌شود.
- فقط یک نوع بایاس بدنه بسته به نوع پروسه‌ای که مورد استفاده قرار می‌گیرد، وجود دارد. PMOS در چاه نوع n و NMOS در چاه نوع p کاربرد دارد [۲۱].



شکل ۳-۲: مدار اعمال ورودی به بدنه [۲۱].

۳-۲-۳-۲ بایاس ترانزیستور در ناحیه زیرآستانه^۲

یک ترانزیستور MOS می‌تواند در سه ناحیه اشباع کار کند. این نواحی عبارتند از وارونگی قوی^۳، وارونگی متوسط^۴ و وارونگی ضعیف^۵. ناحیه زیرآستانه هنگام وارونگی ضعیف اتفاق می‌افتد. از بین این نواحی، ناحیه زیرآستانه برای کاهش توان مصرفی مناسب‌تر است. در این بخش به توضیح اجمالی در مورد ناحیه زیرآستانه و روابط جریان، ولتاژ و هدایت انتقالی حاکم بر آن پرداخته می‌شود.

¹ Depletion

² Sub threshold

³ Strong inversion

⁴ Moderate inversion

⁵ Weak inversion

معادله جریان درین ترانزیستور MOSFET مستقل از ناحیه عملکرد آن در رابطه (۱-۳) آورده شده است. با استفاده از این رابطه، جریان درین را می توان تفاضل جریان مستقیم و جریان معکوس ترانزیستور تعریف کرد. جریان مستقیم به دلیل اختلاف ولتاژ بین گیت و سورس و جریان معکوس به علت اختلاف ولتاژ بین گیت و درین ترانزیستور به وجود می آید.

$$I_D = I_S \left(\frac{W}{L} \right) \left[\left(\text{Ln} \left(1 + e^{\frac{V_p - V_s}{2V_T}} \right) \right)^2 - \left(\text{Ln} \left(1 + e^{\frac{V_p - V_d}{2V_T}} \right) \right)^2 \right] \quad (1-3)$$

$$V_T \cong \frac{kT}{q} \quad (2-3)$$

$$V_p \cong \frac{V_G - V_{T0}}{n} \quad (3-3)$$

$$I_S = 2n\mu C_{OX} V_T^2 \quad (4-3)$$

در رابطه (۱-۳)، V_p ولتاژ فشردگی^۱، V_d ولتاژ درین ترانزیستور MOSFET، V_s ولتاژ سورس ترانزیستور MOSFET، V_T ولتاژ گرمایی، I_S جریان اشباع معکوس، W عرض و L طول ترانزیستور است. در رابطه (۲-۳)، k ثابت بولتزمن، T دمای مطلق، q بار الکترون است. مقدار k ، 1.38×10^{-23} ژول بر درجه کلوین است. در رابطه (۳-۳)، n ضریب ناحیه زیرآستانه، V_G ولتاژ گیت، V_{T0} ولتاژ آستانه ترانزیستور است. در رابطه (۴-۳)، μ و C_{OX} به ترتیب ضریب تحرک الکترون و خازن اکسید بر واحد سطح ترانزیستور است.

در یک ترانزیستور MOSFET، هنگامی که ولتاژ درین-سورس ترانزیستور به اندازه‌ی کافی بزرگ باشد، ترانزیستور وارد حالت اشباع می‌شود. در ناحیه کاری وارونگی ضعیف ترانزیستور، اشباع هنگامی اتفاق می‌افتد که شرایط ذکر شده در رابطه (۵-۳) برقرار باشد. در این صورت جریان درین در این ناحیه را می‌توان به صورت رابطه (۶-۳) نوشت.

^۱ Pinch off

$$V_S > V_P \text{ و } V_d > V_P \text{ و } V_d - V_S \gg V_P \quad (5-3)$$

$$I_D \cong I_S \left(\frac{W}{L} \right) \left(e^{\frac{V_G - V_{T0}}{nV_T}} \right) \left(e^{-\frac{V_S}{V_T}} - e^{-\frac{V_d}{V_T}} \right) \quad (6-3)$$

رابطه (۶-۳) را این گونه نیز می توان تعبیر کرد که هرگاه جریان ترانزیستور در این رابطه صدق کند، ترانزیستور در ناحیه وارونگی ضعیف است. ضریب وارونگی^۱ پارامتر دیگری است که می توان جهت تعیین ناحیه کاری ترانزیستور از آن استفاده کرد. این ضریب نسبت جریان درین به جریان اشباع معکوس (I_D/I_S) است. هنگامی که این نسبت کوچکتر از ۰/۱ باشد ترانزیستور در ناحیه وارونگی ضعیف بایاس شده است [۷].

هدایت انتقالی ناحیه وارونگی ضعیف در رابطه (۷-۳) آمده است. همان طور که از این رابطه مشخص است، بر خلاف ناحیه وارونگی قوی که در آن هدایت انتقالی با مجذور جریان متناسب است در این ناحیه هدایت انتقالی با جریان درین به صورت مستقیم متناسب است. در نتیجه مزیت بایاس ترانزیستورها در ناحیه وارونگی ضعیف، دستیابی به بیشینه بازدهی هدایت انتقالی یعنی (g_m/I_D) است.

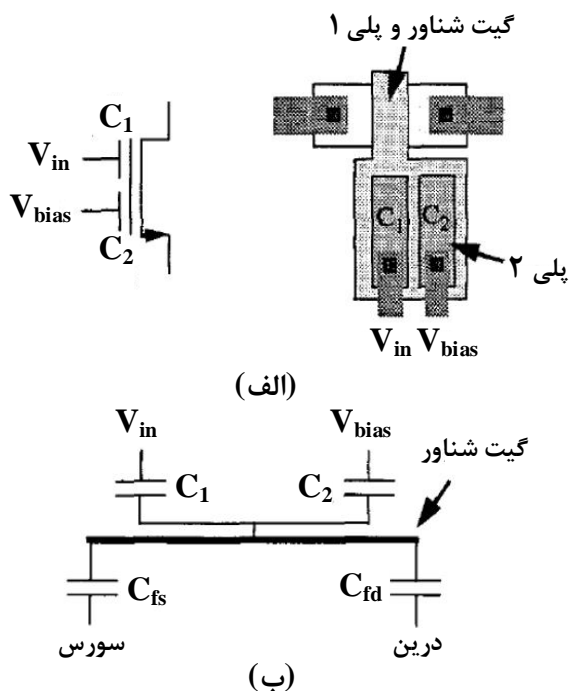
$$\frac{I_D}{I_S} < 0.1 \times (W.L) \rightarrow g_m = \frac{I_D}{nV_T} \quad (7-3)$$

۳-۳-۲-۳ ترانزیستور با گیت شناور^۲

در ترانزیستورهایی با گیت شناور، بار روی گیت MOSFET با دو ورودی یا بیشتر، از طریق خازن poly-poly بین هر ورودی و گیت شناور کنترل می شود [۲۱]. شکل ۳-۳ مدل و جانمایی ترانزیستور MOSFET با گیت شناور را نشان می دهد.

^۱ Inversion coefficient

^۲ Floating Gate



شکل ۳-۳: ترانزیستور MOSFET با گیت شناور (الف) حالت ایده‌ال (ب) حالت عملی [۲۱].

با استفاده از یک گیت برای سیگنال ورودی و یک گیت برای ولتاژ بایاس، ولتاژ گیت شناور از رابطه (۳-۸) به دست می‌آید. ولتاژ گیت شناور با ولتاژهای سورس و درین از طریق خازن‌های C_{fs} و C_{fd} نیز کنترل می‌شود [۲۱].

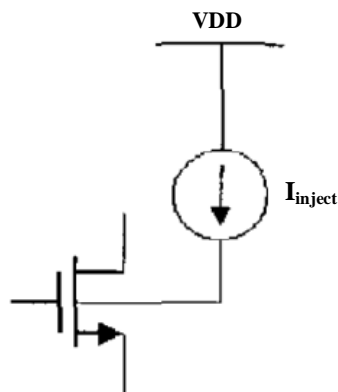
$$V_{FGB} = \frac{C_1 \cdot V_{in} + C_2 \cdot V_{bias}}{C_1 + C_2} \quad (۳-۸)$$

بار جمع شده روی گیت شناور با زمین کردن ورودی‌ها و تاباندن نور UV با طول موج کوتاه بر خازن poly-poly، صفر می‌شود [۲۱].

۳-۲-۳-۴ تزریق جریان به بدنه ترانزیستور^۱

این روش در طراحی‌هایی با ولتاژ تغذیه پایین و برای به دست آوردن توان مصرفی کم استفاده می‌شود. در این روش ولتاژ آستانه کاهش می‌یابد. تزریق جریان به بدنه باعث جبران‌سازی اثر بدنه و کاهش ولتاژ آستانه بعضی از ترانزیستورها می‌شود [۲۱]. شکل ۳-۴ مربوط به تزریق جریان به بدنه ترانزیستور است.

^۱ Current Driven Bulk (CDB)



شکل ۳-۴: تزریق جریان به بدنه ترانزیستور [۲۱].

رابطه (۹-۳) بین ولتاژ آستانه و ولتاژ بدنه-سورس برقرار است. که در آن V_{th0} ولتاژ آستانه با بایاس صفر، γ ضریب اثر بدنه و ϕ_F پتانسیل فرمی است. ضریب اثر بدنه به صورت رابطه (۱۰-۳) بیان می شود که در آن C'_{ox} ، خازن واحد سطح اکسید است [۲۲].

$$V_{th} = V_{th0} + \left(\gamma \cdot \left(\sqrt{|2\phi_F - V_{BS}|} - \sqrt{2\phi_F} \right) \right) \quad (9-3)$$

$$\gamma = \sqrt{2q\epsilon_{si}N_{sub}} / C'_{ox} \quad (10-3)$$

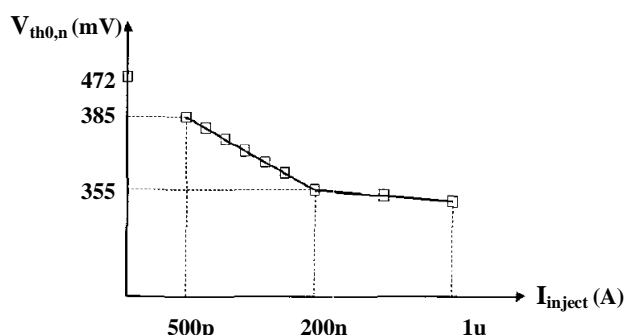
بین ولتاژ آستانه و چگالی پذیرنده^۱ در ترانزیستور NMOS روابط (۱۱-۳) و (۱۲-۳) برقرار است. تزریق جریان به بدنه یک ترانزیستور NMOS باعث تغییر چگالی پذیرنده می شود در نتیجه ولتاژ آستانه کاهش می یابد. این روابط برای ترانزیستور PMOS و چگالی دهنده^۲ با خارج کردن الکترون از بدنه ترانزیستور برقرار است [۲۱].

$$V_{th0} = \phi_{ms} + 2\phi_F - \frac{Q_{Bo}}{C_{ox}} - \frac{Q_{ox}}{C_{ox}} - \frac{Q_i}{C_{ox}} \quad (11-3)$$

$$Q_{Bo} = \sqrt{2qN_A\epsilon_{si}} | -2\phi_F | \quad (12-3)$$

شکل (۵-۳) تأثیر تزریق جریان به بدنه ترانزیستور و کاهش ولتاژ آستانه را نشان می دهد.

¹ N_A
² N_D



شکل ۳-۵: اثر تزریق جریان به بدنه ترانزیستور [۲۱].

۳-۲-۴ فرکانس قطع بالا و پایین

در شکل ۲-۲ گستره فرکانسی سیگنال قلب قابل مشاهده است. نکته مهم در این شکل، وجود سیگنال‌هایی با فرکانس کمتر از یک هرتز و عدم وجود سیگنالی با فرکانس بیشتر از حدود ۴۰۰ هرتز است. بنابراین برخلاف تقویت کننده‌های فرکانس رادیویی که در آن‌ها هدف، کسب بیشترین فرکانس قطع بالاست، در طراحی تقویت کننده‌های سیگنال قلب، داشتن فرکانس قطع پایین کمتر از یک هرتز مطلوب است و طراح با چالش‌هایی پیرامون تحقق این چنین فرکانس قطع پایینی مواجه می‌شود. لازم به ذکر است، همان‌طور که در ادامه بررسی خواهد شد، تحقق چنین فرکانسی نیازمند حاصل ضرب خازن و مقاومت بزرگی است که خود می‌تواند چالشی برای تحقق فیزیکی آن‌ها، نویز مدار، سطح اشغالی تراشه و هم‌چنین خطینگی مدار باشد.

همان‌طور که اشاره شد، جهت دستیابی به فرکانس قطع پایین کمتر از یک هرتز در فیلتر بالاگذر تقویت کننده و هم‌چنین پیاده‌سازی مقاومت‌های مدار فیدبک، به مقاومت‌هایی با مقادیر بسیار بزرگ نیاز است که این امر در تکنولوژی مدارات مجتمع مطلوب نیست. مقاومت‌های ساخته شده از پلی سیلیکون و فلز به دلیل کوچک بودن مناسب نیستند. هم‌چنین می‌توان از مقاومت چاه بهره برد ولی این مقاومت‌ها سطح زیادی از تراشه را اشغال می‌کنند. لذا در طراحی تقویت کننده سیگنال قلب به جای استفاده از مقاومت‌هایی با اندازه بسیار بزرگ از شبه‌مقاومت‌ها استفاده می‌شود. در این صورت پیاده‌سازی شبه‌مقاومت به صورت تمام مجتمع سطح کمی را از تراشه اشغال می‌کند [۱۴].

شبه مقاومت‌ها در واقع ترانزیستورهایی با رفتار ماسفت-دوقطبی هستند. هنگامی که ولتاژ گیت-سورس هر کدام از ترانزیستورهای شبه مقاومت منفی باشد، هر ترانزیستور به صورت یک ترانزیستور PMOS اتصال-دیودی عمل می‌کند. با مثبت شدن ولتاژ گیت-سورس ترانزیستور، پیوند دوقطبی PNP پارازیتی سورس-بدنه-درین فعال شده و ترانزیستور به صورت یک ترانزیستور دوقطبی اتصال-دیودی عمل می‌نماید [۷].

اگر افت ولتاژ دو سر شبه مقاومت‌ها به اندازه کافی کوچک باشد (کمتر از 0.2 ولت)، مقاومت معادلی در حدود 100 گیگا اهم تا یک ترا اهم از خود نشان می‌دهد [۷]. به عنوان مثال، به منظور کاهش اعوجاج سیگنال‌های خروجی و دستیابی به مقاومت‌های بزرگ، می‌توان از دو ترانزیستور PMOS سری که بدنه و سورس آن‌ها به هم متصل است، استفاده کرد [۱۴].

از ترانزیستورهای NMOS اتصال-دیودی نیز می‌توان به عنوان شبه مقاومت استفاده کرد. این نوع از شبه مقاومت، مقاومت معادلی حدود 10 گیگا اهم خواهد داشت [۶, ۷]. هر چند مشخص نیست که اتصال سورس-بدنه برای ایجاد ترانزیستور دوقطبی اتصال-دیودی استفاده شده باشد. هم‌چنین این نوع از شبه مقاومت، مقاومت معادل کمتری نسبت به نوع PMOS خود دارد [۷].

۳-۲-۵ نويز ورودی تقویت کننده

در الکترونیک، نويز به صورت هر سیگنالی به جز سیگنال مطلوب معرفی می‌شود. چندین منبع نويز تداخلی با سیگنال مطلوب در سیستم‌های الکترونیکی وجود دارد از جمله خطوط برق شهر، سیگنال‌های پخش رادیو و تلویزیون و دیگر موج‌های الکترومغناطیسی. بیشتر آن‌ها تحت عنوان نويز خارجی دسته‌بندی می‌شوند که با استفاده از ساختار استحقاظی خوب، کم یا حذف می‌شوند. در مقابل، دیگر منابع نويز تحت عنوان نويز داخلی دسته‌بندی می‌شوند که با محافظت کردن کم نمی‌شوند چون آن‌ها به صورت ذاتی در داخل سیستم وجود دارند و یا مخصوص آن سیستم‌ها هستند. این منابع نويز داخلی، محدودیت کمی برای سرعت مدارات الکترونیکی به وجود می‌آورند. این نويز خودش را به صورت

تصویر برفکی در کانال‌های تلویزیون آنالوگ و یا حساسیت در سیستم‌های اندازه‌گیری نشان می‌دهد. نویز داخلی رفتار تصادفی دارد و به صورت آماری قابل توصیف شدن است. در این بخش به معرفی انواع نویز و بررسی هر کدام از آن‌ها می‌پردازیم. سپس، روابط نویز ترانزیستور و مقاومت بیان می‌شود.

۳-۲-۵-۱ نویز حرارتی

نویز حرارتی به انرژی جنبشی ذرات ناشی از دمای محدود آن‌ها اشاره دارد. الکترونی که از نظر گرما برانگیخته شده باشد، حرکتی کاملاً اتفاقی خواهد داشت. این ذره به دیگر ذرات شبکه برخورد می‌کند و یک حرکت نوسانی برای مشخصه جسم به وجود می‌آورد. این موضوع توسط انیشتین در سال ۱۹۰۶ مورد بررسی قرار گرفته است. در سال ۱۹۲۷ جانسون کشف کرد که چگالی طیف توان نویز یک هدایت‌کننده مستقل از مواد تشکیل دهنده آن و فرکانس اندازه‌گیری است. ویژگی‌های نویز فقط با دما و مقاومت الکتریکی تحت تعادل گرمایی اندازه‌گیری می‌شود [۲۳].

این نویز، بنیادی‌ترین و مهم‌ترین نویز در ادوات الکترونیکی است. چگالی طیف توان نویز حرارتی با تغییرات فرکانس مقدار ثابتی دارد. البته این موضوع در فرکانس‌های پایین اتفاق می‌افتد و در فرکانس‌های بالا چگالی طیف توان افت پیدا می‌کند. به عبارت دیگر، الکترون‌ها با حرارت تحریک می‌شوند و یک نویز پایه را در محیط انتقال ایجاد می‌کنند که موجب می‌شود اگر سیگنال مفید دارای توانی ضعیف‌تر از یک حد پایه باشد ارسال آن ناممکن شود. به خاطر طیف فرکانسی و عملکرد آن در اغلب فرکانس‌ها، به این نویز، نویز سفید می‌گویند.

۳-۲-۵-۲ نویز فلیکر^۱ یا اتصالی

نویز فلیکر ناشی از تغییر ضریب هدایت بوده که در اثر اتصال غیرکامل بین دو ماده به وجود می‌آید. این نویز در هر جایی که دو هادی به هم متصل شده باشد، به وجود می‌آید: مثل سوئیچ‌ها یا اتصالات رله یا در ترانزیستور و دیود. به نویز فلیکر به دلیل نسبت عکس فرکانسی‌اش، نویز $1/f$ یا نویز فرکانس

^۱ Flicker Noise

پایین نیز می‌گویند زیرا در فرکانس بالا مقدار کمی دارد [۲۳]. به این معنا که قدرت این نویز با افزایش فرکانس کاهش می‌یابد. گاهی این نویز را نویز صورتی نیز می‌نامند. باید توجه کرد که مقدار نویز فلیکر در فرکانس‌های پایین به دلیل مشخصه $1/f$ آن، خیلی زیاد می‌شود. به همین دلیل در فرکانس‌های پایین معمولاً مهم‌ترین منبع نویز محسوب می‌شود. شکل ۳-۶ نمودار نویز فلیکر را بر حسب فرکانس نشان می‌دهد. همان‌طور که از این شکل مشخص است، به ازای فرکانس‌های پایین، مقدار چگالی طیف توان زیاد است.

۳-۲-۵-۳ نویز ضربه‌ای یا شات^۱

این نویز که در الکترونیک به آن اثر ساچمه‌ای نیز می‌گویند، زمانی به وجود می‌آید که جریان گذرنده از یک المان حول یک مقدار متوسط کم و زیاد شود و نوسان پیدا کند که علت آن صدور نامرتب الکترون‌هاست. این نویز در لامپ خلأ و در نیمه‌هادی‌ها وجود دارد. در لامپ خلأ، نویز ضربه‌ای در اثر صدور نامرتب الکترون‌ها از کاتد به وجود می‌آید. در نیمه‌هادی‌ها نویز ضربه‌ای، ناشی از نفوذ حامل‌ها از بیس ترانزیستور و به وجود آمدن و باز ترکیب شدن زوج الکترون و حفره است.

رابطه (۳-۱۳)، جریان مؤثر^۲ ناشی از نویز ضربه‌ای در یک المان را که توسط شاتکی به دست آمد، بیان می‌کند. در این رابطه، q بار الکترون، I_{DC} متوسط جریان بر حسب آمپر و Δf پهنای باند نویز بر حسب هرتز است [۲۳].

$$\overline{i_n^2} = 2qI_{DC}\Delta f \quad (۳-۱۳)$$

۳-۲-۵-۴ نویز پاپکورن^۳

این نویز که به نویز انفجاری^۴ نیز معروف است، برای اولین بار در دیودهای نیمه‌هادی کشف شد. در مدارات مجتمع نیز این نویز یافت می‌شود. برخلاف منابع نویزی که در این بخش بیان شدند، این

^۱ Shot Noise

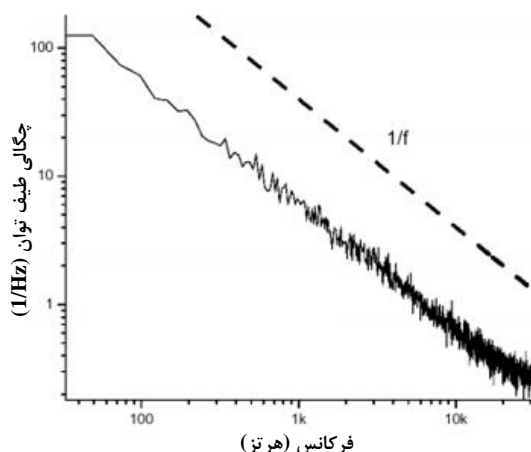
^۲ rms

^۳ Popcorn Noise

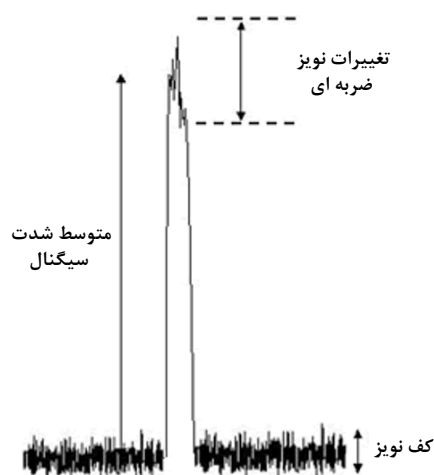
^۴ Burst Noise

نویز ناشی از نقص ساخت کارخانه‌ای بوده و می‌توان با روش‌های پیشرفته در ساخت المان‌ها آن را حذف نمود. در واقع این نویز در اثر نقص اتصال نیمه‌هادی و معمولاً به دلیل کثیف بودن فلز به وجود می‌آید. نویز پاپکورن به صورت انفجاری بوده و موجب تغییرات تصادفی در سطح ولتاژ نویز حرارتی می‌شود. پهنای انفجارات نویز از میکروثانیه تا چند میلی‌ثانیه متغیر است. فرکانس تکرار آن قابل پیش‌بینی نبوده و از یک پالس در دقیقه تا چند صد پالس در ثانیه خواهد بود ولی برای هر نمونه خاصی از المان، دامنه آن ثابت است چون تابعی از مشخصه‌ی نقص در اتصال است [۲۴].

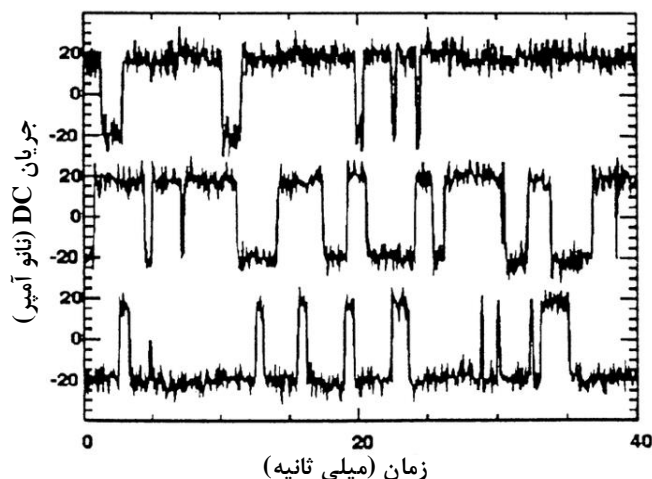
در تقویت کننده‌های مورد استفاده جهت تقویت سیگنال قلب، نویز حرارتی و نویز فلیکر، جزء منابع اصلی به شمار می‌آیند. از بین تمامی ترانزیستورهای به کار رفته در این نوع تقویت کننده‌ها، نویز ترانزیستورهای ورودی از اهمیت بیشتری برخوردار است.



شکل ۳-۶: نمودار نویز فلیکر برحسب فرکانس (لگاریتمی) [۲۵]



شکل ۳-۷: نمونه‌ای از نویز ضربه‌ای [۲۴]



شکل ۳-۸: نمودار نویز پاپکورن برحسب زمان [۲۴]

۳-۲-۵-۵ مدل سازی نویز

در مدل سازی که برای تحلیل مدار انجام می شود، نویز حرارتی مقاومت را می توان با سری کردن یک منبع ولتاژ به مقدار نویز حرارتی اندازه گیری شده به همراه مقاومت بدون نویز مدل کرد، یا این که این نویز را می توان به صورت یک منبع جریان موازی با مقاومت بدون نویز مدل کرد. روابط (۳-۱۴) و (۳-۱۵)، نویز حرارتی را برای یک مقاومت بیان می کند که در آن k ثابت بولتزمن، T دمای محیط و R مقدار مقاومت است [۲۲].

$$\overline{V_n^2} = 4kTR \left(\frac{V^2}{Hz} \right) \quad (۳-۱۴)$$

$$\overline{I_n^2} = \frac{4kT}{R} \left(\frac{A^2}{Hz} \right) \quad (۳-۱۵)$$

روابط (۳-۱۶) و (۳-۱۷) نویز حرارتی را برای ترانزیستورهای MOSFET را بیان می کند. مقدار γ را در تکنولوژی های کانال بلند^۱، یعنی ترانزیستورهای با طول گیت بزرگ، $\frac{2}{3}$ در نظر می گیرند اما در تکنولوژی های کانال کوتاه^۲ مقدار $1 < \gamma < 2$ است [۲۲]. این نویز در تکنولوژی کانال بلند به صورت منبع جریان بین درین و سورس مدل می شود. هم چنین می توان آن را به صورت منبع ولتاژ سری با

^۱ Long-Channel

^۲ Short-Channel

گیت ترانزیستور نیز مدل کرد. نویز فلیکر در ترانزیستورهای MOSFET به صورت منبع ولتاژ سری با گیت ترانزیستور مدل می‌شود که از روابط (۳-۱۸) و (۳-۱۹) به دست می‌آید [۲۲]. در این روابط، K ثابتی وابسته به پروسه، g_m هدایت انتقالی ترانزیستور، C_{OX} خازن اکسید گیت بر واحد سطح، و W و L به ترتیب عرض و طول ترانزیستور هستند. ثابت K در ترانزیستورهای PMOS نسبت به NMOS کمتر است بنابراین PMOS نویز فلیکر کمتری نسبت به NMOS دارد.

$$\overline{V_n^2} = \frac{4kT\gamma}{g_m} \quad (۳-۱۶)$$

$$\overline{I_n^2} = 4kT\gamma g_m \quad (۳-۱۷)$$

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{WLC_{OX}} \cdot \frac{1}{f} \quad (۳-۱۸)$$

$$\overline{I_n^2} = \frac{K}{WLC_{OX}} \cdot \frac{1}{f} \cdot g_m^2 \quad (۳-۱۹)$$

علاوه بر نویز حرارتی و نویز فلیکر، نویز ضربه‌ای نیز در ترانزیستورها وجود دارد. در کاربردهایی با فرکانس کم، فقط نویز فلیکر غالب است. نویز ضربه‌ای با به دام افتادن اتفاقی بارها در محل تماس اکسید-سیلیکن ترانزیستور MOSFET افزایش می‌یابد [۲۶].

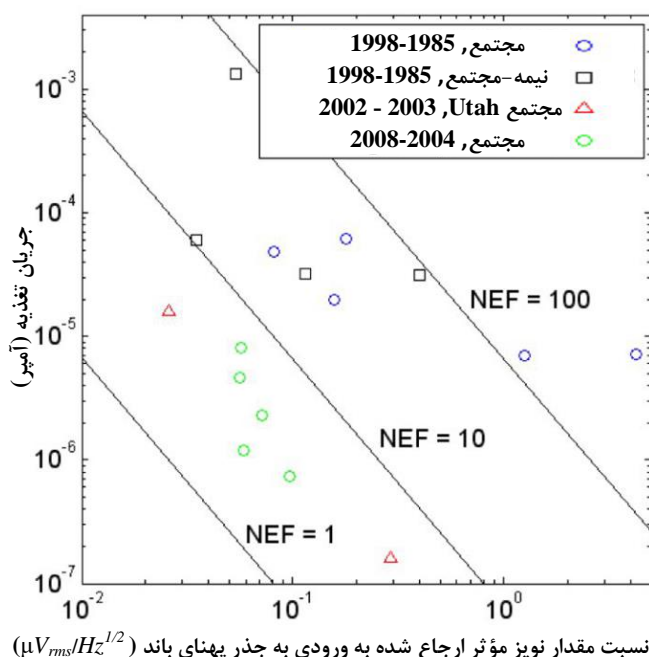
۳-۲-۶ ضریب کارایی نویز

یکی دیگر از مباحثی که در طراحی تقویت کننده‌های سیگنال قلب اهمیت دارد، تقابل نویز ورودی با توان مصرفی آنها است. این تقابل با رابطه‌ای تحت عنوان ضریب کارایی نویز شناخته می‌شود. در رابطه (۳-۲۰) ضریب کارایی نویز معرفی شده است [۱۱].

در رابطه (۳-۲۰)، $V_{ni,rms}$ ولتاژ نویز مؤثر دیده شده در ورودی تقویت کننده بر حسب ولتاژ، I_{tot} جریان مصرفی تقویت کننده بر حسب آمپر، V_T ولتاژ حرارتی بر حسب ولت، k ثابت بولتزمن، T دمای محیط بر حسب کلوین و BW پهنای باند تقویت کننده بر حسب هرتز است.

$$NEF = V_{ni,rms} \sqrt{\frac{2I_{tot}}{\pi \cdot V_T \cdot 4kT \cdot BW}} \quad (20-3)$$

به طور کلی در طراحی‌های انجام شده، برای داشتن یک ضریب کارایی نویز قابل قبول سعی می‌شود که ترانزیستورهای مدار کم‌ترین توان مصرفی ممکن را داشته باشند. ضریب کارایی نویز کوچکتر نشان می‌دهد که به ازای یک توان مشخص، تقویت کننده نویز کمتری دارد. شکل ۳-۹ ضریب کارایی نویز را به ازای جریان و نویز ارجاع داده شده به ورودی متفاوت، نشان می‌دهد.



شکل ۳-۹: ضریب کارایی نویز به ازای جریان و نویز ارجاع داده شده به ورودی متفاوت [۹].

۳-۲-۷ امپدانس ورودی

یکی دیگر از مسائلی که در طراحی تقویت کننده‌های سیگنال قلب باید در نظر گرفته شود این است که این تقویت کننده باید از امپدانس ورودی بالایی برخوردار باشد [۲۷].

از آنجایی که الکترودهای پروب دارای خاصیت اهمی بوده، در صورت شارش جریان در آن‌ها، یک افت ولتاژ در دو سر الکتروود ایجاد می‌شود. در عین حال اگر امپدانس ورودی تقویت کننده کم باشد، این افت ولتاژ منجر به یک تضعیف در سیگنال ورودی خواهد شد که مطلوب نیست. بنابراین در ورودی تقویت کننده‌های سیگنال قلب از ترانزیستورهای MOSFET که مقاومت دیده شده از پایه گیت‌شان

بی‌نهایت است، استفاده می‌شود و یا در کاربردهای دیگر مقدار خازن‌های کوپلاژی که به عنوان حذف‌کننده ولتاژ آفست در ورودی به کار می‌روند، کوچک انتخاب می‌شوند تا امپدانس ورودی بزرگتری از خود نشان دهند.

به طور خلاصه، سیگنال قلب دارای دامنه کوچک و پهنای باند محدودی است. بنابراین عوامل زیادی در طراحی تقویت‌کننده سیگنال قلب باید در نظر گرفته شود. تقویت‌کننده‌ها باید مساحتی کوچکتر از چند صد میلی‌متر مربع را اشغال کنند تا به بافت آسیب کمتری برسانند و توان مصرفی کمی داشته باشند تا افزایش دما در اطراف بافت بیش از یک درجه سانتی‌گراد نشود. بدین منظور روش‌هایی جهت کاهش توان مصرفی معرفی شد. جهت دستیابی به فرکانس قطع پایین بسیار کوچک در مدار، به مقاومت‌های بسیار بزرگی نیاز داریم که با ساختار شبه‌مقاومت پیاده‌سازی می‌شوند. در این نوع تقویت‌کننده‌ها نویز فلیکر و نویز حرارتی، منابع اصلی نویز مدار هستند. با توجه به روابط نویز فلیکر، برای کاهش مقدار آن باید تا حد امکان ابعاد ترانزیستورهای ورودی را بزرگ انتخاب نمود. همچنین باید از ترانزیستورهای PMOS که نویز فلیکر کمتری نسبت به ترانزیستورهای NMOS دارند، در طبقه ورودی استفاده کرد. همچنین باید اشاره کرد که در روابط نویز ارجاع شده به ورودی، g_m ترانزیستورهای ورودی در مخرج کسر قرار می‌گیرند که افزایش آن باعث کاهش نویز می‌شود. جهت افزایش g_m باید نسبت W به L ترانزیستور افزایش یابد.

۳-۳ نتیجه‌گیری

در این فصل ابتدا اهمیت توان مصرفی در مدارهای الکتریکی که منجر به کاهش اندازه باتری و کاهش سطح اشغالی مدار مجتمع می‌شود، بیان شد. یک روش جهت کاهش توان مصرفی، بایاس مدار در ناحیه زیرآستانه است که به روابط جریان، ولتاژ و هدایت انتقالی حاکم بر آن پرداخته شد. سپس به بیان مفهوم نویز، انواع آن و روش‌های کاهش آن پرداختیم. تقابل بین این دو پارامتر را تحت عنوان NEF نشان دادیم که هر چقدر مقدار این پارامتر کمتر باشد، بهتر است.

فصل چهارم

ساختارهای رایج تقویت کننده سیگنال قلب

۴-۱ مقدمه

قبل از دیجیتال کردن سیگنال قلب، ابتدا باید آن را تقویت و فیلتر نمود [۳]. بنابراین مدارهای آنالوگ ابتدایی^۱ که وظیفه تقویت و فیلتر سیگنال قلب را با در نظر گرفتن ملاحظات بیان شده در فصل قبل برعهده دارند، قسمت مشترک همه سیستم‌های ثبت سیگنال قلب و ضربان‌ساز قلب بوده و از اهمیت بالایی برخوردار هستند. سیستم‌های گوناگونی برای تقویت سیگنال قلب ارائه شده است که برخی از ساختارهای رایج جهت تقویت و فیلتر سیگنال قلب در این فصل بررسی می‌گردند.

همان‌طور که در فصل دوم اشاره شد، سیگنال قلب دارای دامنه کمتر از ۲ میلی‌ولت و بازه فرکانسی ۰/۱ تا ۱۵۰ هرتز است [۳، ۱۴]. اختلالاتی نظیر اغتشاشات حرکتی، آفست DC ناشی از تماس الکتروود با پوست و سیگنال حالت-مشترک در فرکانس ۵۰ یا ۶۰ هرتز، باعث شده است که دامنه سیگنال در خروجی تضعیف شود. بنابراین تقویت کننده باید بتواند این تداخلات را حذف کند. همچنین تقویت کننده باید بهره مناسب، نویز و توان مصرفی بسیار پایین و امپدانس ورودی بسیار بالایی داشته باشد [۱۴]. به دلیل اهمیت کوچک بودن اندازه مدار، تنها مدارهای مجتمع مورد نظر هستند.

۴-۲ تقویت کننده‌های تک-طبقه سیگنال قلب

اولین ساختار مورد بررسی، ساختار تزویج خازنی^۲ است که در [۶] ارائه شده است. این ساختار ولتاژ آفست DC الکتروود را فیلتر کرده و بهره پایداری دارد. دلیل پایداری این است که بهره، از نسبت خازن ورودی به خازن فیدبک به دست می‌آید. رابطه (۴-۱) بهره این ساختار را نشان می‌دهد [۶]. این ساختار در شکل ۴-۱ نمایش داده شده است. استفاده از فیدبک خازنی به جای فیدبک مقاومتی برای تنظیم بهره منجر به اشغال فضای کمتری بر روی تراشه می‌شود. زیرا خازن‌های امپدانس بالا با مساحت کوچکی بر روی تراشه پیاده‌سازی می‌شوند. علاوه بر این، فیدبک خازنی، جریان DC نمی‌کشد. در واقع

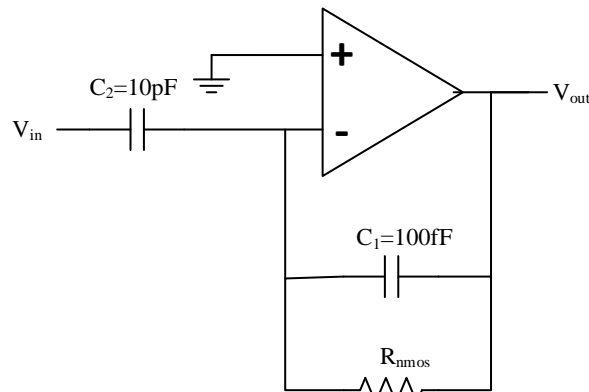
¹ Analog front end (AFE)

² Capacitively coupled

از مقاومت R_{nmos} جریان DC عبور نمی کند، بنابراین آفست خروجی تقویت کننده برابر با آفست آپامپ خواهد بود. برای رسیدن به فرکانس قطع پایین کمتر از ۱۰۰ هرتز، مقاومت R_{nmos} باید بزرگتر از ۱۵/۹ گیگا اهم باشد، بدین جهت این مقاومت با استفاده از ترانزیستورهای اتصال دیودی NMOS در ناحیه زیرآستانه پیاده سازی می شوند. همچنین فرکانس قطع بالا در این کار توسط خازن جبران سازی میلر آپامپ مشخص شده است [۶].

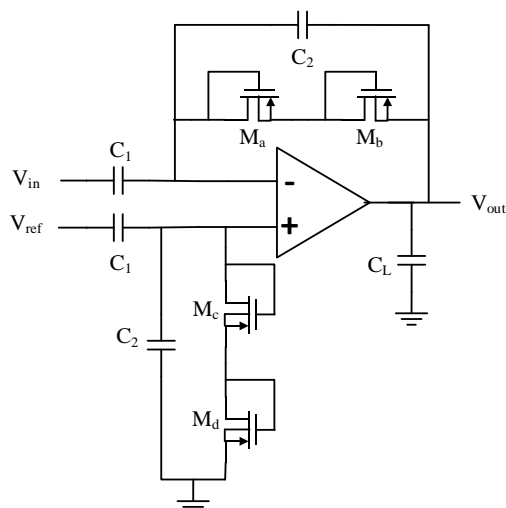
$$A_m = \frac{C_2}{C_1} \quad (۱-۴)$$

این ساختار در تکنولوژی ۳ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه ۱/۵ ولت ساخته شده است. بهره باند میانی این ساختار ۳۹/۵ دسیبل، فرکانس قطع پایین و فرکانس قطع بالای این ساختار به ترتیب، ۱۰ هرتز و ۴۲ کیلوهرتز است. این ساختار ۸۳۴ میکرووات توان مصرف می کند [۶].



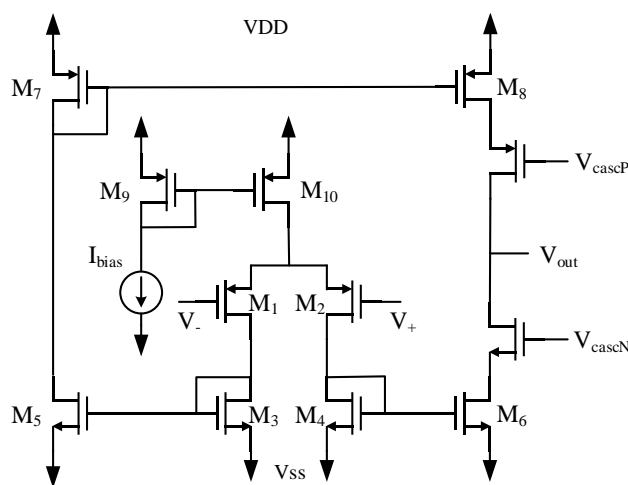
شکل ۱-۴: نقشه مداری تقویت کننده ساختار تزویج خازنی [۶].

مدار ارائه شده در [۶]، توانایی حذف سیگنال های مشترک مزاحم مانند القای برق شهر و سایر سیگنال های موجود در بدن مانند نویز ناشی از فعالیت ماهیچه ها را ندارد. برای رفع این مشکل، ساختار [۷] ارائه شده است. این ساختار به عنوان یک مدار پایه در بسیاری از تقویت کننده های سیگنال های زیستی به کار می رود. شکل ۲-۴ نقشه مداری ارائه شده در [۷] را نشان می دهد. ولتاژ ورودی از طریق خازن C_1 وارد مدار می شود و در نتیجه آفست DC ناشی از اتصال الکتروود به بافت حذف خواهد شد. خازن C_1 باید کوچک انتخاب شود تا امپدانس آن از امپدانس الکتروود بزرگتر باشد.

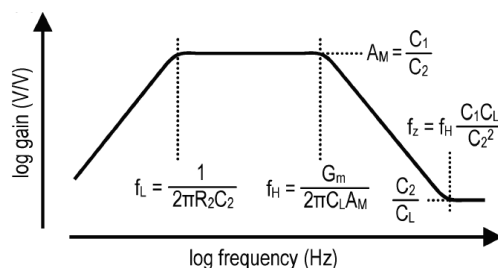


شکل ۴-۲: نقشه مداری تقویت کننده ارائه شده در [۷].

OTA استفاده شده در این ساختار، از نوع آیینه جریان کسکود شده^۱ است. شکل ۳-۴ مدار OTA را نشان می دهد. پاسخ فرکانسی تقویت کننده ساختار [۷] مطابق شکل ۴-۴ است. این شکل اطلاعاتی در خصوص فرکانس قطع پایین، فرکانس قطع بالا و بهره تقویت کننده در اختیار ما قرار می دهد.



شکل ۳-۴: OTA استفاده شده در ساختار [۷].



شکل ۴-۴: نمودار بهره و پاسخ فرکانسی تقویت کننده بر حسب فرکانس [۲۸].

^۱ Cascoded current-mirror

برای به دست آوردن بهره تقویت کننده [۷] کافی است با فرض ایده آل بودن OTA و نوشتن معادلات جریانی، بهره ولتاژ خروجی به ورودی را محاسبه نمود. بنابراین بهره این تقویت کننده از نسبت خازن های ورودی به فیدبک مطابق رابطه (۲-۴) به دست می آید:

$$A_m = \frac{C_1}{C_2} \quad (2-4)$$

که A_m بهره باند میانی این تقویت کننده است. رابطه (۲-۴) بیان می کند که برای داشتن بهره ولتاژ مناسب، باید خازن های C_1 و C_L به مراتب از خازن C_2 بزرگتر باشند ($C_1, C_L \gg C_2$) [۷]. البته این مورد یکی از مهم ترین نقطه ضعف های عمده تقویت کننده [۷] است، به این دلیل که برای داشتن بهره حدود ۴۰ دسیبل، خازن های مورد استفاده در مدار، فضای بسیار بزرگی را روی تراشه اشغال می کنند.

امپدانس ورودی این تقویت کننده از رابطه (۳-۴) به دست می آید. این رابطه نشان می دهد امپدانس ورودی، رابطه معکوس با مقدار خازن ورودی دارد. از طرفی طبق رابطه A_m ، بهره تقویت کننده رابطه مستقیم با خازن ورودی دارد. در نتیجه با افزایش بهره، امپدانس ورودی تقویت کننده کاهش می یابد که این مورد نیز یکی دیگر از معایب این تقویت کننده است.

$$Z_{in} = \frac{1}{2\pi f C_1} \quad (3-4)$$

در تقویت کننده های سیگنال قلب، فرکانس قطع پایین باید متناسب با محدوده فرکانسی این سیگنال انتخاب شود. با توجه به محدوده کاری سیگنال قلب، فرکانس قطع پایین باید مقداری کمتر از یک هرتز داشته باشد. فرکانس قطع پایین در این ساختار از رابطه (۴-۴) به دست می آید.

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad (4-4)$$

همان طور که از (۴-۴) مشخص است، برای داشتن فرکانس قطع پایین بسیار کوچک باید مقدار مقاومت R_2 یا خازن C_2 بزرگ انتخاب شوند. با توجه به ملاحظات سطح اشغالی بر روی تراشه و نویز ورودی تقویت کننده، نمی توان از خازن و مقاومت بزرگ استفاده کرد. در نتیجه برای داشتن فرکانس قطع پایین کوچک بدون بزرگ کردن خازن C_2 ، باید مقاومت R_2 را تا جای ممکن بزرگ انتخاب کنیم. مقاومت R_2 در حلقه فیدبک، فرکانس قطع پایین تقویت کننده را تعیین می کند. بدین منظور از ساختار شبه مقاومت ارائه شده در شکل ۴-۲ استفاده می شود. این شبه مقاومت از ترانزیستورهای اتصال-دیودی^۱ M_a و M_b که در ناحیه زیرآستانه بایاس شده اند، تشکیل شده است. هم چنین باید اشاره کرد، به منظور ایجاد مسیر DC میان خروجی و ورودی از ساختار شبه مقاومت استفاده می شود.

فرکانس قطع بالای این تقویت کننده از رابطه (۴-۵) به دست می آید. این رابطه نشان می دهد که فرکانس قطع بالا با خازن بار و بهره تقویت کننده رابطه عکس دارد. در این رابطه، g_m هدایت انتقالی OTA و C_L خازن بار است.

$$f_H = \frac{g_m}{2\pi C_L A_m} \quad (۵-۴)$$

در OTA ارائه شده در [۷] به منظور کاهش نویز فلیکر، از ترانزیستورهای PMOS در ورودی استفاده شده است. از آنجایی که نویز ترانزیستورهای ورودی مستقیماً در مقدار نویز کلی تاثیر دارد، ابعاد این ترانزیستورها بزرگ در نظر گرفته شده است. البته باید در نظر داشت وقتی که ترانزیستورهای M_1 و M_2 بزرگ می شوند، خازن های پارازیتی ورودی هم بزرگ می شود.

نویز ارجاع داده شده به ورودی (V_{ni}) تقویت کننده ارائه شده در [۷]، شامل دو بخش مرتبط با نویز OTA ($V_{ni,OTA}$) و نویز مقاومت ($V_{ni,R}$) است. نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی این ساختار مطابق رابطه (۴-۶) خواهد بود. با توجه به این رابطه، نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی، فقط تابعی از دما، خازن بار C_L و بهره حلقه بسته A_m خواهد بود [۲۹].

^۱ Diode-connected

$$V_{ni,rms} \approx \sqrt{\frac{4kT}{3C_L A_m}} \quad (۶-۴)$$

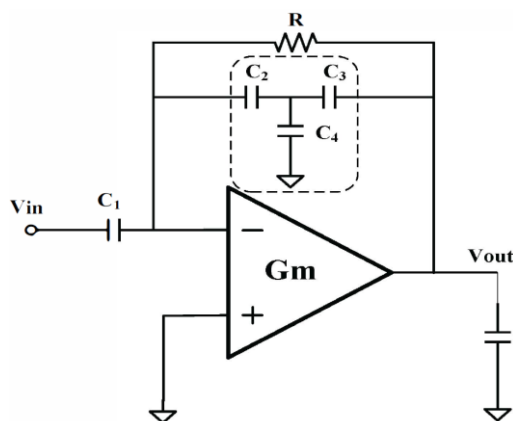
در کاربردهای کاشتنی، دما تقریباً ثابت است. اگر کنترل مناسب بهره A_m تنها توسط نسبت C_1 و C_2 مورد نظر باشد، باید A_m به نوعی محدود شود که از بهره حلقه باز تقویت کننده به طور قابل ملاحظه‌ای کوچکتر باشد. بنابراین مصالحه‌ای بین نویز ارجاع داده شده به ورودی و سطح اشغالی بر روی تراشه خواهیم داشت.

این تقویت کننده در تکنولوژی ۱/۵ میکرومتر CMOS ساخته شده است. بهره این ساختار ۴۰ دسیبل و پهنای باند آن ۷/۵ کیلوهرتز است. این تقویت کننده با منبع تغذیه ۲/۵ ولت، ۸۰ میکرووات توان مصرف می کند. نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی ۲/۱ میکروولت گزارش شده است [۷].

برای رسیدن به بهره بالا و فرکانس قطع پایین کمتر از یک هرتز در شکل ۴-۲، مقدار خازن‌ها بزرگ شده در نتیجه سطح زیادی بر روی تراشه اشغال خواهد کرد. یک روش جهت رفع این مشکل، شبکه T خازنی است که در شکل ۴-۵ ارائه شده است [۸].

تابع انتقال این روش، در رابطه (۷-۴) ارائه شده است. در این رابطه، اگر $C_4 \gg C_{2,3}$ باشد، بهره تقویت کننده $C_1 C_4 / C_2 C_3$ می شود. با استفاده از این روش می توان مساحت خازن‌ها را کاهش داد که این مسأله، مزیت این ساختار است. شبکه T کمک می کند که امپدانس ورودی افزایش یابد و انطباق خازن‌ها در طرح جانمایی مخصوصاً برای به دست آوردن بهره بالا بسیار بهتر شود. هر چند که خازن فیدبک معادل کاهش می یابد، ولی فرکانس قطع پایین تقویت کننده افزایش خواهد یافت که مطلوب نیست [۸].

$$A_v(s) = -\frac{C_1 C_4}{C_2 C_3} \cdot \left(1 + \frac{C_3}{C_2 + C_4} \right) \left(\frac{sRC_2 C_3}{sRC_2 C_3 + C_4 \cdot \left(1 + \frac{C_3}{C_2 + C_4} \right)} \right) \quad (۷-۴)$$



شکل ۴-۵: نقشه مداری ساختار شبکه T خازنی [۸].

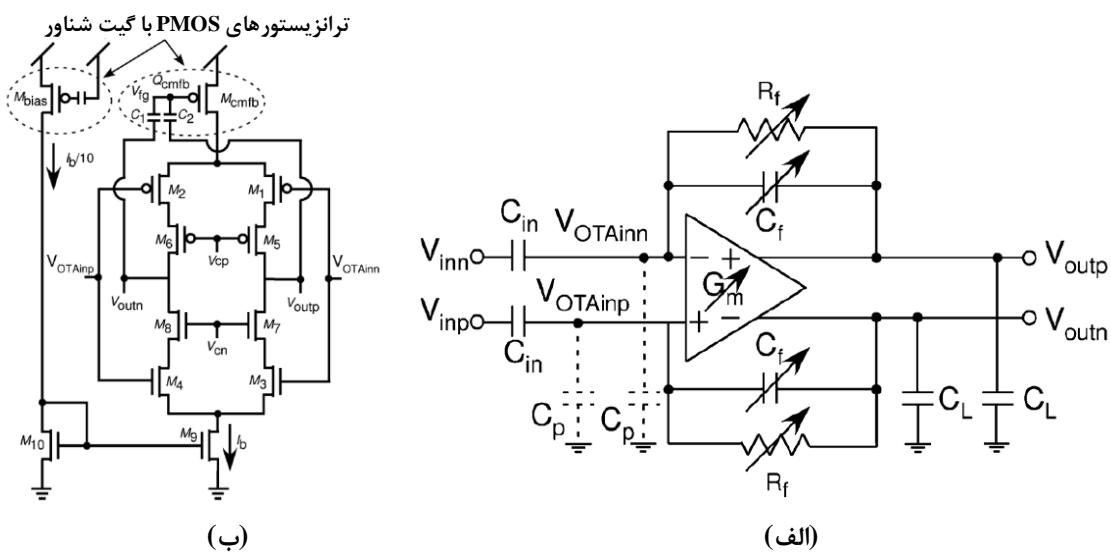
این تقویت کننده در تکنولوژی ۰/۱۸ میکرومتر CMOS، با منبع تغذیه ۱/۸ ولت، طراحی و شبیه سازی شده است. بهره این ساختار از ۵۴/۲ تا ۷۲/۳ دسیبل قابل تنظیم است. فرکانس قطع پایین در این ساختار ۱/۲ هرتز و فرکانس قطع بالا از ۱۵۲ تا ۳۶۰ هرتز قابل تنظیم است. نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی، ۲/۲ میکروولت و توان مصرفی ۱/۲۶ میکرووات گزارش شده است [۸].

ساختار دیگری که مورد بررسی قرار می گیرد، در [۹] ارائه شده است. در این ساختار از ترانزیستورهایی با گیت شناور استفاده کرده است. بدون مصرف توان اضافی، ترانزیستورهای با گیت شناور جهت تنظیم کردن فرکانس قطع پایین تقویت کننده و همچنین جهت پیاده سازی فیدبک حالت-مشترک به کار گرفته می شوند. به همین دلیل استفاده از ترانزیستور با گیت شناور باعث کاهش توان مصرفی خواهد شد.

تقویت کننده تفاضلی ارائه شده در [۹]، از روش استفاده مجدد از جریان^۱ جهت بهبود ضریب کارایی نویز استفاده کرده است. نقشه مداری این تقویت کننده در شکل ۴-۶ نمایش داده شده است. بهره باند میانی این تقویت کننده از C_{in}/C_f ، فرکانس قطع پایین از $1/2\pi R_f C_f$ و فرکانس قطع بالا از $g_m/2\pi C_{eff}$ به دست می آید. که $C_{eff} = (C_0 C_T - C_f^2)/C_f$ ، $C_0 = C_L + C_f$ و $C_T = C_{in} + C_f + C_p$ است. g_m هدایت انتقالی OTA و C_p خازن پارازیتی گره ورودی OTA است.

^۱ Current-reuse

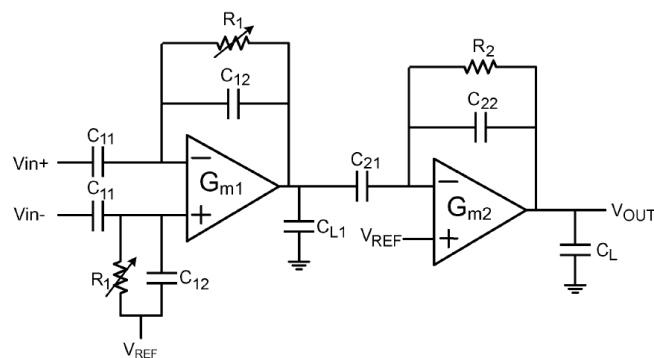
این ساختار در تکنولوژی ۰/۳۵ میکرومتر CMOS، طراحی و ساخته شده است. با منبع تغذیه ۲/۵ ولت، بهره باند میانی و نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی به ترتیب، ۴۰/۷ دسیبل و ۲/۸ میکروولت اندازه گیری شده است. تقویت کننده معرفی شده در [۹] به ازای پهنای باندهای ۱۰۰، یک کیلو و ۱۰ کیلوهرتز شبیه سازی شده است که ضریب کارایی نویز به ازای پهنای باندهای مختلف به ترتیب، ۱/۹۶، ۲/۰۱ و ۲/۲۵ به دست آمده است. همچنین توان مصرفی این مدار به ازای پهنای باندهای مختلف به ترتیب، ۸۲/۵ نانو، ۸۷۰ نانو و ۱۰/۷۵ میکرووات گزارش شده است.



شکل ۴-۶: (الف) نقشه مداری تقویت کننده تفاضلی (ب) OTA با استفاده از روش گیت شناور [۹].

۳-۴ تقویت کننده های دو-طبقه سیگنال قلب

در تقویت کننده های تک-طبقه جهت دسترسی به بهره بالا و مطلوب نیاز به خازن های بزرگی داریم که باعث می شود سطح زیادی را بر روی تراشه اشغال کنند. به منظور رفع مشکلات این تقویت کننده ها، تقویت کننده های دو-طبقه معرفی می شوند. ساختارهای متنوعی در [۵، ۱۰، ۳۰-۳۲] بررسی شده است. شکل ۴-۷ شمای کلی از یک تقویت کننده دو-طبقه را نشان می دهد.



شکل ۴-۷: نقشه مداری تقویت‌کننده دو-طبقه سیگنال قلب [۱۱].

در این ساختار، طبقه اول به عنوان یک فیلتر میان‌گذر و طبقه دوم به عنوان یک تقویت‌کننده با بهره متغیر عمل می‌کند. مزیت اصلی این ساختار نسبت به تقویت‌کننده تک-طبقه این است که می‌توان بهره مورد نظر را در دو-طبقه به‌دست آورد. بنابراین با انتخاب مناسب برای خازن‌های استفاده شده، امپدانس ورودی تقویت‌کننده دو-طبقه بزرگتر خواهد بود [۱۱].

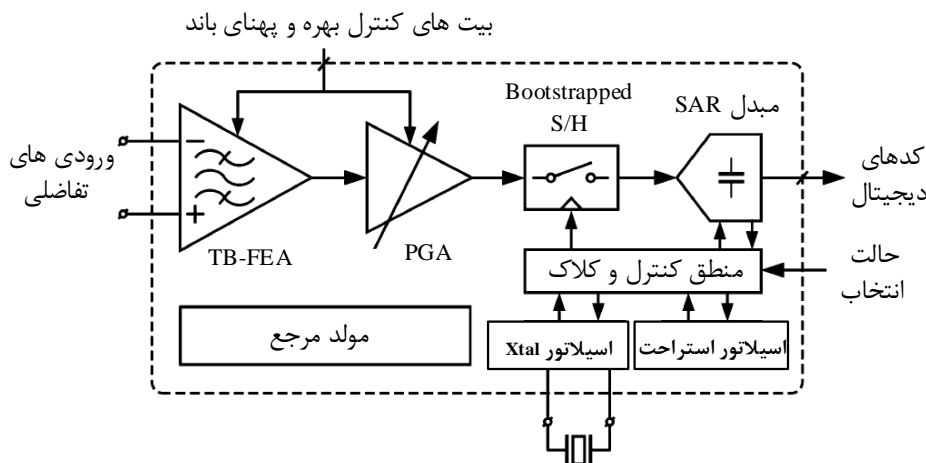
از آنجایی که در این ساختار، فرکانس قطع بالا در طبقه اول تعیین می‌شود، یک خازن بار بزرگ در خروجی طبقه اول لازم است که این امر سبب ایجاد مشکلاتی در پیاده‌سازی سخت افزاری می‌شود. بنابراین برای اجتناب از خازن بار اضافی در طبقه اول توصیه می‌شود که فرکانس قطع بالا در طبقه اول ساخته نشود. از طرفی پیاده‌سازی فرکانس قطع بالا در طبقه دوم نیز توصیه نمی‌شود، زیرا زمان نشست تقویت‌کننده را کاهش می‌دهد. بنابراین توصیه می‌شود که طبقه‌ای بین طبقه اول و دوم برای پیاده‌سازی فرکانس قطع بالا اضافه شود [۱۱]. از دیگر ایرادات تقویت‌کننده دو-طبقه می‌توان به توان مصرفی بیشتر، نسبت حذف حالت-مشترک کمتر و خازن‌های اضافی به‌کار رفته در این ساختار اشاره کرد.

ساختار بعدی که مورد بررسی قرار می‌گیرد، در [۱۰] ارائه شده است. مدارات کلیدزنی-خازنی^۱ و شبه‌مقاومت‌های MOS-bipolar دو ساختار مناسب برای پیاده‌سازی فیلتر هستند که مصالحه خوبی بین کارایی، توان و سطح اشغالی دارند. ساختارهای بر مبنای شبه‌مقاومت، نه تنها سطح اشغالی را کاهش می‌دهند، بلکه طراحی فیلتر میان‌گذر قابل برنامه‌ریزی را آسان‌تر می‌کنند. تنها اشکال در

^۱ Switched-capacitor

ساختارهای شبه‌مقامت کنونی، تغییرات زیاد مقاومت‌ها در شرایط بایاس مثبت و منفی است که منجر به آفست بایاس DC در گره خروجی می‌شود [۱۰].

شکل ۴-۸ سیستم حس‌گر پزشکی ارائه شده در [۱۰] را نشان می‌دهد. مدار آنالوگ ابتدایی این سیستم شامل دو بلوک پیش تقویت‌کننده مجتمع کم‌نویز با فیلتر باند میانی قابل تنظیم و یک تقویت‌کننده با بهره قابل برنامه‌ریزی^۱ است. مبدل آنالوگ به دیجیتال از نوع SAR^۲ انتخاب شده است زیرا مصالحه خوبی بین بازده توان، دقت تبدیل و پیچیدگی طراحی دارد. کلاک کل سیستم توسط یکی از اسیلاتورهای کریستال یا استراحت که داخل تراشه پیاده‌سازی می‌شوند، ساخته می‌شود [۱۰].



شکل ۴-۸: معماری سیستم حس‌گر پزشکی ارائه شده در [۱۰].

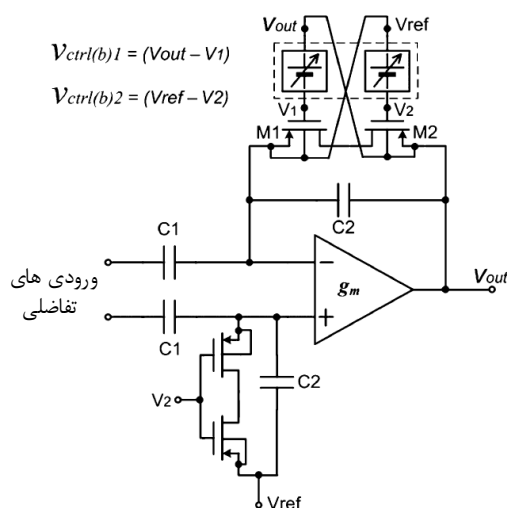
مزیت این ساختار، قابلیت تنظیم دقیق بهره است. در روش استفاده از یک تک تقویت‌کننده، قابلیت تنظیم بهره و پهنای باند توسط یک OTA حلقه بسته ایجاد شده است. بنابراین به خاطر ثابت بودن حاصل ضرب بهره و پهنای باند OTA، تنظیم پهنای باند بر روی بهره و تنظیم بهره بر روی پهنای باند تقویت‌کننده اثر می‌گذارد. این مشکل در ساختار ارائه شده وجود ندارد [۱۰].

مدار پیش تقویت‌کننده با پهنای باند قابل تنظیم در شکل ۴-۹ نشان داده شده است. به منظور حذف مؤلفه‌های بزرگ DC سیگنال ورودی، باید در ورودی سیستم یک فیلتر بالاگذر قرار داد. برای

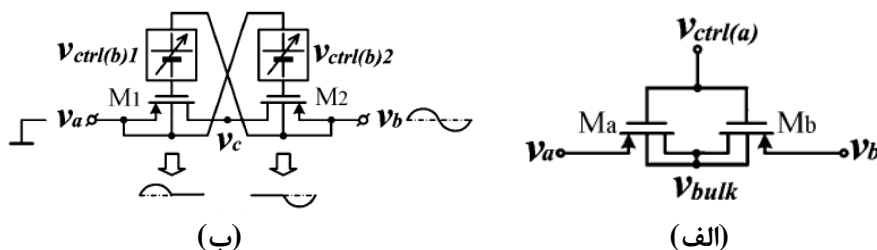
^۱ Programmable gain amplifier (PGA)

^۲ Successive Approximation Register

کاهش تعداد عناصر خارجی معمولاً از شبه‌مقاومت قابل تنظیم جهت دستیابی به فیلتر بالاگذر قابل تنظیم استفاده می‌شود. شبه‌مقاومت‌های قابل تنظیم مرسوم، نسبت به ولتاژ دو سر خود، دارای مقاومت غیرخطی و نامتقارن هستند (شکل ۴-۱۰ الف). نمودار شبیه‌سازی شده این مقاومت در شکل ۴-۱۱ الف) نمایش داده شده است. در این شکل ولتاژ دو سر شبه‌مقاومت $(V_b - V_a)$ از ۱- تا ۱ ولت در ولتاژ متغیر گیت $(V_{ctrl(a)})$ شبیه‌سازی شده است. مقاومت نامتقارن منجر به جابجایی غیر قابل اجتناب در خروجی شده که با افزایش سطح سیگنال ورودی، خروجی به اشباع می‌رود و این یکی از مهم‌ترین عوامل محدود کننده محدوده دینامیک در مدارات ولتاژ پایین است. غیرخطی بودن مقاومت نیز خود عامل ایجاد اعوجاج است. از این گذشته، جریان نشتی پیوند از n-well به substrate که حدود پیکوآمپر است، می‌تواند گره امپدانس بالای V_{bulk} را بایاس کرده و مقاومت را بیشتر نامتعادل کند [۱۰].



شکل ۴-۹: پیش تقویت کننده با پهنای باند قابل تنظیم ارائه شده در شکل (۴-۸) [۱۰].



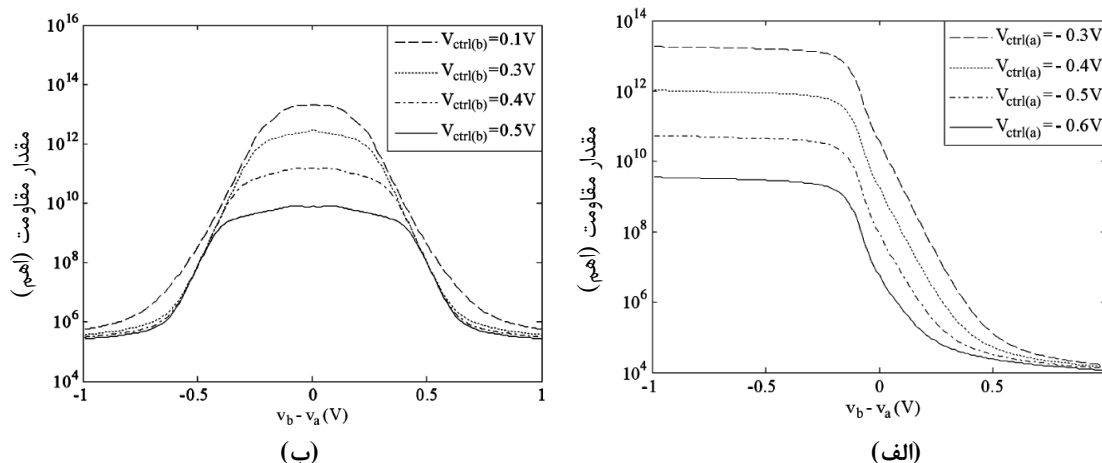
شکل ۴-۱۰: الف) نقشه مداری شبه‌مقاومت‌های مرسوم (ب) شبه‌مقاومت ارائه شده در [۱۰].

برای رفع این مشکل، از ساختار شبه‌مقاومت قابل برنامه‌ریزی شکل ۴-۱۰ (ب) استفاده شده است. این مقاومت دارای تقارن مطلوبی است. در این شبه‌مقاومت، V_a در یک ولتاژ مرجع ثابت شده و به V_b یک ولتاژ سینوسی سوار شده بر ولتاژ مرجع، اعمال شده است. در نیم سیکل مثبت سینوسی، گیت M_1 و گره V_b شارژ می‌شوند، در حالی که گیت M_2 و V_a ثابت می‌مانند. تحت این شرایط، ولتاژ V_b تمایل به روشن کردن M_2 داشته، در حالی که M_1 را همچنان خاموش نگه می‌دارد. بنابراین ولتاژ ترمینال تنها بر روی M_1 می‌افتد. به طور مشابه در نیم سیکل منفی سینوسی، ولتاژ گیت M_1 کمتر از ولتاژ مرجع شده و شروع به روشن کردن M_1 می‌کند. تحت این شرایط، سوئیچ ولتاژ بر روی M_2 می‌افتد. بنابراین هر ترانزیستور تنها در نیمی از هر سیکل به عنوان یک مقاومت فعال عمل می‌کند. ولتاژهای $V_{ctrl(b)1}$ و $V_{ctrl(b)2}$ توسط ولتاژ گیت-سورس دو ترانزیستور که جریان آن‌ها به صورت دیجیتالی کنترل می‌شود، ساخته شده است. بنابراین امپدانس شبه‌مقاومت را می‌توان دیجیتالی کنترل کرد. همچنین باید توجه داشت که حداکثر سوئیچ ولتاژ دو سر شبه‌مقاومت باید کوچک نگه داشته شود تا مقاومت تغییرات بزرگ نداشته باشد [۱۰].

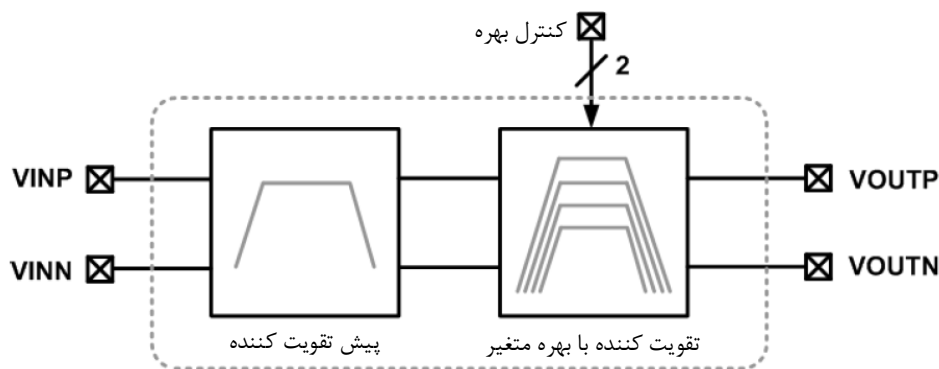
این ساختار در تکنولوژی ۰/۳۵ میکرومتر CMOS ساخته شده است. شبیه‌سازی مدار با منبع تغذیه یک ولت انجام شده است. بهره باند میانی، فرکانس‌های قطع پایین و بالای مدار قابل تنظیم است. بهره مدار از ۴۵/۶ تا ۶۰ دسیبل تغییر می‌کند. فرکانس قطع پایین مدار از ۴/۵ میلی‌هرتز تا ۳/۶ هرتز و فرکانس قطع بالا از ۳۱ تا ۲۹۲ هرتز قابل تنظیم هستند. نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی ۲/۵ میکروولت گزارش شده است. توان مصرفی مدار از ۴۴۵ تا ۸۹۵ نانوات تغییر می‌کند [۱۰].

ساختار دیگری که مورد بررسی قرار می‌دهیم در [۳۲] ارائه شده است. این ساختار از پیش تقویت کننده^۱ و تقویت کننده با بهره متغیر تشکیل شده که در شکل ۴-۱۲ قابل مشاهده است.

^۱ Preamplifier



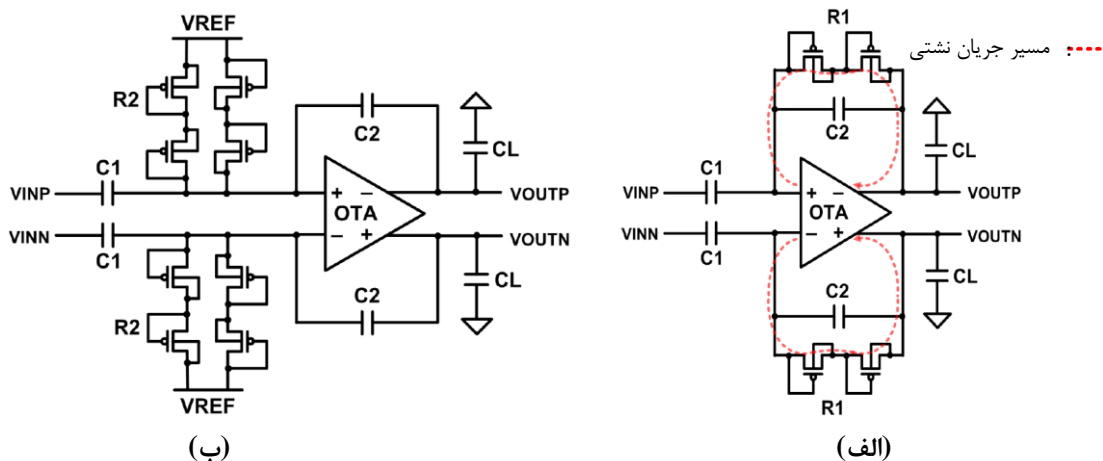
شکل ۴-۱۱: نمودار مقاومت شبیه‌سازی شده برای (الف) شبه‌مقاومت مرسوم (ب) شبه‌مقاومت ارائه شده در [۱۰] برای $V_a=0$ و تغییر V_b از -1 تا 1 ولت.



شکل ۴-۱۲: نقشه مداری ساختار ارائه شده در [۳۲].

در تکنولوژی‌های بیشتر از $0.13\ \mu\text{m}$ میکرومتر، مقدار جریان نشستی گیت ترانزیستور ورودی OTA، 10^{-15} آمپر است که افت ولتاژی حدود یک میلی‌ولت بر روی شبه‌مقاومت R_1 در مسیر فیدبک تولید می‌کند. این در حالیست که برای تکنولوژی‌های کمتر از $0.13\ \mu\text{m}$ میکرومتر این جریان نشستی 10^{-13} آمپر خواهد بود که باعث افت ولتاژی در حدود 0.1 تا 0.4 ولت بر روی شبه‌مقاومت R_1 می‌شود. در نتیجه ولتاژ DC گره ورودی OTA متفاوت از گره خروجی می‌شود و تفاوت توسط جریان نشستی که مستقل از سیگنال ورودی است، تعیین می‌شود. در بدترین حالت، ولتاژ DC ورودی OTA می‌تواند خارج از رنج حالت-مشترک ورودی OTA قرار بگیرد و بهره DC مدار را کاهش دهد. در نتیجه بهره باند میانی تقویت کننده کاهش می‌یابد [۳۲].

برای رفع این مشکل شبهمقاومت از مسیر فیدبک بین ورودی و خروجی تقویت کننده حذف شده و در مسیر ورودی OTA قرار می گیرد (شکل ۴-۱۳ (ب)). بنابراین جریان ناشی گیت ترانزیستورهای ورودی OTA، به شبهمقاومت R_2 جاری می شود که مقدار شبهمقاومت R_2 کوچکتر از R_1 است. اگر بهره OTA را A در نظر بگیریم، $R_2 = R_1/A$ خواهد بود و می توان از افت ولتاژ مقاومت R_2 به علت جریان ناشی صرف نظر کرد [۳۲].



شکل ۴-۱۳: (الف) مدار مرسوم (ب) مدار تقویت کننده فیلتر میان گذر ارائه شده در [۳۲].

فرکانس قطع پایین فیلتر میان گذر شکل ۴-۱۳ (ب) توسط شبهمقاومت R_2 و خازن C_2 تعیین می شود و از رابطه $1/2\pi AR_2C_2$ به دست می آید. فرکانس قطع پایین در هر دو ساختار یکسان است. شبهمقاومت R_1 ، از اتصال سری دو ترانزیستور PMOS به وجود آمده و زمانی که ولتاژ گیت-سورس در حدود صفر ولت باشد، مقدار مقاومت از مرتبه 10^{12} اهم خواهد بود. این مقدار مقاومت برای به دست آوردن فرکانس قطع پایین کمتر از یک هرتز با مقدار خازن کم مناسب است [۳۲].

این ساختار در تکنولوژی ۰/۱۳ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه ۰/۷ ولت شبیه سازی و ساخته شده است. بهره باند میانی مدار از ۴۸/۷ تا ۵۹/۶ دسیبل قابل تنظیم است. فرکانس قطع پایین مدار از ۷ تا ۸ هرتز و فرکانس قطع بالا از ۲۸۰ تا ۴۸۰ هرتز تغییر می کنند. توان مصرفی این تقویت کننده ۲۳۳ نانواتر گزارش شده است [۳۲].

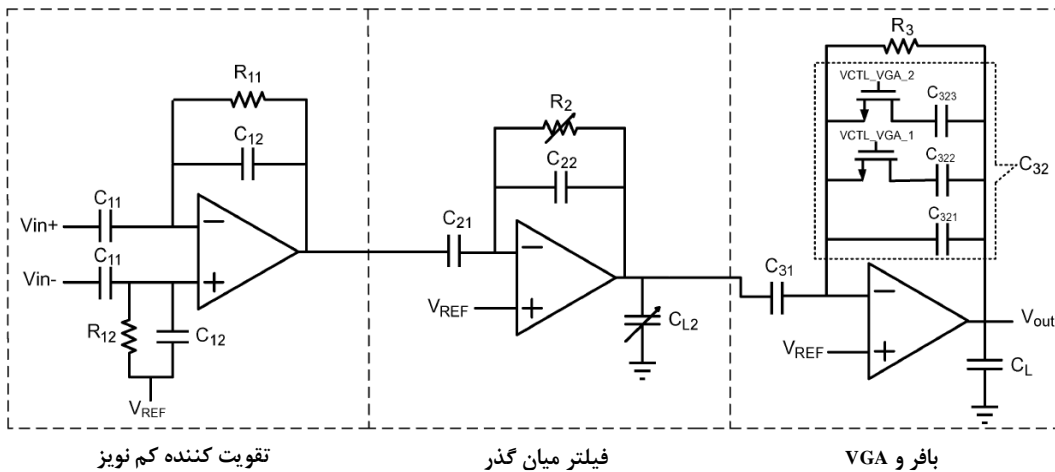
۴-۴ تقویت‌کننده‌های سه-طبقه سیگنال قلب

همان‌طور که قبلاً توضیح داده شد، برای تنظیم فرکانس قطع بالا در تقویت‌کننده‌های دو-طبقه، نیاز به یک خازن بزرگ در خروجی طبقه اول داریم. برای رفع این ایراد، تقویت‌کننده‌های سه-طبقه معرفی شدند که در آن‌ها یک طبقه میانی بین طبقه اول و آخر اضافه می‌شود. در تقویت‌کننده‌های سه-طبقه، فرکانس قطع بالا در طبقه اول تعیین نمی‌شود بلکه در طبقه میانی این کار انجام می‌شود. لازم به ذکر است که اضافه کردن طبقه دوم، علاوه بر حل مشکل خازن بزرگ مورد نیاز برای تنظیم فرکانس قطع بالا، سبب کاهش نویز ارجاع داده شده به ورودی نیز می‌شود [۱۱].

شکل ۴-۱۴ ساختار تقویت‌کننده سه-طبقه ارائه شده در [۱۱] را نشان می‌دهد. در این ساختار، اولین سؤال نحوه قرارگیری طبقات است. از آنجایی که نویز شبه‌مقاومت به صورت نویز حرارتی یک مقاومت با امپدانس برابر با شبه‌مقاومت فرض می‌شود، بنابراین نویز حرارتی حاصل از دو شبه‌مقاومت طبقه اول در خروجی طبقه اول به صورت $V_{nR,rms} \approx \sqrt{2kT/C_{12}}$ خواهد شد. پس نویز شبه‌مقاومت به امپدانس آن وابسته نیست. برای کاهش نویز شبه‌مقاومت در خروجی دو راه حل وجود دارد؛ اول افزایش خازن C_{12} و دوم فیلتر کردن نویز. افزایش خازن C_{12} در بهره باند میانی ثابت باعث افزایش خازن C_{11} و در نتیجه افزایش سطح سیلیکون اشغالی و کاهش امپدانس ورودی تقویت‌کننده می‌شود. در ساختارهایی که فرکانس قطع پایین سیستم در طبقه اول ساخته می‌شود، فرکانس قطع پایین طبقات بعدی به ناچار باید بسیار کوچکتر از فرکانس قطع سیستم باشد. تحت این شرایط نویز شبه‌مقاومت‌های طبقه اول تقریباً بدون هیچ‌گونه فیلتر شدن به خروجی تقویت‌کننده منتقل می‌شود. بنابراین می‌توان نتیجه گرفت که برای کاهش نویز شبه‌مقاومت طبقه اول، بهتر است که فرکانس قطع پایین در طبقات بالاتر پیاده‌سازی شود. هم‌چنین به علت سوینگ بالای ولتاژ در طبقه سوم و رفتار غیرخطی شبه‌مقاومت قابل تنظیم، پیاده‌سازی آن در طبقه سوم نیز توصیه نمی‌شود. بنابراین با توجه به مصالحه بین نویز و خطی بودن سیستم، بهترین مکان برای پیاده‌سازی فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده، طبقه دوم است.

این ساختار در تکنولوژی ۰/۱۸ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه ۱/۸ ولت شبیه سازی شده است. بهره باند میانی مدار از ۵۲/۵ تا ۵۷/۵ دسیبل قابل تنظیم است. فرکانس قطع پایین مدار در دو حالت ۴ و ۳۰۰ هرتز پیاده سازی شده و قابل تنظیم است. فرکانس قطع بالای مدار نیز قابل تنظیم بوده و مقدار آن ۱۰ کیلوهرتز است. توان مصرفی و نویز موثر ارجاع داده شده به ورودی این تقویت کننده به ترتیب، ۲۰/۸ میکرووات و ۲/۶ میکروولت گزارش شده است [۱۱].

ساختار سه-طبقه دیگری در [۳۳] ارائه شده است. این ساختار، مدار آنالوگ ابتدایی تک-کاناله بوده که در سنجش سیگنال های پزشکی، مورد استفاده قرار می گیرد. شکل ۴-۱۵ این تقویت کننده را نشان می دهد. این ساختار از یک تقویت کننده ابزار دقیق (INA)، فیلتر پایین گذر، تقویت کننده با بهره متغیر (VGA) و مبدل آنالوگ به دیجیتال SAR تشکیل می شود. در این ساختار بهره کلی توسط دو تقویت کننده تأمین می شود (VGA و INA).

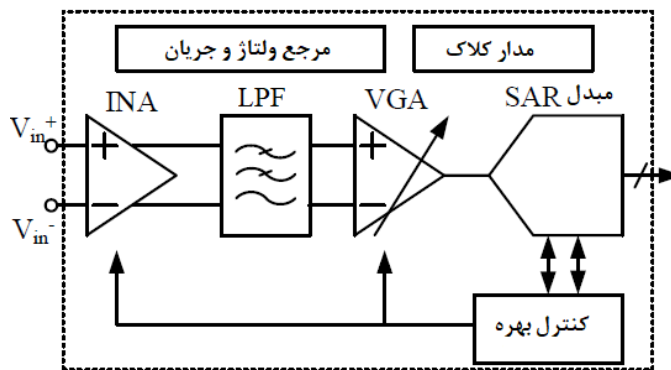


تقویت کننده کم نویز

فیلتر میان گذر

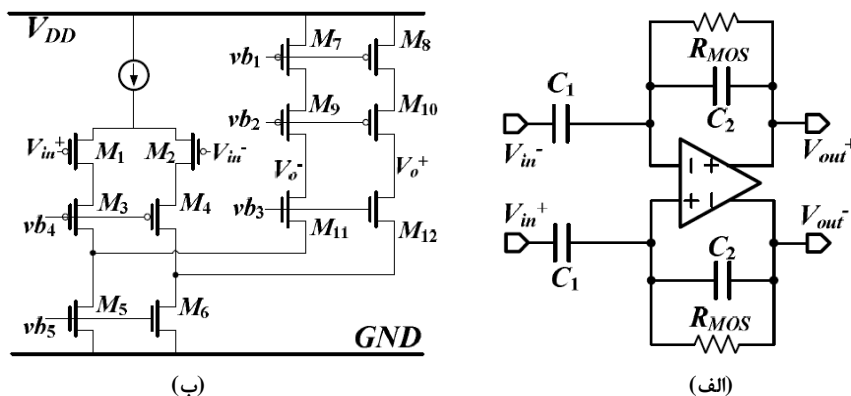
بافر و VGA

شکل ۴-۱۴: تقویت کننده سه-طبقه ارائه شده در [۱۱]

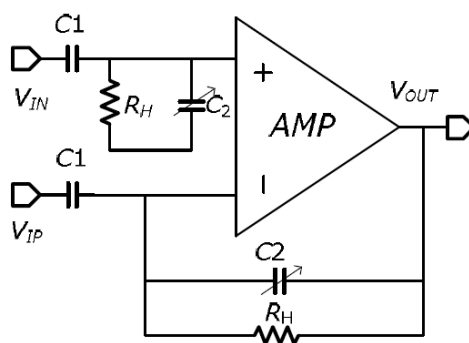


شکل ۴-۱۵ : سیستم ارائه شده در [۳۳]

INA ارائه شده در این ساختار در شکل ۴-۱۶ (الف) نمایش داده شده است که تقویت کننده‌ای کم نویز است. این مدار جهت حذف تداخلات حالت-مشترک باید CMRR بالایی داشته باشد. فیلتر بالاگذر به کار رفته در این مدار جهت حذف آفست dc بوده که شامل خازن‌های داخل تراشه و شبه‌مقاومت‌های MOS است. فرکانس قطع پایین این مدار توسط ولتاژ گیت این شبه‌مقاومت‌ها قابل تنظیم است. فرکانس قطع بالای این مدار توسط پهنای باند آپامپ تعیین می‌شود. این آپامپ در شکل ۴-۱۶ (ب) توسط آینه جریان کسکود^۱ پیاده‌سازی می‌شود. استفاده از این آپامپ باعث شده که نویز ارجاع داده شده به ورودی کم و CMRR بالایی داشته باشیم. استفاده از آپامپ کسکود تاشده در مقایسه با آپامپ تلسکوپی بهره DC کمتر ولی توان مصرفی بیشتری دارد. با این وجود، جهت طراحی ولتاژ پایین برای سوئیچینگ خروجی و محدوده حالت-مشترک ورودی وسیع‌تر، انتخاب مناسب‌تری است. ساختار VGA به کار رفته در شکل ۴-۱۷ نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۶: (الف) INA ارائه شده در [۳۳]؛ (ب) نقشه مداری آپامپ

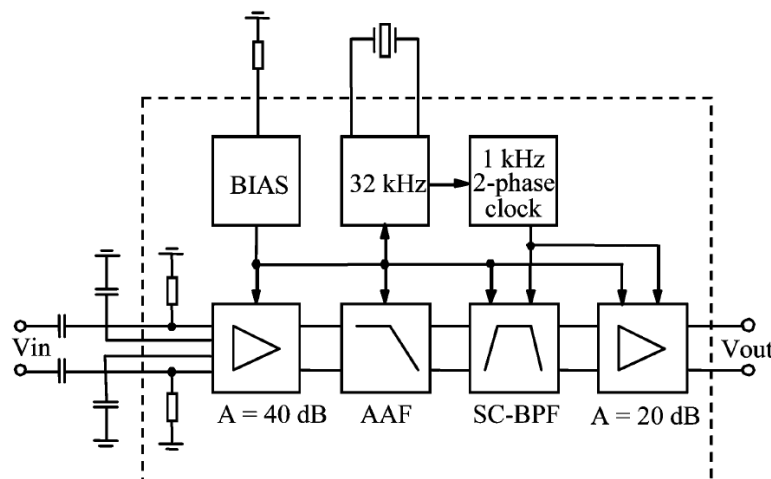


شکل ۴-۱۷: VGA ارائه شده در [۳۳]

¹ Folded cascoded current-mirror

این ساختار در تکنولوژی ۰/۱۸ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه ۱/۸ ولت شبیه‌سازی شده است. بهره باند میانی مدار از ۳۲ تا ۵۸ دسیبل قابل تنظیم است. فرکانس قطع پایین و بالای مدار به ترتیب یک هرتز و ۴۶ کیلوهرتز است. توان مصرفی و نویز موثر ارجاع داده شده به ورودی این تقویت‌کننده به ترتیب، ۱/۵۴ میکرووات و ۲۷ میکروولت گزارش شده است [۳۳].

یکی دیگر از ساختارهای سه-طبقه جهت تقویت سیگنال قلب در [۳] معرفی شده است. این ساختار جهت آشکارسازی موج QRS ارائه شده است. بازه فرکانسی موج QRS بین ۱۰ تا ۱۵ هرتز است. این مدار تمام تفاضلی بوده و از پیش تقویت‌کننده، فیلتر میان‌گذر SO-SC^۱ و تقویت‌کننده SO-SC تشکیل می‌شود. نمودار بلوکی این ساختار در شکل ۴-۱۸ نشان داده شده است.



شکل ۴-۱۸: نمودار بلوکی معرفی شده در [۳]

پیش تقویت‌کننده ارائه شده در شکل ۴-۱۸، یک ساختار شبه‌تفاضلی^۲ بوده که در شکل ۴-۱۹ (الف) نشان داده شده است. این ساختار از دو تقویت‌کننده تک‌سر که به صورت موازی با هم قرار گرفته‌اند، تشکیل می‌شود. سیگنال دریافتی از الکترودها به صورت تزویج ac به ورودی مثبت تقویت‌کننده‌های تک‌سر اعمال می‌شود، سپس ولتاژ آفست dc از سیگنال اصلی توسط یک فیلتر بالاگذر، که شامل مقاومت‌های مجتمع^۳ مگا اهم و خازن‌های ۱۰۰ نانوفاراد که به صورت خارج از تراشه^۳

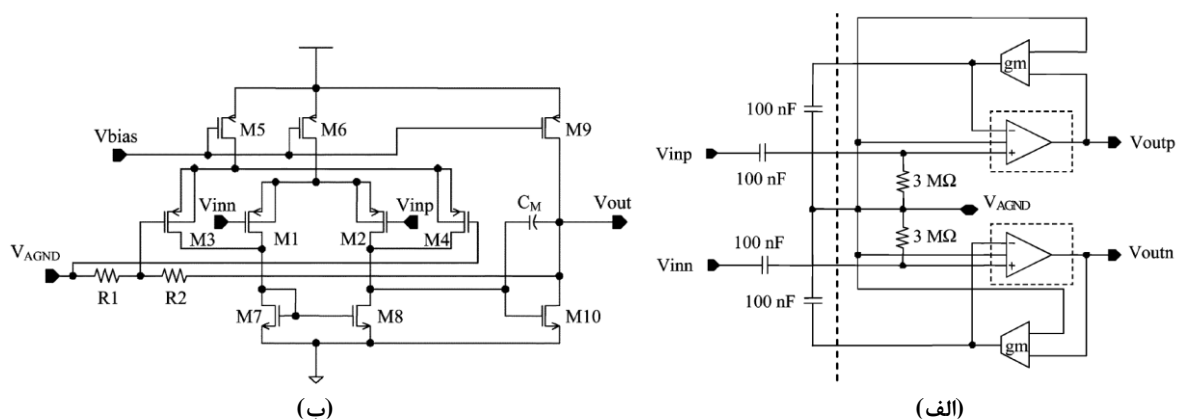
^۱ Switched Opamp – Switched Capacitor

^۲ Pseudo-differential

^۳ Off-chip

پیاده سازی شده اند، حذف می شود. تقویت کننده تک سر ارائه شده، یک آپامپ با جبران سازی میلر است. جهت کاهش نویز فلیکر از ترانزیستورهای PMOS به عنوان ترانزیستورهای ورودی استفاده می شود. لازم به ذکر است که ابعاد این ترانزیستورها بزرگ انتخاب می شوند. این تقویت کننده در شکل ۴-۱۹ (ب) نشان داده شده است. دو خازن خارج از تراشه ۱۰۰ نانوفارادی به همراه بلوک های g_m به عنوان جبران ساز آفست به کار برده می شوند. بلوک g_m توسط آینه جریان ساده پیاده سازی می شود.

این ساختار در تکنولوژی ۰/۳۵ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه یک تا ۱/۸ ولت شبیه سازی شده است. بهره مدار ۵۹ دسیبل و پهنای باند آن از ۸ تا ۳۰ هرتز گزارش شده است. جریان مصرفی برای این تقویت کننده، ۳ میکروآمپر است. از عیب های این ساختار می توان به توان مصرفی بالای آن همچنین استفاده از خازن های خارج از تراشه اشاره کرد.

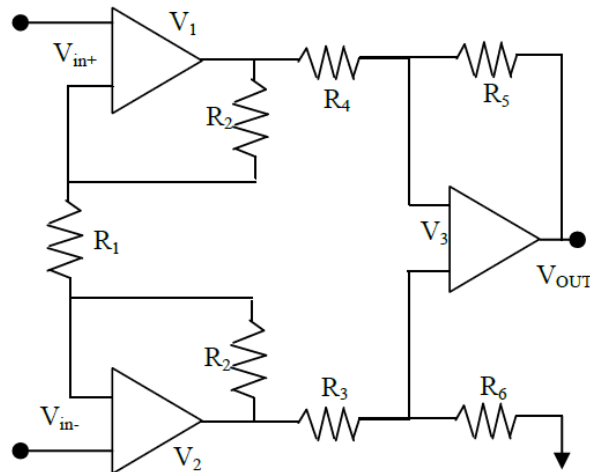


شکل ۴-۱۹: (الف) پیش تقویت کننده شبه تفاضلی (ب) آپامپ با جبران سازی میلر [۳]

۴-۵ تقویت کننده ابزار دقیق با سه آپامپ

ساختار تقویت کننده ابزار دقیق با سه آپامپ، در ورودی به صورت تفاضلی است و در خروجی تک سر می شود. امپدانس ورودی این تقویت کننده بالا است، زیرا دو آپامپ طبقه اول به صورت بافر قرار دارند، که مقاومت ورودی بزرگی را تأمین می کند. در واقع سیگنال ورودی به گیت ترانزیستورهای ورودی آپامپ وارد می شود که امپدانس ورودی بسیار بزرگی را ایجاد می کند. ورودی این ساختار به صورت تفاضلی است و بهره بالایی دارد، در نتیجه می تواند سیگنال حالت-مشترک را حذف کند.

همان طور که قبلا نیز اشاره شد، تقویت کننده سیگنال قلب امپدانس ورودی بالایی نیاز دارد لذا این ساختار در بسیاری از تقویت کننده های سیگنال قلب [۱۲، ۲۷، ۳۴-۳۷] به کار می رود. ساختار تقویت کننده ابزار دقیق مرسوم در شکل ۴-۲۰ نشان داده شده است [۳۴].



شکل ۴-۲۰ ساختار اصلی تقویت کننده ابزار دقیق مرسوم [۳۴]

بهره این تقویت کننده از رابطه (۴-۸) به دست می آید که در آن A_1 بهره طبقه اول و A_2 بهره طبقه دوم است. همان طور که مشخص است، بهره این تقویت کننده از تقسیم مقاومتی به دست می آید و مقدار آن با تغییر مقاومت R_1 قابل تنظیم است. باید اشاره کرد که بهره این تقویت کننده، به مقدار زیادی به تطابق میان مقاومتها وابسته است. به دلیل عدم تطابق مقاومتها CMRR پایین است.

$$A = A_1 \cdot A_2 = \left(1 + 2 \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_5}{R_4}\right) \quad (۴-۸)$$

اندازه مقاومتها برای رسیدن به بهره مطلوب، بزرگ خواهند بود. در نتیجه نویز مدار بسیار بالا و سطح اشغال شده بر روی تراشه توسط مقاومتها زیاد است. در این ساختار به دلیل این که آپامپها باید مقاومتها را جریان دهی کنند، در نتیجه توان مصرفی این ساختار بالا است. بنابراین این ساختار برای کاربردهای الکتروکاردیوگرام سیار مناسب نیست. همچنین در این ساختار به دلیل عدم تطابق بین مقاومتها، مقدار CMRR کاهش می یابد و باید اشاره کرد که این ساختار آفست DC را نیز حذف نمی کند [۳۸].

در ساختار تقویت کننده ابزار دقیق، بدون این که هیچ مدار جانبی برای تولید سیگنال حالت-مشترک به کار برده شود در گره میانی مقاومت R_1 ، این سیگنال به دست می آید. در نتیجه می توانیم با مدار تحریک پای راست^۱ سیگنال حالت-مشترک را حذف کنیم و به CMRR بالایی دست پیدا کنیم. مدار تحریک پای راست، سیگنال حالت-مشترک را حذف می کند و از اشباع تقویت کننده در اثر سیگنال های نامطلوب با دامنه بالا جلوگیری می کند. تقویت کننده با CMRR بالا توان مصرفی بسیار بالایی نیاز دارد. اما اگر مدار تحریک پای راست در تقویت کننده سیگنال قلب قرار بگیرد، خود تقویت کننده می تواند CMRR متوسطی داشته باشد، در نتیجه توان مصرفی تقویت کننده کاهش می یابد. در این صورت با استفاده از مدار تحریک پای راست CMRR بالایی خواهیم داشت [۱۳].

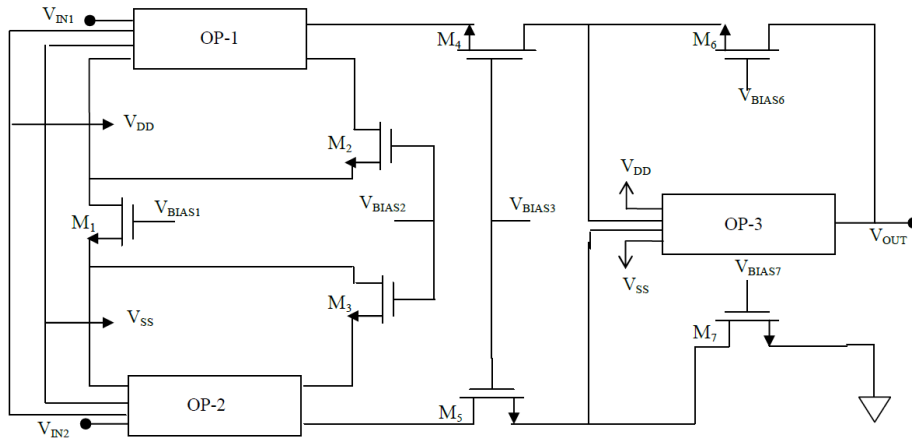
دو مشکل زیر استفاده از این ساختار را در کاربردهای کم توان و کم نویز محدود می کند. مشکل اول مربوط به استفاده از سه آپامپ در این مدار است که علاوه بر بالا بردن مصرف توان، مقدار نویز را نیز افزایش می دهد. مشکل دوم مربوط به استفاده از تعداد زیادی مقاومت است که باعث افزایش نویز و سطح اشغالی مدار می شود.

در شکل ۴-۲۰ اگر مقاومت ها را با ترانزیستورهای NMOS در ناحیه خطی^۲ پیاده سازی کنیم، باعث می شود که نویز و مساحت اشغالی کاهش یابد ولی توان مصرفی هم چنان بالا خواهد بود. مقدار این مقاومت ها با نسبت W/L ترانزیستورهای M_{1-7} متناسب است. این ساختار در شکل ۴-۲۱ نشان داده شده است [۳۴].

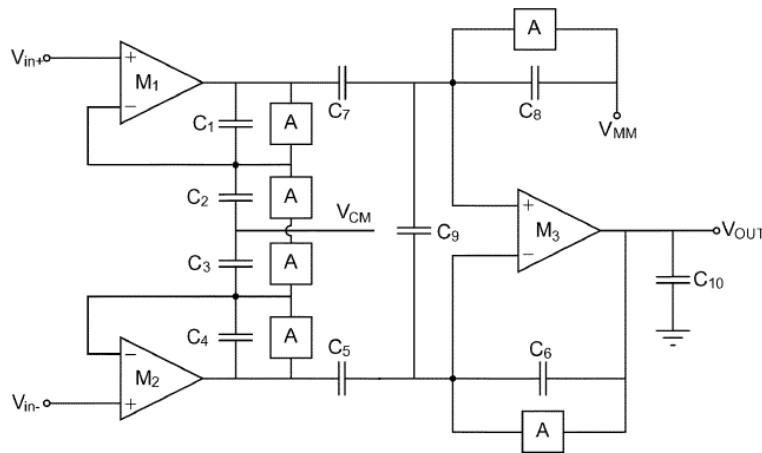
حال اگر در شکل ۴-۲۰، مقاومت های تقویت کننده ابزار دقیق را با خازن جایگزین کنیم، توان مصرفی و نویز مدار کاهش خواهد یافت. این روش در مقاله های [۱۳، ۱۴، ۳۸-۴۱] معرفی شده است. ساختار شکل ۴-۲۲، در [۱۳] ارائه شده است.

¹ Driven right leg

² Triode



شکل ۴-۲۱: ساختار تقویت کننده ابزار دقیق با ترانزیستور NMOS [۳۴]



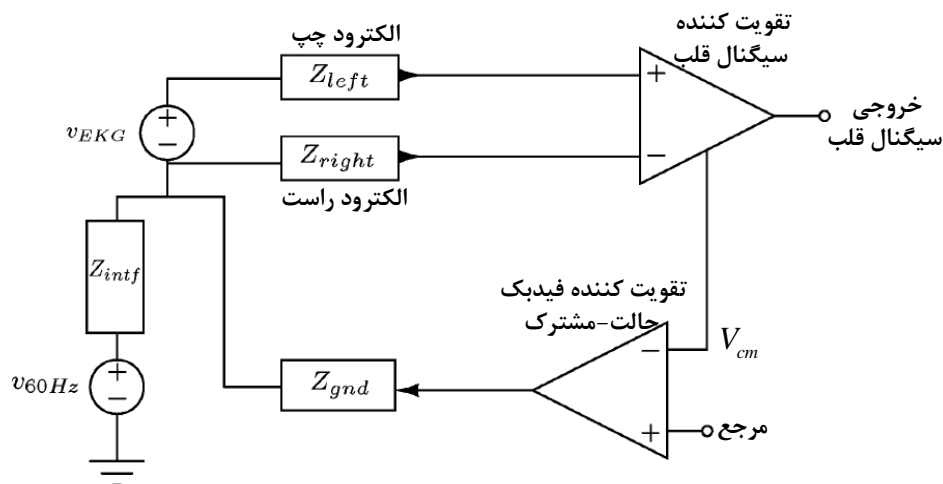
شکل ۴-۲۲: تقویت کننده ابزار دقیق جایگزین شده با خازن [۱۳]

خازن نسبت به مقاومت از تطبیق بهتری برخوردار است، در نتیجه CMRR بهتری نیز خواهد داشت. خازن‌های $C_{5,7}$ سیگنال آفست DC و سیگنال حالت-مشترک ورودی‌ها را حذف می‌کند و در خروجی مدار تأثیر نمی‌گذارد. ولتاژ حالت-مشترک در گره V_{cm} بدون هیچ مدار جانبی به دست می‌آید. بلوک‌های A شبه‌مقاومت هستند، که برای تنظیم نقاط DC در OTAها قرار داده شده است.

این ساختار نیز مشابه دو ساختار قبل، به دلیل این که سیگنال ورودی به گیت ترانزیستورهای ورودی OTA وارد می‌شود، امپدانس ورودی بسیار بزرگی را ایجاد می‌کند. همچنین در خروجی طبقه اول می‌توان ولتاژ حالت-مشترک^۱ را استخراج کرد. در تقویت کننده سیگنال قلب، جهت حذف ولتاژ

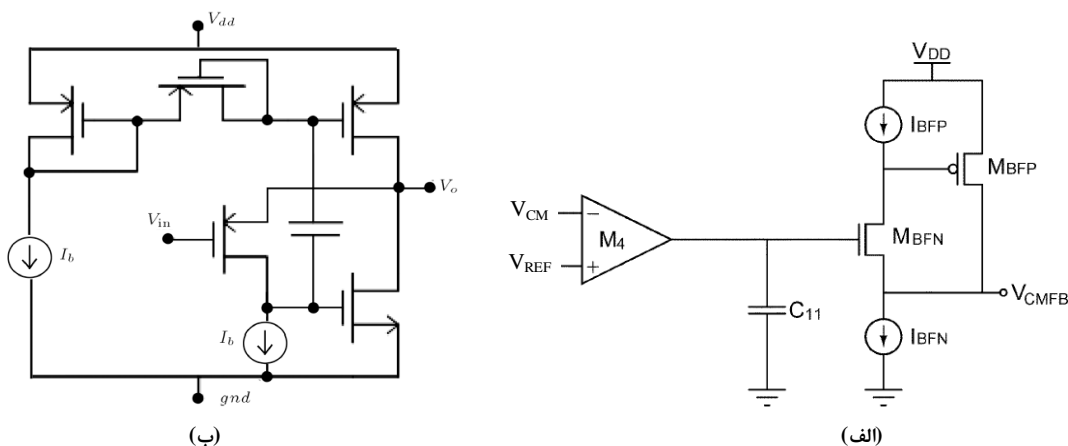
^۱ Common-mode Voltage

حالت-مشترک از مدار تحریک پای راست استفاده می‌شود. در مدار تحریک پای راست، روش فیدبک حالت-مشترک^۱ به کار می‌رود. این روش در شکل ۴-۲۳ ارائه شده است [۱۳].



شکل ۴-۲۳: روش فیدبک حالت-مشترک در ساختار کلی تقویت کننده سیگنال قلب [۱۳]

روش فیدبک حالت-مشترک از یک بافر و یک OTA تشکیل می‌شود. در [۱۳] از بافر کلاس A استفاده شده است که در شکل ۴-۲۴ (الف) نشان داده شده است. بافر کلاس A توان مصرفی بالایی دارد که باعث می‌شود توان مصرفی کل سیستم افزایش پیدا کند. جهت کاهش توان مصرفی از بافر کلاس AB استفاده می‌شود که در شکل ۴-۲۴ (ب) نمایش داده شده است [۱۴].



شکل ۴-۲۴: مدار تحریک پای راست (الف) بافر کلاس A [۱۳] (ب) بافر کلاس AB [۱۴]

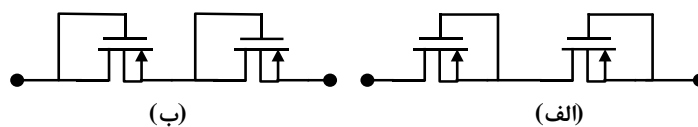
^۱ Common-mode feedback

طبقه اول بهره بزرگی تولید نمی کند بلکه بهره مدار توسط طبقه دوم ایجاد خواهد شد. بهره کلی مدار از رابطه (۹-۴) به دست می آید. با تغییر این نسبت می توان بهره را به طور دقیق تنظیم کرد. فرکانس قطع پایین را رابطه (۴-۱۰) مشخص می کند. بلوک A در شکل ۴-۲۲ را یک مقاومت با مقدار R در نظر می گیریم.

$$A_{diff} = A_{1st, stg} \cdot A_{2nd, stg} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right) \cdot \left(\frac{C_5}{C_6} \right) = \left(\frac{C_3 + C_4}{C_4} \right) \cdot \left(\frac{C_7}{C_6} \right) \quad (9-4)$$

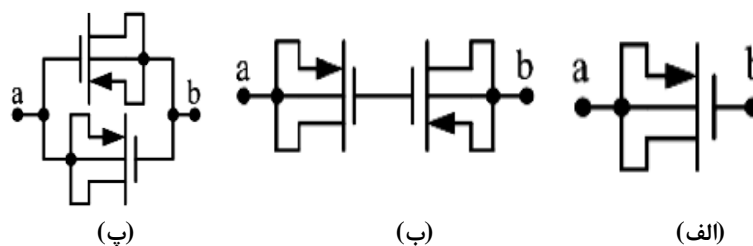
$$f_L = \frac{1}{2\pi C_6 R} \quad (10-4)$$

برای این که فرکانس قطع پایین تقویت کننده کمتر از یک هرتز شود، باید شبه مقاومت ها مقدار بزرگی داشته باشند تا خازن های خارج از تراشه نیاز نباشد. در شکل ۴-۲۵ ساختار بار دیودی خطی تر از ساختار اتصال کوتاه گیت-سورس است. اگر اختلاف ولتاژ دو سر شبه مقاومت ها در حد صفر ولت شود و ترانزیستورها در ناحیه زیرآستانه بایاس شده باشند، بیشینه مقدار برای شبه مقاومت ها به دست می آید [۸]. در شبه مقاومت شکل ۴-۲۵ (ب)، هنگامی که ولتاژ گیت-سورس منفی باشد، به صورت ترانزیستور PMOS اتصال-دیودی عمل می کند. با مثبت شدن ولتاژ گیت-سورس پیوند دوقطبی PNP پارازیتی سورس-بدنه-درین فعال شده و به صورت یک ترانزیستور دوقطبی اتصال-دیودی عمل می نماید.



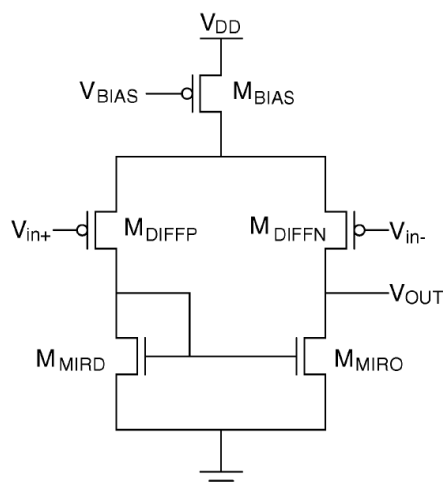
شکل ۴-۲۵: ساختارهای شبه مقاومت ارائه شده در [۸]

جایگزین کردن مقاومت با خازن باعث می شود که برای دستیابی به بهره مطلوب جهت تقویت سیگنال قلب، مقدار خازن های بزرگی نیاز داشته باشیم که خازن های بزرگ سطح زیادی را بر روی تراشه اشغال می کنند. در [۳۹] از خازن های MOS خطی شده (سری و موازی)، استفاده شده است. شکل ۴-۲۶ خازن های MOS خطی شده را نشان می دهد.



شکل ۴-۲۶: (الف) خازن MOS (ب) خازنهای MOS خطی شده سری (پ) خازنهای MOS خطی شده موازی [۳۹]

شکل ۴-۲۷ ساختار OTA به کار رفته در تقویت کننده ابزار دقیق را نشان می دهد. جهت کاهش توان مصرفی، ترانزیستورها در ناحیه زیرآستانه بایاس می شوند. جهت کاهش نویز فلیکر ترانزیستورهای ورودی PMOS انتخاب می شوند و ابعاد این ترانزیستورها را بزرگ می کنیم تا نویز کاهش یابد [۱۳].



شکل ۴-۲۷: ساختار ارائه شده در [۱۳]

ساختار ارائه شده در [۱۳] در تکنولوژی ۰/۵ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه ۱/۸ ولت ساخته شده است. بهره مدار ۴۵/۳ دسیبل و پهنای باند آن ۲۹۰ هرتز گزارش شده است. توان مصرفی و نویز موثر ارجاع داده شده به ورودی به ترتیب، ۲/۷۶ میکرووات و ۸/۱ میکروولت گزارش شده است.

ساختار ارائه شده در [۳۹] در تکنولوژی ۰/۱۸ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه یک ولت شبیه سازی شده است. بهره مدار قابل تنظیم بوده و بین ۴۳ تا ۴۸ دسیبل تغییر می کند. پهنای باند مدار بین ۰/۳ تا ۱۵۰ هرتز است. توان مصرفی و نویز موثر ارجاع داده شده به ورودی به ترتیب، ۷۲ نانوات و ۸/۲ میکروولت گزارش شده است.

جهت کاهش نویز فلیکر می توان از روش های صفر خودکار و مدولاسیون چاپر استفاده کرد.

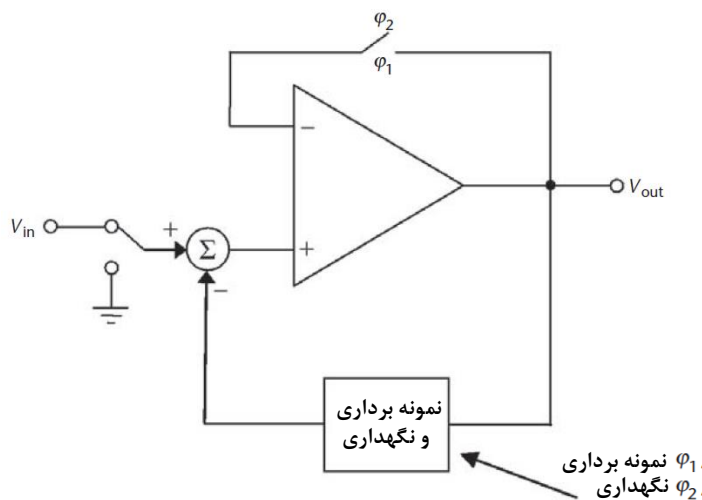
۴-۶ تقویت کننده سیگنال قلب با روش صفر خودکار^۱

روش صفر خودکار یک روش نمونه برداری زمان-گسسته از سیگنال ورودی است. شکل ۴-۲۸ عملکرد کلی این روش را نشان می دهد. در فاز نمونه برداری^۲، تقویت کننده به صورت بافر ولتاژ واحد عمل کرده و از ورودی نمونه برداری می کند. در فاز نگهداری^۳، نویز و آفست نمونه برداری شده از ورودی کم می شود [۲۹]. تقویت کننده های مختلفی از روش صفر خودکار استفاده می کنند که می توان آن ها را به سه دسته کلی زیر تقسیم کرد [۴۲].

- ذخیره سازی آفست خروجی یا حذف آفست حلقه-باز
- ذخیره سازی آفست ورودی یا حذف آفست حلقه-بسته
- حذف آفست حلقه-بسته با استفاده از تقویت کننده کمکی

مهم ترین مشکل روش صفر خودکار تا شدگی^۴ نویز سفید به باند پایه^۵ بوده که موجب افزایش سطح

نویز مدار می گردد [۲۹].



شکل ۴-۲۸: تقویت کننده سیگنال قلب با روش صفر خودکار [۲۹]

¹ Auto zeroing Technique

² Sampling

³ Holding

⁴ Folded back

⁵ Baseband

۴-۷ تقویت کننده سیگنال قلب با استفاده از روش چاپر^۱

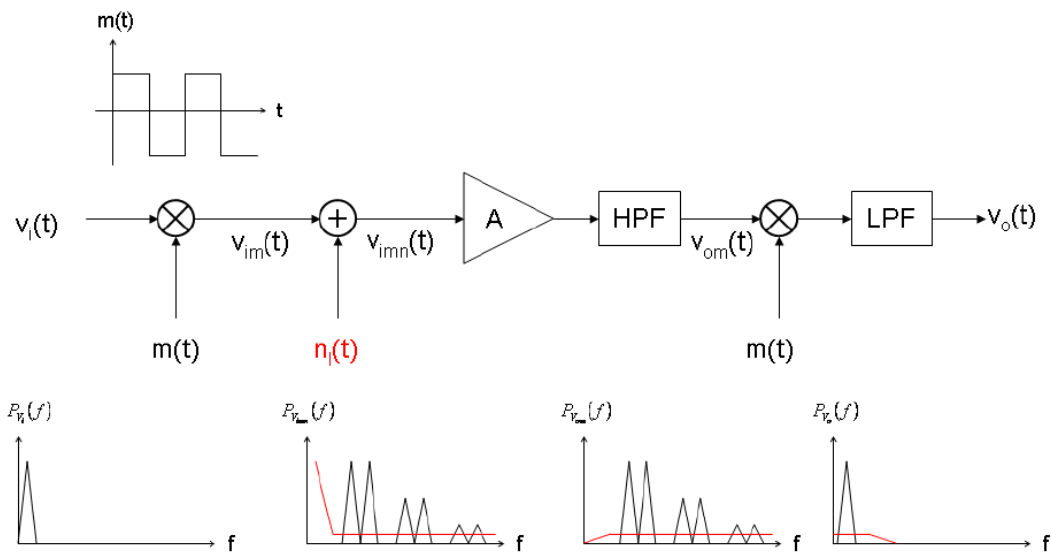
برخلاف روش صفر خودکار، روش چاپر یک مدولاسیون زمان-پیوسته است که مشکل تاشدگی نویز را ندارد. تقویت کننده‌های چاپر توانایی حذف نویزهای فرکانس پایین مانند نویز فلیکر و ولتاژ آفست DC را دارند. بنابراین می‌توان از آن‌ها برای تقویت سیگنال‌هایی که دارای محتوای فرکانسی پایینی بوده و تأثیر نویز فلیکر بر آن‌ها بیش از نویز حرارتی است، استفاده نمود. معمولاً تقویت کننده چاپر برای کاربرد سیگنال مغز استفاده می‌شود، زیرا دامنه این سیگنال کمتر از سیگنال قلب است و مسأله نویز خیلی مهم‌تر است.

در این روش، سیگنال اصلی به باند فرکانسی بالاتری منتقل شده و عمل تقویت در آن باند فرکانسی انجام می‌شود که نویز فلیکر و آفست تقویت کننده وجود ندارد. شکل ۴-۲۹ نمودار بلوکی روش چاپر را نشان می‌دهد [۴۳].

ابتدا سیگنال ورودی به باند فرکانسی بالاتری مدوله شده، سپس توسط تقویت کننده‌ای تقویت می‌شود که مقداری نویز ذاتی از تقویت کننده به سیگنال منتقل شده است. باید توجه داشت که نویز ذاتی تقویت کننده همراه با سیگنال مدوله نمی‌شود. سپس سیگنال تقویت شده از یک فیلتر بالاگذر عبور داده می‌شود تا نویزهای فرکانس پایین آن حذف شود. سپس سیگنال، دمدوله شده و از یک فیلتر پایین‌گذر عبور داده می‌شود تا به باند پایه بازگردد. در این صورت می‌توان نویز را از سیگنال اصلی تفکیک کرد [۴۳].

از مهم‌ترین مزیت‌های این روش، می‌توان به کاهش نویز فلیکر و حذف تأثیر عدم تطابق المان‌های مدار که موجب کاهش بهره حالت-مشترک می‌شود، اشاره کرد [۴۴].

¹ Chopper Technique



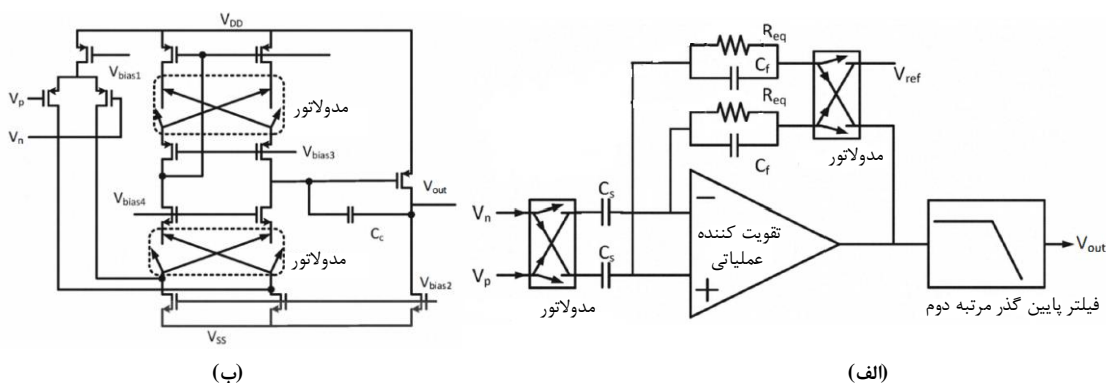
شکل ۴-۲۹: نمودار بلوکی روش چاپر [۴۳]

نویز کلاک و نویز سویچ‌های چاپر دو عیب بزرگ مدارات چاپر هستند که لازم است در طراحی در نظر گرفته شوند [۴۳]. هم‌چنین به دلیل این که تقویت کننده باید پهنای باند بیشتری از فرکانس چاپینگ داشته باشد، توان مصرفی بالایی نیاز دارد. تقویت کننده چاپر نیاز به فیلتر هم دارد، که باز هم توان مصرفی را افزایش می‌دهد. توان مصرفی بالا از دیگر عیب‌های این روش است [۴۵].

ساختارهای مختلفی از روش چاپر استفاده کرده‌اند که در [۴، ۱۵، ۴۴-۴۶] ارائه شده است. ساختار [۱۵] را مورد بررسی قرار می‌دهیم که در شکل ۴-۳۰ (الف) نشان داده شده است. در این ساختار، روش چاپر هم در مسیر سیگنال و هم در مسیر فیدبک وجود دارند. مدولاسیون چاپر در مسیر سیگنال، سیگنال قلب را تا فرکانس چاپر مدوله کرده و مدولاسیون چاپر در مسیر فیدبک، فیدبک منفی را برای تقویت کننده تضمین می‌کند. OTA این ساختار توسط تقویت کننده کسکود تاشده دو طبقه به همراه دو مدولاتور پیاده‌سازی شده که در شکل ۴-۳۰ (ب) نشان داده شده است.

در این ساختار بهره باند میانی مطابق رابطه (۴-۱۱) از نسبت خازن ورودی به خازن فیدبک به دست می‌آید. هم‌چنین فرکانس قطع پایین به خازن C_f و مقاومت R_{eq} بستگی دارد که مقاومت R_{eq} توسط شبه‌مقاومت پیاده‌سازی شده است.

$$A = \frac{C_s}{C_f} \quad (۱۱-۴)$$



شکل ۴-۳۰: (الف) تقویت کننده با روش مدولاسیون چا پر (ب) OTA کسکود تاشده دو طبقه [۱۵]

با توجه به شکل ۴-۳۰ (ب) اولین مدولاسیون چا پر در درین منبع جریان NMOS قرار گرفته که وظیفه آن دمدوله کردن سیگنال قلب به باند پایه هم چنین مدوله کردن نویز فرکانس پایین و آفست ترانزیستورهای ورودی و منبع جریان تا فرکانس چا پر است. دیگر مدولاسیون چا پر در درین ترانزیستورهای بار فعال قرار دارد که عملکرد آن مدوله کردن نویز فرکانس پایین و آفست ترانزیستورهای بار فعال تا فرکانس چا پر است. سپس نویزهای مدوله شده توسط فیلتر پایین گذر طبقه بعد فیلتر می شود. به دلیل مسیر خازنی دیده شده از ورودی تا ولتاژ مرجع \$(V_{ref})\$، امپدانس ورودی به طور قابل توجهی کاهش می یابد. در نتیجه استفاده از این مدار در کاربرد مورد نظر که امپدانس ورودی الکترودها بالا بوده و نیاز به تقویت کننده با امپدانس ورودی بسیار بالا است، محدود می کند.

این ساختار در تکنولوژی ۰/۱۳ میکرومتر CMOS با منبع تغذیه ۱/۲ ولت طراحی و شبیه سازی شده است. بهره مدار ۴۰ دسیبل و پهنای باند آن بین ۰/۰۸۵ تا ۲۳۴/۵ هرتز تغییر می کند. توان مصرفی و نویز موثر ارجاع داده شده به ورودی به ترتیب، ۶/۳۷ میکرووات و ۱/۰۸ میکروولت گزارش شده است [۱۵].

۴-۸ نتیجه گیری

در این فصل ساختارهای مختلفی جهت تقویت سیگنال قلب معرفی شدند. ابتدا ساختار تک-طبقه بررسی شد که در این ساختار جهت دسترسی به بهره بالا و مطلوب نیاز به خازنهای بزرگی داریم که باعث می شود سطح زیادی را بر روی تراشه اشغال کنند. لذا ساختار دو-طبقه معرفی شد که در این ساختار، بهره مورد نظر در دو طبقه به دست می آید. در ساختار دو-طبقه، طبقه اول یک فیلتر میان گذر بوده و در طبقه دوم معمولاً بهره تنظیم می شود. به دلیل این که فرکانس قطع بالا در طبقه اول تعیین می شود، یک خازن بار بزرگ در خروجی طبقه اول به وجود می آید که مطلوب نیست. بنابراین ساختار سه-طبقه ارائه شد که در این روش، یک طبقه بین طبقه اول و دوم قرار داده می شود. طبقه اول تقویت کننده ای کم نویز است، طبقه دوم یک فیلتر میان گذر بوده و پهنای باند مدار را تعیین می کند و در طبقه سوم نیز بهره مدار تنظیم می شود. در این ساختارها به دلیل این که سیگنال ورودی به تزویج خازنی وارد می شود امپدانس ورودی بالایی نخواهند داشت، درحالی که تقویت کننده سیگنال قلب نیاز به امپدانس ورودی بالایی دارد. بنابراین ساختار تقویت کننده ابزار دقیق معرفی شد که ورودی سیگنال به گیت ترانزیستورهای ورودی اعمال می شود. ساختارهای مختلفی نیز در این رابطه ارائه شده است. جهت کاهش نویز، سطح اشغالی و همچنین توان مصرفی، تقویت کننده ابزار دقیقی معرفی شده که در آن مقاومت با خازن جایگزین می شود. در این ساختار، بهره از نسبت خازن ها به دست می آید. برای رسیدن به بهره مطلوب نیاز به خازنهای بزرگی داریم که باعث افزایش سطح اشغالی می شود. تقویت کننده چاپر ساختار دیگری جهت تقویت سیگنال قلب است که نویز فرکانس پایین را کاهش می دهد ولی چون تقویت کننده باید پهنای باندی بیشتر از فرکانس چاپینگ داشته باشد، توان مصرفی بالایی نیاز دارد. همچنین نویز کلاک و نویز سوئیچ های چاپر از معایب مدارات چاپر هستند.

جدول ۴-۱ مروری بر کارهای انجام شده در گذشته و مقایسه آنها از نظر پارامترهای مختلف

عملکردی را نشان می دهد.

جدول ۴-۱. مروری بر کارهای انجام شده

NEF	تکنولوژی (CMOS)	منبع تغذیه (V)	پهنای باند (Hz)	بهره (dB)	نویز (μV_{rms})	توان مصرفی (W)	
N/A	3 μm	1.5	10-42k	39.5	N/A	834 μ	[6] EMBS'02
3.8	1.5 μm	2.5	7.5k	40	2.1	80 μ	[7] JSSC'03
3.54	0.18 μm	1.8	1.2-360	54.2-72.3	2.2	1.26 μ	[8] EMBS'12
1.96 2.01 2.25	0.35 μm	2.5	0.05-100 0.5-1k 0.1-10k	40.7	2.8	82.5n 870n 10.75 μ	[9] TBCAS'14
3.26	0.35 μm	1	Lf: 4.5m~3.6 Hf: 31~292	45.6-60	2.5	445n-895n	[10] JSSC'09
2.67	0.5 μm	2.8	45-5.32k	40.85	3.06	7.56 μ	[31] TBCAS'09
N/A	0.13 μm	0.7	Lf: 7~8 Hf: 280~480	48.7-59.6	N/A	233n	[32] JSTS'10
3.38	0.18 μm	1.8	4/300-10k	52.5-57.5	2.6	20.8 μ	[11] JESTCAS'11
N/A	0.18 μm	1.8	1-46k	32-58	27	1.54 μ	[33] MWSCAS'12
N/A	0.18 μm	N.A	N.A	79.16	9.65	409.14 μ	[36] NGCT'16
N/A	0.5 μm	N.A	5.8k	45	0.022	280 μ	[34] ICETECT'11
N/A	0.5 μm	1.8	290	45.3	8.1	2.76 μ	[13] TBCAS'09
N/A	0.18 μm	1	0.3-150	43-48	8.2	72n	[39] Scientia Iranica'16
N/A	0.13 μm	1.2	0.085-234.5	40	1.08	6.37 μ	[15] ASICON'11

فصل پنجم

طراحی تقویت کننده پیشنهادی سیگنال قلب

با توان مصرفی و نویز کم

۵-۱ مقدمه

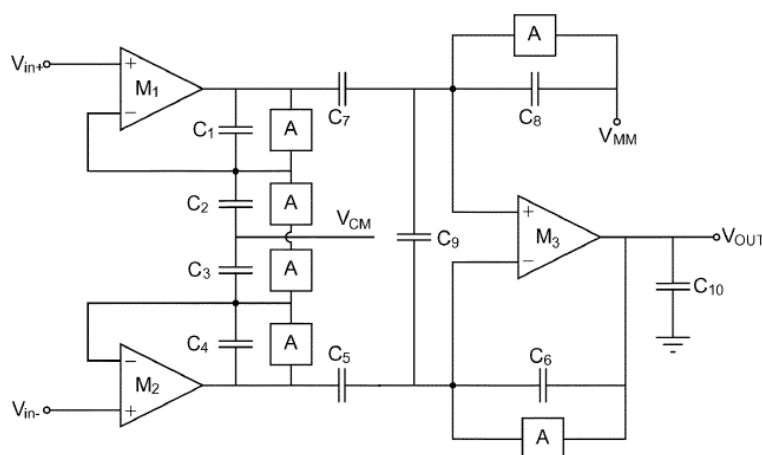
در فصل گذشته انواع ساختارهای تقویت‌کننده سیگنال قلب بررسی گردید. هر کدام از این ساختارها روش مختلفی جهت کاهش توان مصرفی، نویز و سطح اشغالی بر روی تراشه ارائه دادند که نقاط ضعف و قوت هر کدام از آنها بررسی شد. در این فصل، ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق با خازن که در [۱۳] ارائه شده است، به عنوان ساختار پایه برای تقویت‌کننده سیگنال قلب انتخاب می‌شود. امیدانس ورودی بالا، نویز و توان مصرفی کم، از جمله مزایای این ساختار است. در این ساختار با استفاده از مدار تحریک پای راست CMRR بالایی خواهیم داشت [۱۴].

با توجه به این که سیگنال قلب از کدام قسمت بدن دریافت شود و یا این که از چه الکترودی استفاده شده باشد، ممکن است دامنه سیگنال قلب تغییر کند لذا تقویت‌کننده باید دارای بهره متغیر و قابل تنظیم باشد. همچنین این تقویت‌کننده باید قابلیت تنظیم فرکانس‌های قطع پایین و بالا را نیز داشته باشد. در این فصل، ساختاری پیشنهاد خواهد شد که قابلیت تنظیم بهره، تنظیم فرکانس‌های قطع پایین و بالا را داشته باشد. همچنین توان مصرفی و نویز کمی داشته و از لحاظ سطح اشغالی بر روی تراشه نسبت به ساختارهای قبل بهتر باشد. در پایان، ساختاری جهت آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب ارائه خواهد شد. تقویت‌کننده مورد نظر در تکنولوژی TSMC 0.18 μ m CMOS و در ولتاژ تغذیه یک ولت توسط نرم‌افزار Cadence شبیه‌سازی شده است. در این طراحی تنها از ترانزیستورهای ۱/۸ ولت استفاده خواهد شد در حالی که در تکنولوژی TSMC 0.18 μ m CMOS ترانزیستورهای ۳/۳ ولت نیز وجود دارد.

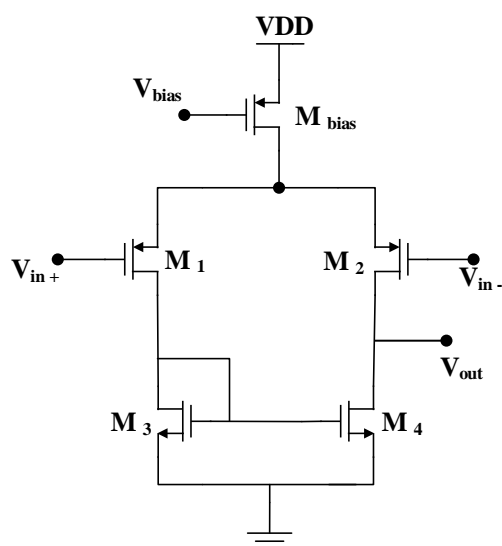
۵-۲ تقویت‌کننده انتخابی سیگنال قلب

همان‌طور که در فصل قبل بیان شد، در ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق مرسوم اگر به جای مقاومت از خازن استفاده شود، نویز و توان مصرفی آن کاهش می‌یابد. حال اگر اندازه ترانزیستورهای ورودی را

بزرگ انتخاب کنیم و آن‌ها را در ناحیه زیرآستانه بایاس کنیم، به توان مصرفی کمتری نیز دست خواهیم یافت. با توجه به محدوده فرکانسی سیگنال قلب، فرکانس قطع پایین تقویت‌کننده باید در حدود 0.3 هرتز و فرکانس قطع بالای مدار باید در حدود 150 هرتز باشد [۱۴]. با توجه به کم بودن فرکانس قطع پایین، تقویت‌کننده باید بتواند آفست DC و ولتاژ حالت-مشترک را حذف کند. بنابراین برای رسیدن به بهره مطلوب و پهنای باند مورد نظر مقدار خازن‌های تقویت‌کننده بسیار بزرگ خواهند بود که سطح بزرگی را بر روی تراشه اشغال می‌کند. شکل ۵-۱ تقویت‌کننده انتخاب شده جهت تقویت سیگنال قلب را نشان می‌دهد. این تقویت‌کننده از سه OTA تشکیل شده که در شکل ۵-۲ نشان داده شده است.



شکل ۵-۱: تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی [۱۳].



شکل ۵-۲: ساختار OTA در تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی [۱۳].

در ساختار شکل ۵-۱، طبقه اول به عنوان بافر عمل کرده و بهره کوچکی را ایجاد می‌کند. بهره تقویت‌کننده در طبقه دوم تأمین می‌شود. تابع تبدیل تقویت‌کننده از رابطه (۵-۱) به دست می‌آید. بهره کلی مدار از رابطه (۵-۲) و فرکانس قطع پایین و فرکانس قطع بالای این تقویت‌کننده از روابط (۵-۳) و (۵-۴) به دست می‌آید [۱۳]. بلوک‌های A در شکل ۵-۱ شبه‌مقاومت هستند که مقدار آن‌ها را R در نظر می‌گیریم.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2 + RC_1S + RC_2S}{1 + RC_1S} \times \frac{2RC_5S}{1 + RC_6S} \quad (۵-۱)$$

$$A_{diff} = A_{1st, stg} \cdot A_{2nd, stg} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right) \cdot \left(\frac{C_5}{C_6} \right) = \left(\frac{C_3 + C_4}{C_4} \right) \cdot \left(\frac{C_7}{C_6} \right) \quad (۵-۲)$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_6 R} \quad (۵-۳)$$

$$f_H = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{10} A_{m3}} \quad (۵-۴)$$

در طراحی تقویت‌کننده انتخاب شده، مقادیر خازن‌های C_{1-4} را یک پیکوفاراد، $C_{5,7}$ را ۶۰ پیکوفاراد، $C_{6,8}$ را ۲۰۰ فمتوفاراد و C_9 را ۲ پیکوفاراد در نظر می‌گیریم. مقدار مقاومت‌های R_{1-4} را حدود ۱۰ گیگا اهم و $R_{5,6}$ را یک ترا اهم در نظر می‌گیریم. اندازه ترانزیستورها در OTAهای استفاده شده در تقویت‌کننده انتخابی در جدول ۵-۱ گزارش شده است.

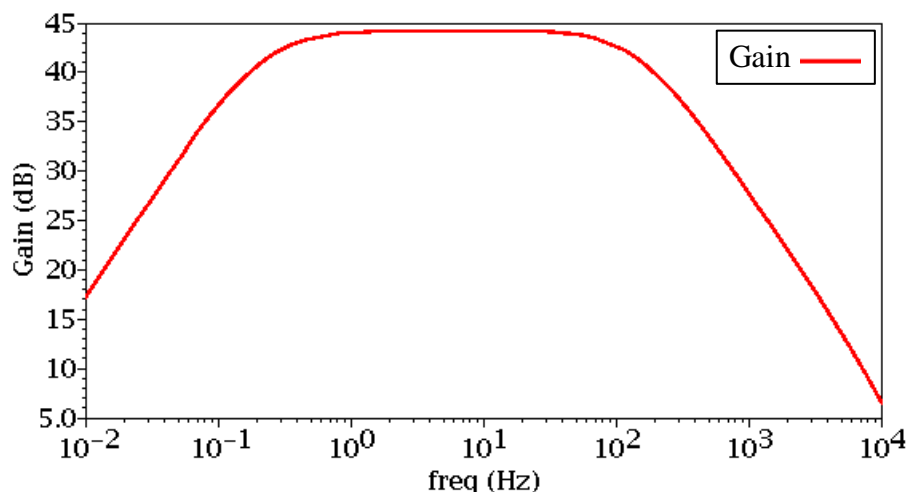
بعد از طراحی این ساختار، مجموع کل خازن‌ها برای تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی حدود ۱۲۷ پیکوفاراد می‌شود. سپس این ساختار را شبیه‌سازی می‌کنیم. نمودار پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی در شکل ۵-۳ نشان داده شده است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی این تقویت‌کننده در جدول ۵-۲ گزارش شده است.

جدول ۵-۱: اندازه ترانزیستورها در OTAهای ساختار تقویت‌کننده انتخاب شده

M_{bias}	$M_{3,4}$	$M_{1,2}$	ترانزیستور
۲ μm / ۰/۱۸ μm	۱۰ μm / ۱ μm	۵ μm / ۱ μm	$(W/L)_{M_{1,2,3}}$

جدول ۵-۲: پارامترهای حاصل از شبیه سازی تقویت کننده ابزار دقیق خازنی

منبع تغذیه (V)	نویز (μV_{rms})	توان مصرفی (nW)	فرکانس قطع بالا (Hz)	فرکانس قطع پایین (mHz)	بهره (dB)	تکنولوژی (μm)
۱	۵/۲۱	۲۱۳/۹	۱۵۳/۹	۲۲۲/۵	۴۴/۲۱	۰/۱۸



شکل ۵-۳: نمودار پاسخ فرکانسی تقویت کننده ابزار دقیق خازنی

ساختار ارائه شده در [۱۳] قابلیت تنظیم فرکانس قطع بالا، فرکانس قطع پایین و همچنین تنظیم بهره را ندارد، بنابراین باید ساختاری ارائه کرد که بتوان به این مهم دست یافت. همچنین باید با استفاده از روشی مقادیر خازن ها را کاهش داد تا سطح اشغالی بر روی تراشه نیز کاهش یابد.

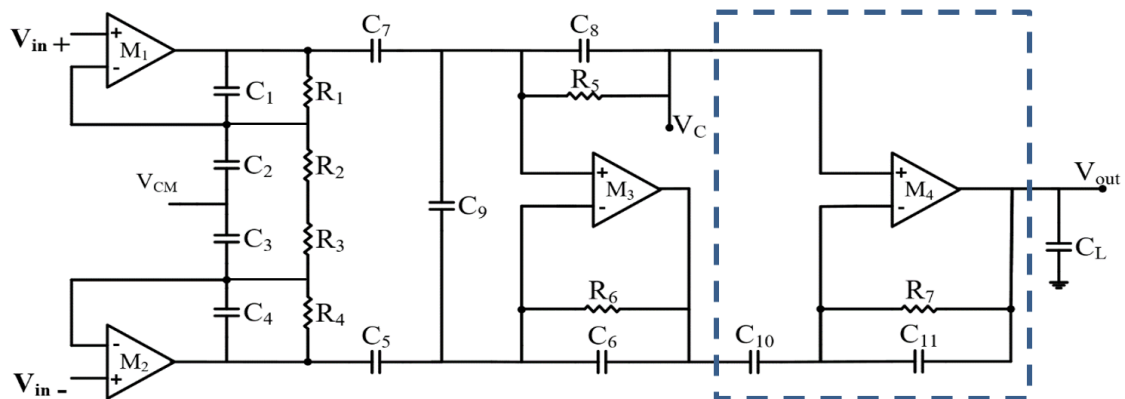
۵-۳ تقویت کننده پیشنهادی سیگنال قلب

در این بخش، هدف طراحی یک تقویت کننده کم توان و کم نویز جهت دریافت و تقویت سیگنال قلب است. همان طور که قبلا نیز اشاره شد، سیگنال قلب دامنه کوچک و پهنای باند محدودی دارد. بنابراین تقویت کننده پیشنهادی باید توانایی دریافت این محدوده دامنه و تقویت آن را داشته باشد.

ساختار ارائه شده در [۱۳]، بهره ثابت و کوچکی را در طبقه اول برای ما فراهم می کند و بیشترین بهره توسط طبقه دوم تأمین می شود. یعنی بهره از نسبت خازن های C_5/C_6 به دست می آید که این

مسئله باعث افزایش خازن‌های $C_{5,7}$ شده، در نتیجه افزایش سطح اشغالی را به دنبال خواهد داشت. در کاربردهای با منبع ولتاژ پایین برای رسیدن به بهره بالا نمی‌توان ترانزیستورها را با هم کسکود کرد، زیرا باعث می‌شود که سوئینگ خروجی کاهش یابد. با سری کردن^۱ طبقات می‌توان به بهره مطلوب دست یافت. اگر بهره باند میانی تقویت‌کننده، به جای این‌که در یک طبقه فراهم شود، در دو طبقه ایجاد کنیم، باعث می‌شود که سطح اشغالی بر روی تراشه کاهش یابد. بنابراین برای افزایش بهره تقویت‌کننده و کاهش سطح اشغالی بر روی تراشه، یک تقویت‌کننده تک طبقه که در [۷] معرفی شده است را با ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی، سری می‌کنیم.

با توجه به نوع الکترودهای دریافت‌کننده سیگنال قلب و موقعیت دریافت این سیگنال (نزدیک یا دور بودن به قلب و یا داخل بدن در کاربرد ضربان‌ساز قلب)، دامنه سیگنال قلب متفاوت خواهد بود. بنابراین تقویت‌کننده پیشنهادی باید قابلیت تنظیم بهره را داشته باشد. همچنین این ساختار باید قابلیت تنظیم فرکانس پایین و فرکانس قطع بالا را نیز داشته باشد تا با تغییر این پارامترها، سیگنال قلب به خوبی و با دقت کامل دریافت شود. ساختار سه طبقه پیشنهادی در شکل ۴-۵ ارائه می‌شود.



شکل ۴-۵: ساختار تقویت‌کننده پیشنهادی شده

تقویت‌کننده ابزار دقیق پیشنهادی، یک ساختار سه طبقه بوده که در ورودی به صورت تفاضلی است. طبقه اول تقویت‌کننده کم نویز است که امپدانس ورودی بسیار بزرگی را ایجاد می‌کند بنابراین برای کاربرد مورد نظر مناسب است. همچنین در این طبقه ولتاژ حالت-مشترک در گره V_{CM} بدون

^۱ cascade

هیچ مدار جانبی به دست می آید. طبقه دوم به عنوان یک فیلتر میان گذر قابل تنظیم به کار برده می شود. در این طبقه پهنای باند مدار به دست می آید. طبقه سوم برای داشتن بهره متغیر و قابل تنظیم به کار برده می شود.

تابع تبدیل تقویت کننده پیشنهادی از رابطه (۵-۵) و بهره کل از رابطه (۶-۵) به دست می آید. با توجه به این رابطه، بهره باند میانی ساختار پیشنهادی در سه طبقه تأمین می شود که این باعث می شود مقدار خازن ها به طور قابل توجهی کاهش یابد و سطح اشغالی بر روی تراشه کاهش چشم گیری خواهد داشت. فرکانس قطع پایین و بالا ساختار پیشنهاد شده، با توجه به روابط (۷-۵) و (۸-۵) محاسبه می شوند.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2 + RC_1S + RC_2S}{1 + RC_1S} \times \frac{2RC_5S}{1 + RC_6S} \times \frac{RC_{10}S}{1 + RC_{11}S} \quad (۵-۵)$$

$$A_{diff} = A_{1st, stg} \cdot A_{2nd, stg} \cdot A_{3rd, stg} = \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1} \right) \cdot \left(\frac{C_5}{C_6} \right) \cdot \left(\frac{C_{10}}{C_{11}} \right) = \left(\frac{C_3 + C_4}{C_4} \right) \cdot \left(\frac{C_7}{C_6} \right) \cdot \left(\frac{C_{10}}{C_{11}} \right) \quad (۶-۵)$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi C_6 R_6} \quad (۷-۵)$$

$$f_H = \frac{g_{m3}}{2\pi C_{10} A_{m3}} \quad (۸-۵)$$

در طراحی ساختار پیشنهادی، خازن های فیدبک $(C_{6,8,11})$ کم ترین مقدار انتخاب می شوند تا به بهره بیشتری دست پیدا کنیم همچنین سطح زیادی از تراشه نیز اشغال نشود. از طرفی مقدار این خازن ها تا جایی باید کوچک انتخاب شوند که تأثیر خازن های پارازیتی بر آن قابل نظر باشد. یک مقدار مناسب برای این خازن ها مقدار ۲۰۰ فمتو فاراد است [۱۱].

تقویت کننده پیشنهادی از چهار OTA تشکیل می شود که هر کدام از آن ها یک آینه جریان ساده هستند. OTA استفاده شده در شکل ۵-۲ نشان داده شده است. در این ساختار، برای این که نویز فلیکر

کمتری داشته باشیم، ترانزیستورهای ورودی را PMOS انتخاب می‌کنیم. هم‌چنین اندازه این ترانزیستورها را بزرگ در نظر گرفته و در ناحیه زیرآستانه بایاس می‌کنیم تا توان مصرفی کاهش یابد.

نویز ارجاع داده شده به ورودی تقویت‌کننده پیشنهادی از مجموع نویز فلیکر و نویز حرارتی به دست می‌آید. حال با فرض این‌که منابع نویز، نویز حرارتی OTA ها باشند (صرف نظر از نویز فلیکر و نویز حرارتی شبه‌مقاومت‌ها)، نویز ارجاع داده شده به ورودی تقویت‌کننده پیشنهادی از رابطه (۷-۵) به دست می‌آید.

$$\overline{V_{ni}^2} = \frac{16kT}{3g_{m1}} \left(1 + \frac{g_{m3}}{g_{m1}} \right) \quad (7-5)$$

با توجه به رابطه (۷-۵)، g_{m1} ، M_1 و M_2 ، g_{m3} ترانسانایی ترانزیستورهای M_3 و M_4 است. اگر $g_{m1} \gg g_{m3}$ باشد، نویز ارجاع داده شده به ورودی، به نویز حرارتی OTA در طبقه اول بستگی دارد. در واقع نویز ارجاع داده شده به ورودی به اندازه ترانزیستورهای ورودی وابسته است.

۵-۳-۱ طراحی طبقه اول

طبقه اول تقویت‌کننده پیشنهاد شده، یک تقویت‌کننده کم‌نویز است. این طبقه به عنوان بافر به کار برده می‌شود. بهره طبقه اول از نسبت $(C_1 + C_2)/C_1$ و یا $(C_3 + C_4)/C_4$ به دست می‌آید. خازن‌های C_{1-4} را حداقل مقدار انتخاب می‌کنیم تا ضمن رسیدن به بهره مناسب، سطح کمی نیز روی تراشه اشغال کنند. مقدار این خازن‌ها را ۲۰۰ فمتو فاراد در نظر می‌گیریم. بنابراین این طبقه بهره کمی را ایجاد می‌کند. برای این‌که این طبقه کم‌نویز شود، باید توان مصرفی در نتیجه به OTA های این طبقه بیشترین جریان اختصاص داده می‌شود. در واقع g_m ترانزیستورهای ورودی را بزرگ انتخاب می‌کنیم. با توجه به رابطه (۷-۵)، نویز ارجاع داده شده به ورودی نسبت عکس با g_m ترانزیستور ورودی دارد.

مقاومت‌های R_{1-4} ، شبه‌مقاومت هستند که فرکانس قطع پایین طبقه اول را ایجاد می‌کنند. فرکانس قطع پایین ایجاد شده در این طبقه باید کمتر از فرکانس قطع پایین کل مدار باشد. این شبه‌مقاومت‌ها را جهت کاهش نویز مدار حداقل مقدار انتخاب می‌کنیم. اگر مقدار این شبه‌مقاومت‌ها خیلی کوچک باشند، باعث شده که از خروجی OTA های طبقه اول جریان بکشند و بهره مدار کاهش می‌یابد. هم‌چنین این مقاومت‌ها به خاطر داشتن فیدبک DC و تنظیم ولتاژ DC تقویت کننده OTA، باید در مدار وجود داشته باشند.

فرکانس قطع پایین طبقه اول از رابطه $1/2\pi R_1 C_1$ به دست می‌آید. مقدار خازن C_1 را حداقل مقدار یعنی ۲۰۰ فمتو فاراد در نظر می‌گیریم. حال با توجه به این که فرکانس قطع پایین این طبقه باید کوچکتر از فرکانس قطع پایین کل مدار باشد، مقدار مناسب برای شبه‌مقاومت R_1 به دست می‌آید. در مدار پیشنهادی شبه‌مقاومت R_1 را با شبه‌مقاومت شکل ۵-۵ پیاده‌سازی می‌کنیم.

شبه‌مقاومت‌های طبقه اول، باید مقدار ثابتی داشته باشد تا باعث تغییر فرکانس قطع پایین طبقه اول نشود. مشخصه این مقاومت حول نقطه کار خطی بوده هم‌چنین از خطینگی مناسبی برخوردار است. به دلیل خازن پارازیتی کوچک، نویز کمی نیز به مدار اضافه می‌کند.

۵-۳-۲ طراحی طبقه دوم

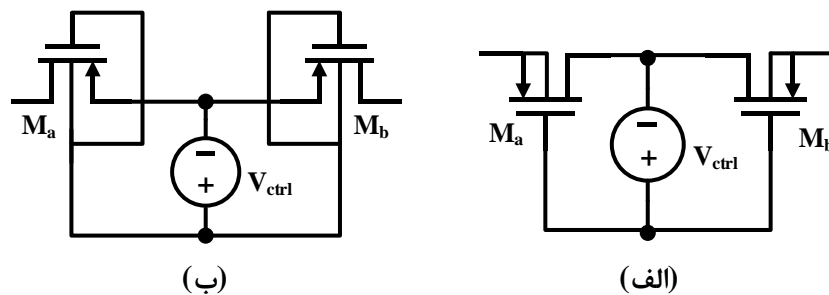
طبقه دوم، یک فیلتر میان‌گذر قابل تنظیم است. در این طبقه خازن‌های $C_{5,7}$ سیگنال آفست DC و سیگنال حالت مشترک ورودی‌ها را حذف می‌کند. بهره طبقه دوم از نسبت C_5/C_6 به دست می‌آید. بنابراین با در نظر داشتن مقدار حدودی بهره مورد نیاز و انتخاب حداقل مقدار برای خازن C_6 ، مقدار خازن C_5 به دست می‌آید. ولتاژ V_c ، ولتاژ مرجع است که ولتاژهای حالت مشترک خروجی و ورودی OTA را از طریق شبه‌مقاومت‌های R_5 و R_6 تنظیم می‌کند.

فرکانس قطع پایین این طبقه که فرکانس قطع پایین مدار را تعیین می‌کند، از $1/2\pi C_6 R_6$ به دست می‌آید. جهت این که فرکانس قطع پایین قابل تنظیم داشته باشیم، دو راه وجود دارد. اول استفاده از

شبه‌مقاومت قابل تنظیم، دوم تغییر خازن C_6 . متغیر کردن خازن C_6 باعث تغییر بهره این طبقه می‌شود که مطلوب نیست بنابراین از شبه‌مقاومت قابل تنظیم استفاده می‌کنیم. ساختار دو شبه‌مقاومت قابل تنظیم در شکل ۵-۶ نشان داده شده است.



شکل ۵-۵: شبه‌مقاومت استفاده شده در طبقه اول [۱۱].

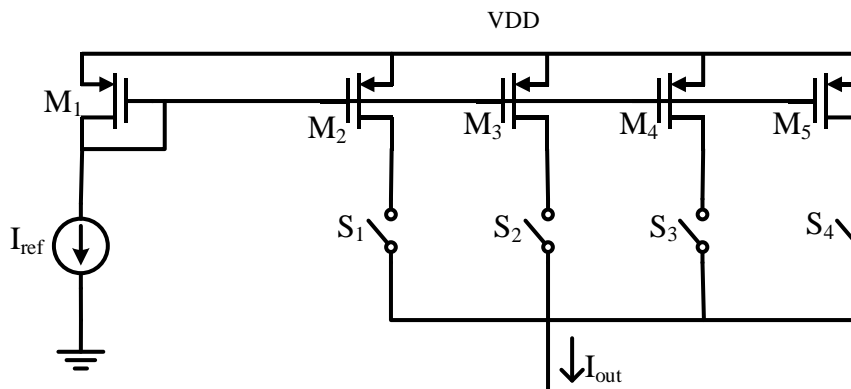


شکل ۵-۶: (الف) شبه‌مقاومت قابل تنظیم ارائه شده در [۵] (ب) شبه‌مقاومت قابل تنظیم پیشنهادی.

در شکل ۵-۶ (الف)، با تغییر ولتاژ V_{ctrl} می‌توان مقدار مقاومت را تا یک تراهم افزایش داد [۵]. شبه‌مقاومت قسمت (ب) مقاومت بیشتری را برای ما ایجاد می‌کند. یعنی با تغییر ولتاژ V_{ctrl} می‌توان به مقاومتی با مقدار ۲ تراهم دست پیدا کرد. این شبه‌مقاومت نسبت به شبه‌مقاومت قسمت (الف) با تغییر ولتاژ V_{ctrl} خطی‌تر و بازه تغییرات آن وسیع‌تر خواهد بود.

فرکانس قطع بالای این طبقه از رابطه $g_m/2\pi C_L A_m$ به دست می‌آید. g_m ترانسسانیی OTA طبقه دوم و A_m بهره باند میانی طبقه دوم است. فرکانس قطع بالای طبقات اول و سوم باید از فرکانس قطع بالای طبقه دوم بیشتر باشد تا باعث تغییر فرکانس قطع بالای کلی مدار نشود. حال جهت تنظیم بودن فرکانس قطع بالای مدار، مقدار g_m تقویت‌کننده OTA در طبقه دوم را تغییر می‌دهیم. برای تغییر مقدار g_m ، مقدار جریان بایاس OTA را تغییر خواهیم داد. در این روش هرگاه بخواهیم فرکانس قطع بالا را کم کنیم باید جریان بایاس را کاهش دهیم، بنابراین توان مصرفی نیز کاهش می‌یابد. جریان

بایاس OTA را با استفاده از یک مبدل دیجیتال به آنالوگ با کدهای دماسنجی^۱، پیاده سازی می کنیم. ساختار این مبدل در شکل ۷-۵ نشان داده شده است.



شکل ۷-۵: مبدل دیجیتال به آنالوگ با کدهای دماسنجی

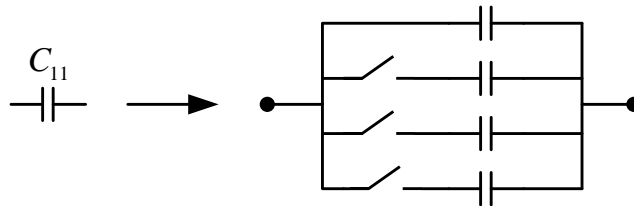
۳-۳-۵ طراحی طبقه سوم

طبقه سوم را جهت رسیدن به بهره ای متغیر و قابل تنظیم در مدار قرار می دهیم. طبقه اول و دوم، مکان مناسبی برای تغییر بهره نیست، زیرا شبه مقاومت طبقه دوم و خازن فیدبک آن، فرکانس قطع پایین مدار را تعیین می کنند. بنابراین پیاده سازی خازن متغیر در فیدبک طبقه دوم منجر به تغییر فرکانس قطع پایین به همراه تغییر بهره می شود. هم چنین به دلیل این که بهره بر میزان نویز ارجاع داده شده به ورودی اثر می گذارد، طبقه اول نیز برای تغییر بهره مناسب نیست.

بهره طبقه سوم از رابطه C_{10}/C_{11} به دست می آید. تنظیم بهره با تغییر خازن ورودی یا خازن فیدبک می تواند صورت گیرد. تغییر خازن ورودی دو عیب اساسی دارد. اول این که برای به دست آوردن بهره باند میانی بیشتر، مقدار خازن ورودی بزرگتر از خازن فیدبک است و در نتیجه یک خازن متغیر برای مسیر ورودی، سطح بیشتری از تراشه اشغال می کند. دوم این که خازن ورودی هر طبقه به عنوان خازن بار برای طبقه قبل از خود محسوب می شود بنابراین تغییر دادن خازن ورودی می تواند بر طبقه قبل اثر گذارد. خازن فیدبک هر طبقه از خازن بار آن طبقه کوچکتر بوده و تغییر آن تأثیر ناچیزی بر

^۱ Thermometer Coding

مدار می‌گذارد. بنابراین خازن فیدبک طبقه سوم مکان مناسبی برای پیاده‌سازی خازن متغیر و تنظیم بهره کل تقویت‌کننده است. شبکه خازنی جهت پیاده‌سازی بهره قابل تنظیم، پیشنهاد می‌شود. این روش در شکل ۸-۵ نشان داده شده است. سوئیچ‌های به کار رفته در شکل ۸-۵ را با ترانزیستور NMOS پیاده‌سازی می‌کنیم.



شکل ۸-۵: شبکه خازنی جهت تحقق بهره قابل تنظیم

شبه‌مقاومت R_7 نیز باید یک شبه‌مقاومت ثابت باشد تا با تغییر آن فرکانس قطع پایین طبقه سوم تغییر نکند. چون فرکانس قطع پایین طبقه سوم نیز از فرکانس قطع پایین کل مدار باید کوچکتر باشد. بنابراین شبه‌مقاومت R_7 را با شبه‌مقاومت شکل ۵-۵ پیاده‌سازی می‌کنیم. هم‌چنین فرکانس قطع بالای این طبقه باید از فرکانس قطع بالای کل مدار بیشتر باشد.

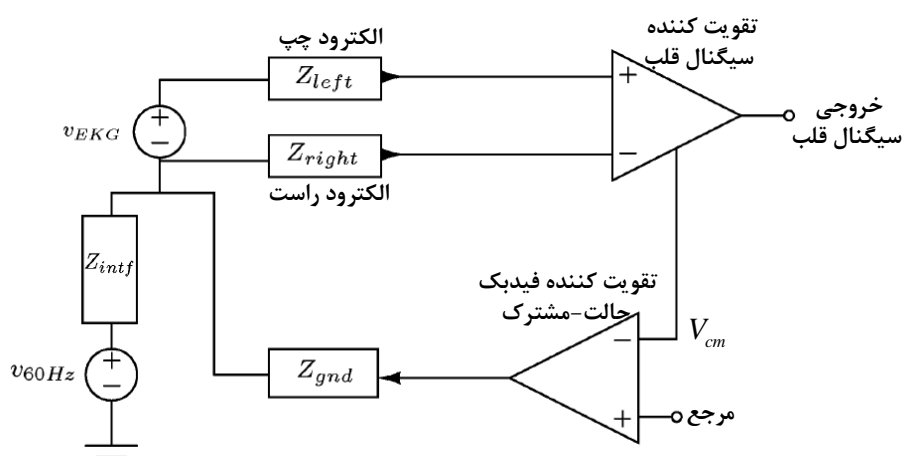
طبقه سوم باید سوئینگ بالایی داشته باشد تا در خروجی تقویت‌کننده به حداکثر سوئینگ دست پیدا کنیم. بنابراین OTA این طبقه باید طوری طراحی شود تا به سوئینگ حداکثر برسیم.

۵-۳-۴ ساختار تحریک پای راست

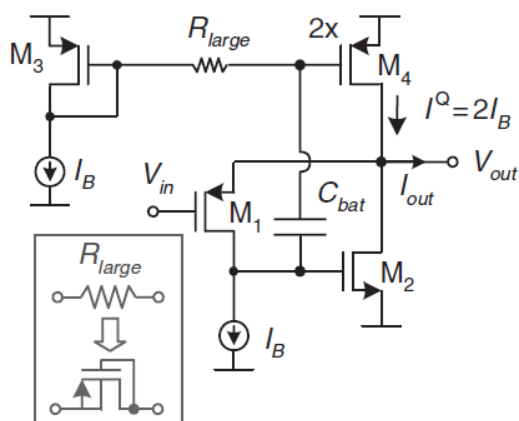
همان‌طور که قبلاً گفته شد، سیگنال حالت-مشترک در فرکانس ۶۰ هرتز بزرگترین دامنه را دارد. این سیگنال ناخواسته از خطوط برق و نویز منبع تغذیه به وجود می‌آید. دامنه این سیگنال از دامنه سیگنال قلب بسیار بزرگتر است [۱۴]. بنابراین تقویت‌کننده باید CMRR بالایی داشته باشد تا اثر این سیگنال ناخواسته را حذف کند. از طرفی تقویت‌کننده سیگنال قلب با CMRR بالا، مصرف توان بالایی دارد که برای کاربردهای قابل حمل مناسب نیست. یک راه حل استفاده از مدار تحریک پای راست است. در این صورت با استفاده از مدار تحریک پای راست، تقویت‌کننده می‌تواند CMRR قابل قبولی داشته

باشد در نتیجه توان مصرفی کل سیستم کاهش می یابد. در کاربردهای قابل حمل الکتروود پای راست بر روی سینه قرار می گیرد. نمودار بلوکی مدار تحریک پای راست استفاده شده در این ساختار در شکل ۹-۵ نشان داده شده است. ولتاژ حالت-مشترک در گره V_{CM} به دست می آید.

در مدار تحریک پای راست از روش فیدبک حالت-مشترک استفاده می شود. در این روش از یک بافر و یک OTA تشکیل می شود که در شکل ۹-۵ نشان داده شده است. جهت کاهش توان مصرفی از بافر کلاس AB استفاده می شود که در شکل ۱۰-۵ نشان داده شده است [۴۷].



شکل ۹-۵: ساختار تحریک پای راست استفاده شده در تقویت کننده پیشنهادی [۱۳]



شکل ۱۰-۵: بافر کلاس AB [۴۷]

۴-۵ آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب

برای تشخیص بیماری‌های قلبی اولین قدم اطلاع از وضعیت ضربان قلب است. در سنجش ضربان قلب، موجی که بزرگترین قله سیگنال قلب است، معمولاً شناسایی و آشکار می‌شود. این قله، موج QRS نامیده می‌شود.

جهت آشکارسازی موج QRS، ابتدا باید سیگنال قلب را تقویت و فیلتر کرد. سپس با استفاده از یک مقایسه‌گر، موج QRS تشخیص داده می‌شود. به دلیل دامنه کوچک سیگنال قلب، اگر قبل از تقویت بخواهیم موج QRS را آشکارسازی کنیم، نیاز به دقت بالایی برای مقایسه‌گر خواهیم داشت. بنابراین ابتدا سیگنال قلب تقویت می‌شود تا به دامنه مطلوب برای آشکارسازی برسیم سپس نویز و تداخلات فرکانس پایین که در قبل معرفی شدند را از سیگنال قلب حذف کرده تا پهنای باند مناسب برای سیگنال قلب دریافت شود.

همان‌طور که می‌دانیم مقایسه‌گرها به دو دسته استاتیک و دینامیک تقسیم می‌شوند. از بین این مقایسه‌گرها، مقایسه‌گرهای دینامیک توان مصرفی کمتری نسبت به مقایسه‌گرهای استاتیک دارند. مقایسه‌گری که برای آشکارسازی سیگنال قلب استفاده می‌شود، ساختار Latch است که مدار آن در شکل ۵-۱۱ نشان داده شده است [۴۸]. در این پایان‌نامه، هدف از قرار دادن مقایسه‌گر، یک تشخیص ساده در خروجی برای موج QRS است در حالی که، برای تشخیص درست این سیگنال باید از روش‌های پردازشی پیشرفته‌تری استفاده کرد. در خروجی مقایسه‌گر، فلیپ فلاپ قرار داده می‌شود تا اطلاعات خروجی را ذخیره کند. فلیپ فلاپ D از نوع Master-Slave استفاده می‌شود که ساختار آن در شکل ۵-۱۲ نشان داده شده است. مدار داخلی یک فلیپ فلاپ D در شکل ۵-۱۳ قابل مشاهده است.

۵-۵ نتایج شبیه‌سازی

بعد از طراحی هر کدام از طبقات ساختار پیشنهادی، مقادیر المان‌ها در هر طبقه مشخص می‌شود. در طبقه اول، مقدار خازن‌های C_{1-4} را ۲۰۰ فمتوفاراد انتخاب می‌کنیم، با توجه به فرکانس قطع پایین این طبقه شبه‌مقاومت‌های R_{1-4} را با شبه‌مقاومت شکل ۵-۵ پیاده‌سازی می‌کنیم. اندازه ترانزیستورهای دو OTA طبقه اول و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت R_{1-4} در جدول ۳-۵ نشان داده شده است.

جدول ۳-۵: اندازه ترانزیستورهای OTA های طبقه اول و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت R_{1-4}

$M_{a,b}$	M_{bias}	$M_{3,4}$	$M_{1,2}$	ترانزیستور
$0.5 \mu m / 20 \mu m$	$2 \mu m / 0.18 \mu m$	$5 \mu m / 20 \mu m$	$20 \mu m / 2 \mu m$	(W/L)

در طبقه دوم، مقدار خازن‌های $C_{5,7}$ را ۵ پیکوفاراد و خازن‌های $C_{6,8,9}$ را ۲۰۰ فمتوفاراد به دست می‌آوریم. شبه‌مقاومت‌های $R_{5,6}$ را با شبه‌مقاومت شکل ۵-۶ (ب) پیاده‌سازی می‌کنیم. اندازه ترانزیستورهای OTA طبقه دوم و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت $R_{5,6}$ در جدول ۴-۵ نشان داده شده است.

جدول ۴-۵: اندازه ترانزیستورهای OTA طبقه دوم و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت $R_{5,6}$

$M_{a,b}$	M_{bias}	$M_{3,4}$	$M_{1,2}$	ترانزیستور
$5 \mu m, m=20 / 0.18 \mu m$	$3 \mu m / 0.18 \mu m$	$2 \mu m / 20 \mu m$	$50 \mu m / 1 \mu m$	(W/L)

در طبقه سوم، مقدار خازن C_{10} را ۱۰ پیکوفاراد انتخاب می‌کنیم. این طبقه جهت دستیابی به بهره‌ای قابل تنظیم به کار برده می‌شود. بنابراین خازن C_{11} را ۲۰۰ فمتوفاراد انتخاب کرده و با سوئیچ‌های NMOS مقدار این خازن را تا ۸۰۰ فمتوفاراد افزایش می‌دهیم. شبه‌مقاومت R_7 را با شبه‌مقاومت شکل ۵-۵ پیاده‌سازی می‌کنیم. اندازه ترانزیستورهای OTA طبقه سوم و ترانزیستورهای شبه‌مقاومت R_7 در جدول ۵-۵ نشان داده شده است.

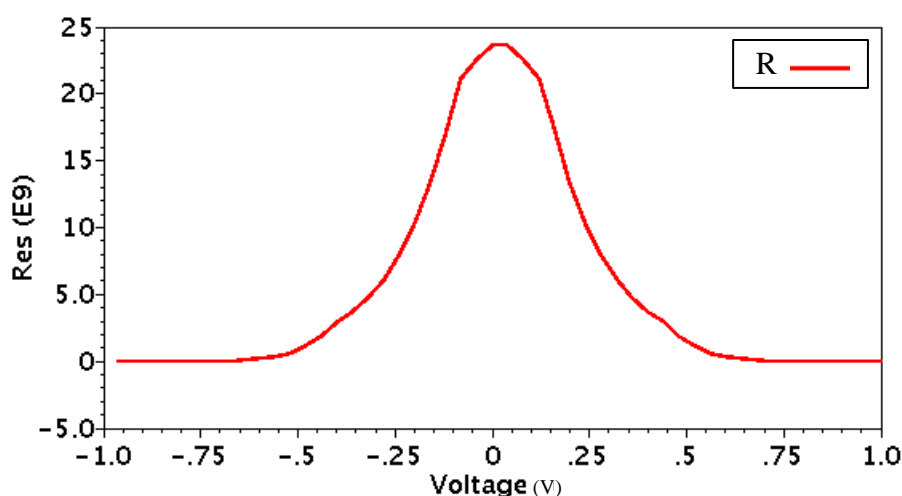
جدول ۵-۵: اندازه ترانزیستورهای OTA طبقه سوم و ترانزیستورهای شبهمقاومت R_7

ترانزیستور	$M_{1,2}$	$M_{3,4}$	M_{bias}	$M_{a,b}$
(W/L)	$20 \mu\text{m} / 2 \mu\text{m}$	$5 \mu\text{m} / 20 \mu\text{m}$	$2 \mu\text{m} / 0.118 \mu\text{m}$	$0.5 \mu\text{m} / 20 \mu\text{m}$

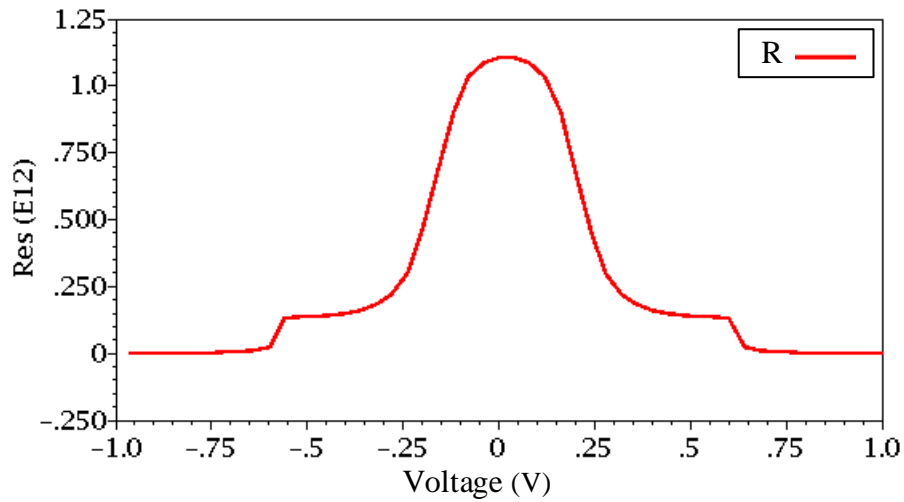
حال در تکنولوژی $0.118 \mu\text{m}$ میکرومتر توسط نرم افزار Cadence ساختار پیشنهادی شبیه سازی می شود. نتایج حاصل از شبیه سازی در جدول ۵-۶ نشان داده شده است. مجموع کل خازن ها برای تقویت کننده پیشنهادی حدود ۲۲ پیکو فاراد است. نمودار شبیه سازی شده شبهمقاومت شکل ۵-۵ در شکل ۵-۱۴ نشان داده شده است. همچنین شبهمقاومت های شکل ۵-۶ به ترتیب در شکل ۵-۱۵ و شکل ۵-۱۶ شبیه سازی آن ها نشان داده شده است. ولتاژ دو سر شبهمقاومت ها $V_a - V_b$ از ۱- تا ۱ ولت شبیه سازی شده است. نمودار پاسخ فرکانسی و نویز تقویت کننده پیشنهادی به ترتیب در شکل های ۵-۱۷ و ۵-۱۸ نشان داده شده است.

جدول ۵-۶: پارامترهای حاصل از شبیه سازی تقویت کننده پیشنهادی

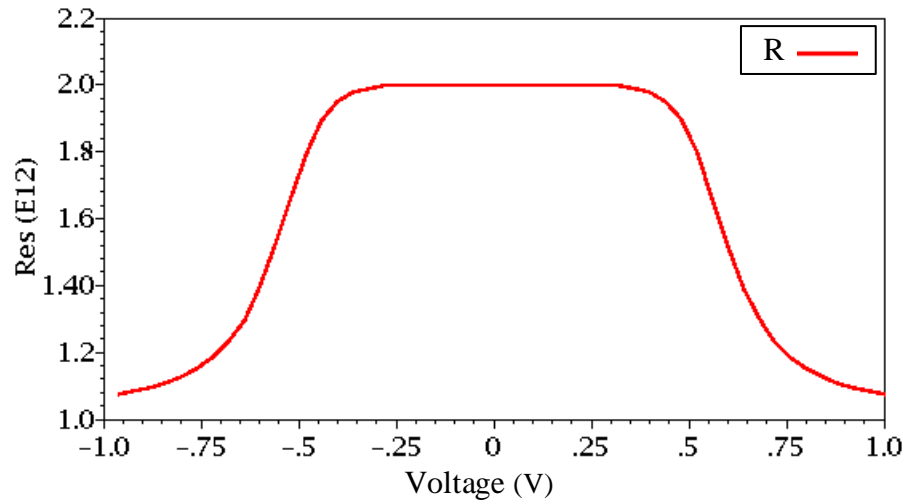
NEF	منبع تغذیه (V)	نویز (μV_{rms})	توان مصرفی (nW)	فرکانس قطع بالا (Hz)	فرکانس قطع پایین (mHz)	بهره (dB)	تکنولوژی (μm)
۱/۲۳	۱	۱/۵۳	۸۹/۶۲	۱۴۰/۲	۳۹۴/۷	۵۰/۲۵	۰/۱۸



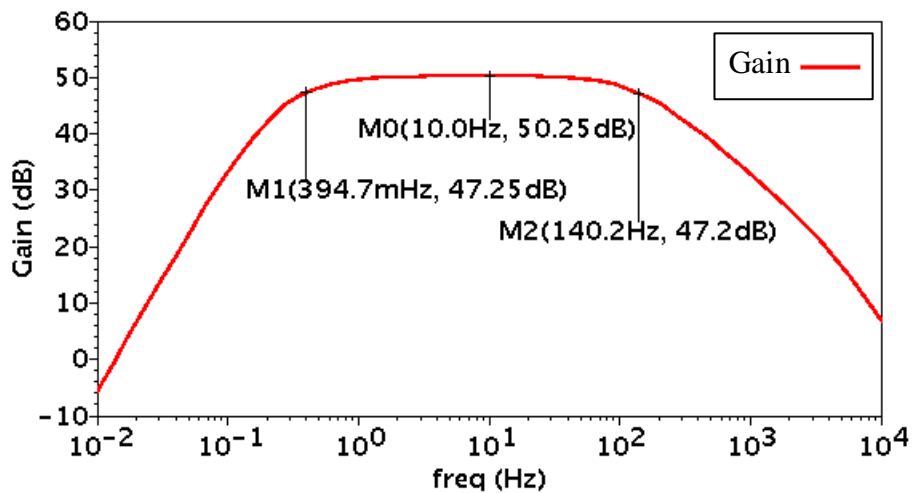
شکل ۵-۱۴: نمودار شبهمقاومت شبیه سازی شده شکل ۵-۵



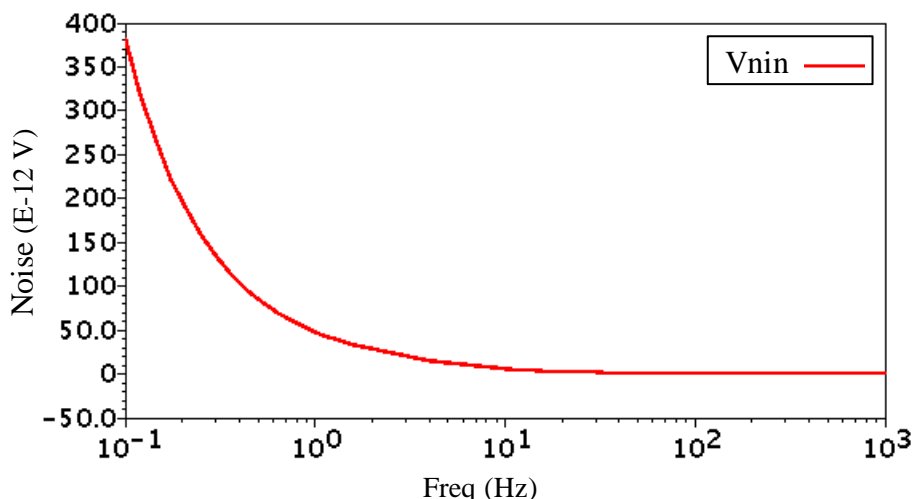
شکل ۵-۱۵: نمودار شبه‌مقاومت شبیه‌سازی شده شکل ۵-۶ (الف)



شکل ۵-۱۶: نمودار شبه‌مقاومت شبیه‌سازی شده شکل ۵-۶ (ب)

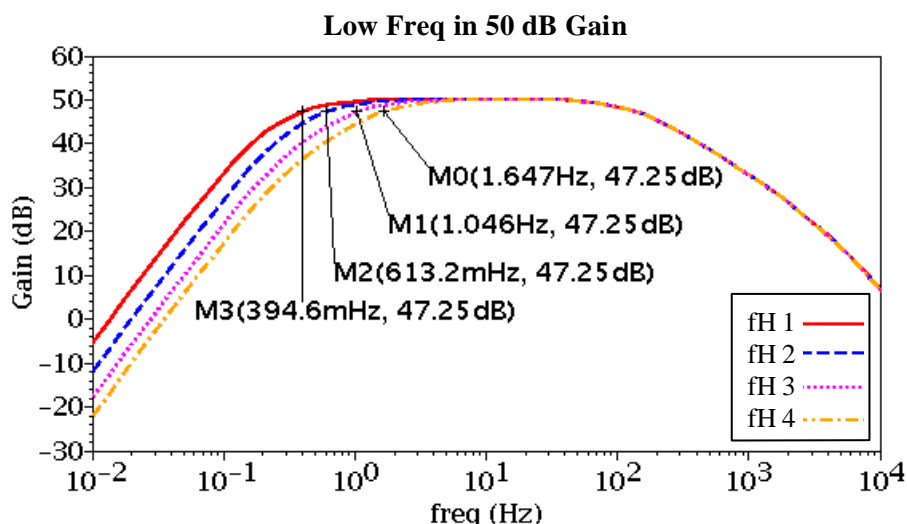


شکل ۵-۱۷: نمودار پاسخ فرکانسی تقویت کننده پیشنهادی

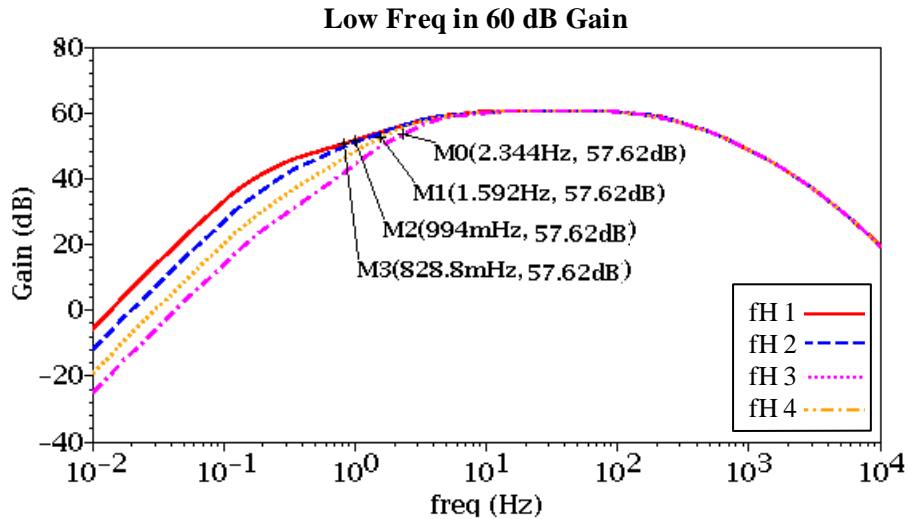


شکل ۵-۱۸: نمودار چگالی طیف ولتاژ نویز ارجاع شده به ورودی تقویت کننده پیشنهادی

همان طور که قبلا گفته شد، ساختار پیشنهادی قابلیت تنظیم فرکانس قطع پایین، فرکانس قطع بالا و همچنین تنظیم بهره را دارد. فرکانس قطع پایین تقویت کننده پیشنهادی با تغییر V_{ctrl} تنظیم می شود. فرکانس قطع پایین در بهره ۵۰ دسیبل می تواند بین ۳۹۴ میلی هرتز تا ۱/۶۴ هرتز قابل تنظیم باشد. پاسخ فرکانسی تقویت کننده در حالت فرکانس قطع پایین قابل تنظیم در بهره ۵۰ دسیبل، در شکل ۵-۱۹ و برای بهره ۶۰ دسیبل در شکل ۵-۲۰ نشان داده شده است.



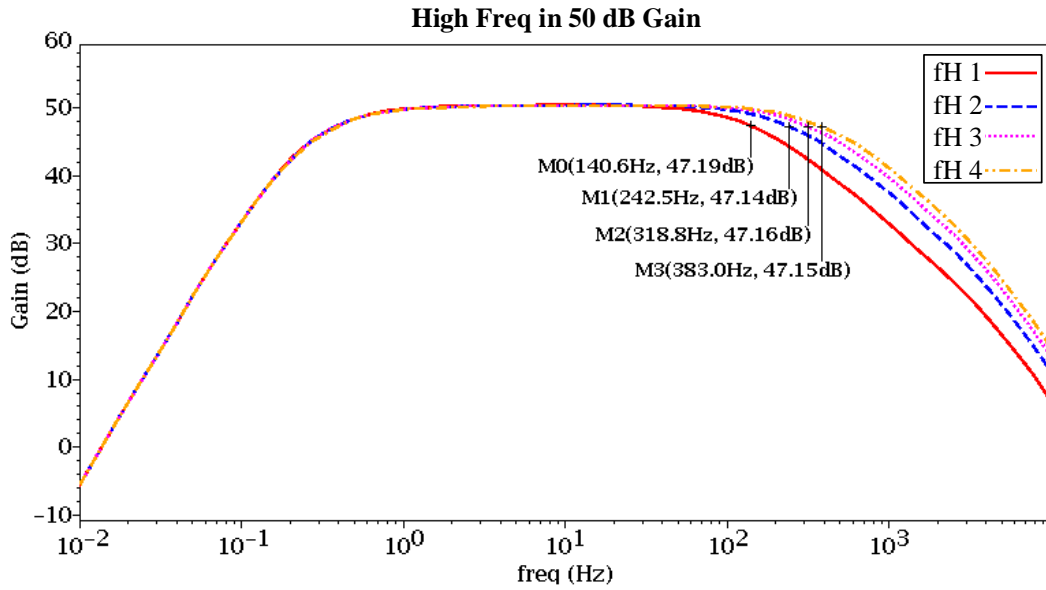
شکل ۵-۱۹: نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع پایین قابل تنظیم در بهره ۵۰ دسیبل



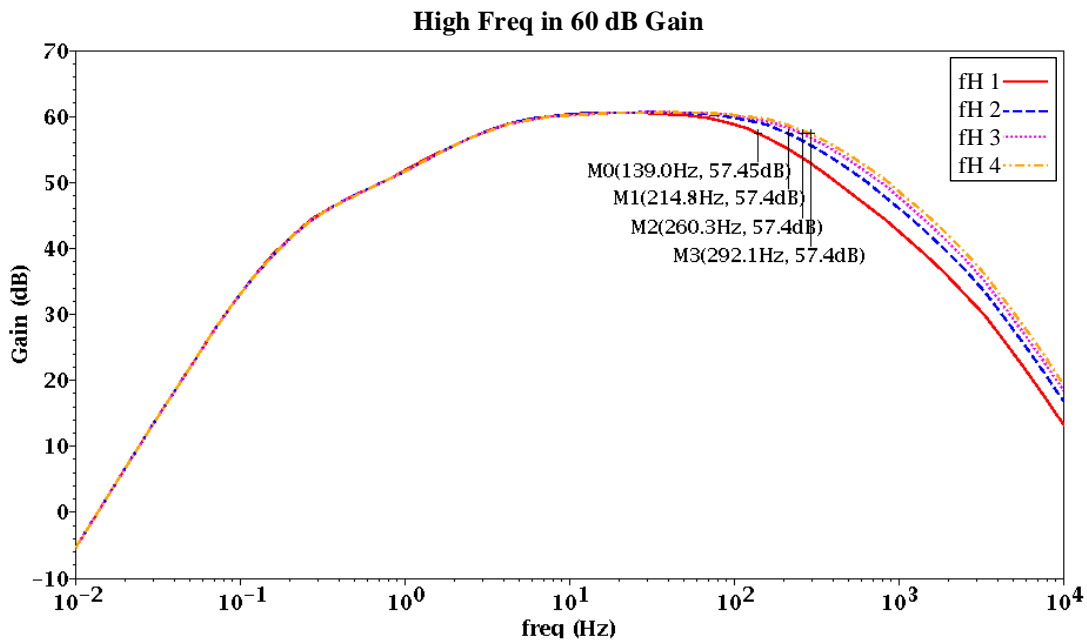
شکل ۵-۲۰: نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع پایین قابل تنظیم در بهره ۶۰ دسیبل

در این ساختار جهت تنظیم‌پذیری فرکانس قطع بالا، مقدار g_m در OTA طبقه دوم را افزایش می‌دهیم، مقدار جریان بایاس افزایش یافته در نتیجه فرکانس قطع بالا نیز افزایش خواهد یافت. در بهره ۵۰ دسیبل، مقدار فرکانس قطع بالا بین ۱۴۰ تا ۳۸۳ هرتز قابل تنظیم است. با افزایش جریان در OTA طبقه دوم، توان مصرفی تقویت‌کننده نیز افزایش خواهد یافت. زمانی که بهره تقویت‌کننده ۵۰ دسیبل باشد، فرکانس قطع بالا ۳۸۳ هرتز بوده و توان مصرفی کل ۱۱۸ نانو وات خواهد بود. پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده در حالت فرکانس قطع بالا قابل تنظیم در بهره ۵۰ دسیبل، در شکل ۵-۲۱ و برای بهره ۶۰ دسیبل، در شکل ۵-۲۲ نشان داده شده است.

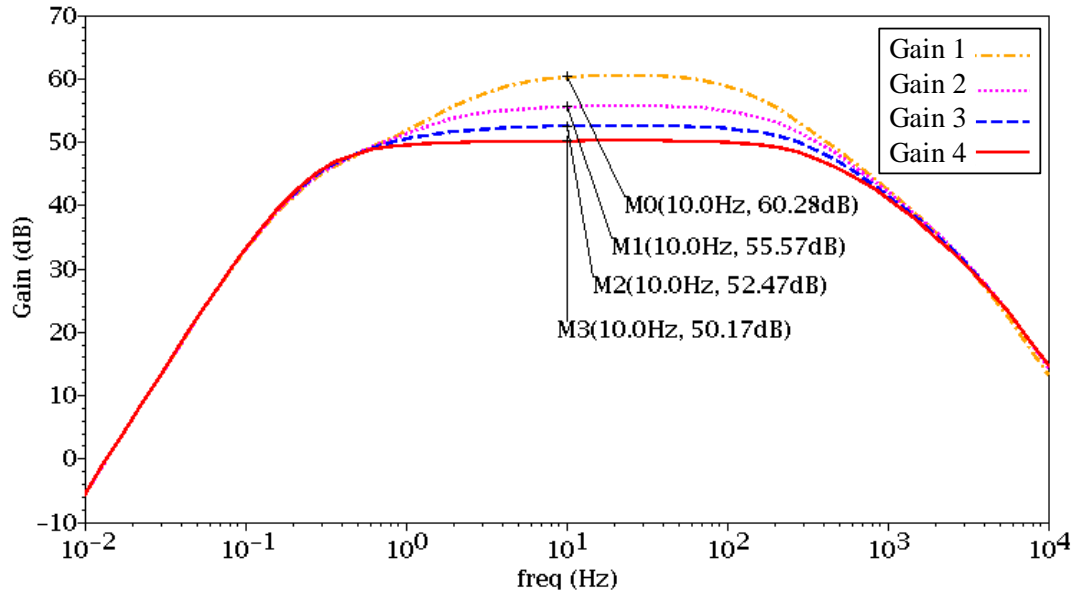
هم‌چنین تقویت‌کننده پیشنهادی قابلیت تنظیم بهره باند میانی را نیز دارد. با کاهش مقدار خازن C_{11} بهره کل افزایش خواهد یافت. بهره باند میانی تقویت‌کننده بین ۵۰/۲۵ دسیبل تا ۶۰/۶۲ دسیبل قابل تنظیم است. پاسخ فرکانسی تقویت‌کننده در حالت بهره باند میانی قابل تنظیم، در شکل ۵-۲۳ نشان داده شده است.



شکل ۵-۲۱: نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع بالا قابل تنظیم برای بهره ۵۰ دسیبل



شکل ۵-۲۲: نمودار پاسخ فرکانسی در حالت فرکانس قطع بالا قابل تنظیم برای بهره ۶۰ دسیبل



شکل ۵-۲۳: نمودار پاسخ فرکانسی در حالت بهره باند میانی قابل تنظیم

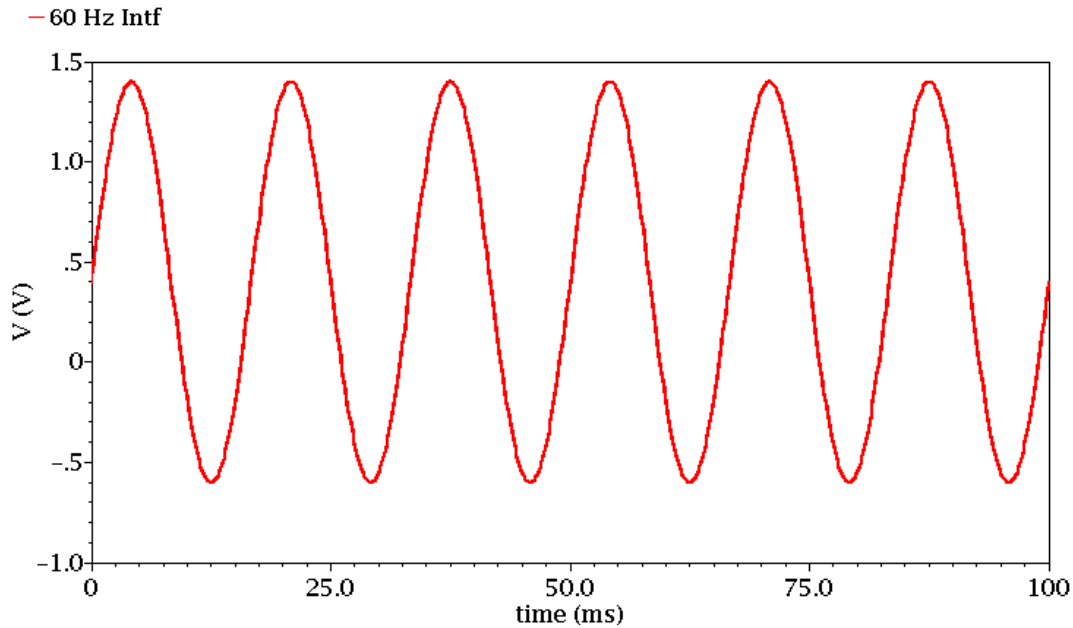
در جدول ۵-۷، برای بهره‌های ۵۰، ۵۵ و ۶۰ دسیبل مقادیر فرکانس قطع پایین، فرکانس قطع بالا، توان مصرفی و نویز ارجاع داده شده به ورودی را با هم مقایسه می‌کنیم. همان‌طور که مشاهده می‌شود با افزایش فرکانس قطع بالا توان مصرفی کل تقویت‌کننده افزایش یافته و نویز ارجاع داده شده به ورودی کاهش می‌یابد.

جدول ۵-۷: پارامترهای حاصل از شبیه‌سازی در بهره‌های مختلف

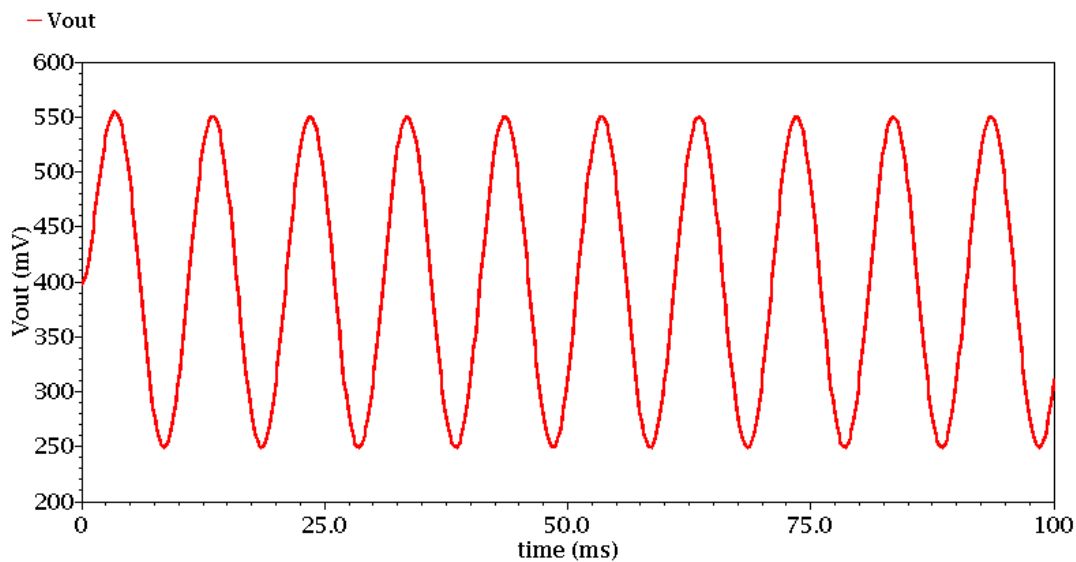
بهره (dB)	فرکانس قطع پایین (Hz)	فرکانس قطع بالا (Hz)	توان مصرفی (nW)	نویز (μV_{rms})
۵۰/۲۵	۳۹۴ m - ۱/۶۴	۱۴۰ - ۳۸۳	۸۹/۶۲ - ۱۱۸	۱/۵۳ - ۱/۰۱
۵۵/۶	۶۳۰ m - ۱/۹۱	۱۳۹ - ۳۶۴	۸۹/۶۲ - ۱۱۸	۱/۴۶ - ۰/۹۹
۶۰/۶۲	۸۲۸ m - ۲/۳۴	۱۳۵ - ۲۹۲	۸۹/۶۲ - ۱۱۸	۱/۲۹ - ۰/۹۷

تکنیک فیدبک حالت-مشترک در مدار تحریک پای راست برای تقویت‌کننده پیشنهادی اعمال شد. بدین جهت با منبع تغذیه ورودی مدار، یک منبع ولتاژ در فرکانس ۶۰ هرتز با دامنه بسیار بزرگ سری می‌شود. در خروجی مدار، این اختلال تاثیری ندارد.

به تقویت کننده پیشنهادی سیگنال ورودی با دامنه یک میلی‌ولت در فرکانس ۱۰۰ هرتز اعمال شده سپس سیگنال تداخل به صورت موج سینوسی در فرکانس ۶۰ هرتز با دامنه یک ولت با سیگنال ورودی سری می‌شود. سیگنال تداخل اعمال شده در شکل ۵-۲۴ و خروجی مدار بعد از مدار تحریک پای راست در شکل ۵-۲۵ نشان داده شده است.

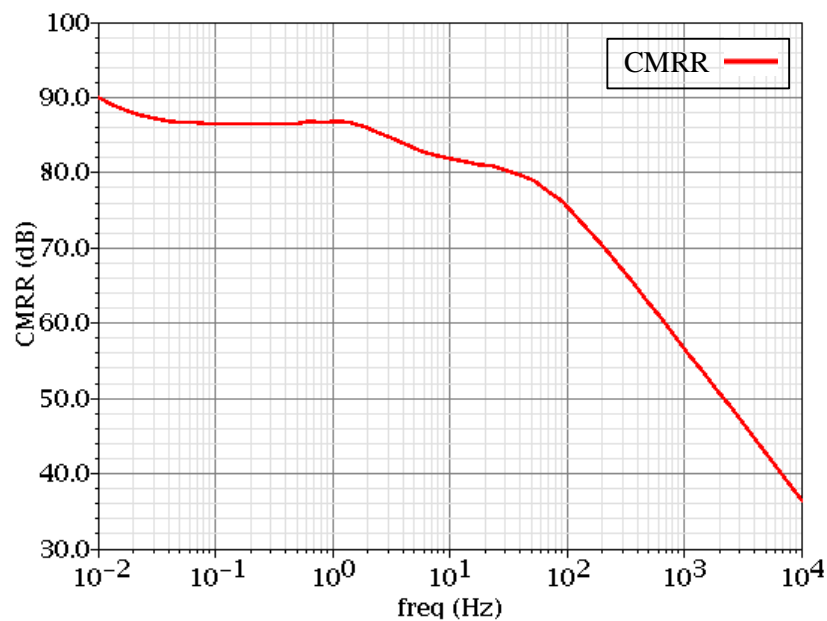


شکل ۵-۲۴: سیگنال تداخل در ورودی تقویت کننده پیشنهادی

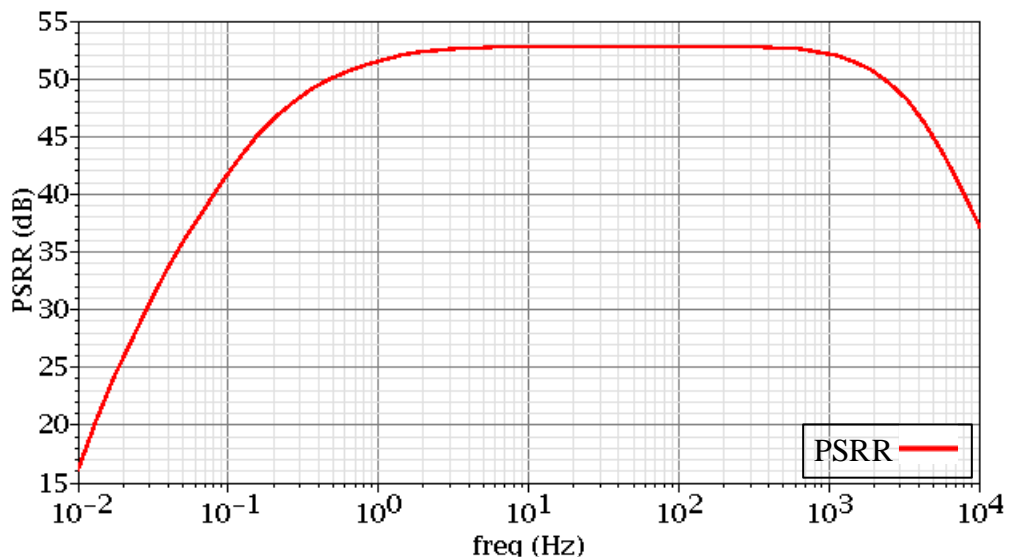


شکل ۵-۲۵: خروجی مدار بعد از مدار تحریک پای راست

مقدار CMRR و PSRR برای تقویت‌کننده پیشنهادی محاسبه شده است. همان‌طور که می‌دانیم CMRR از نسبت بهره حالت تفاضلی به بهره حالت مشترک و PSRR از نسبت بهره حالت تفاضلی به بهره‌ای که از منبع تغذیه به خروجی می‌رسد، به دست می‌آید. CMRR و PSRR به ازای فرکانس ۱۰۰ هرتز به ترتیب ۷۵ دسیبل و ۵۳ دسیبل محاسبه شد. همچنین اعوجاج کل تقویت‌کننده (THD) برای ورودی‌های با دامنه ۱۰۰ میکروولت حدود ۲ درصد به دست می‌آید. شکل ۵-۲۶ نمودار CMRR برحسب فرکانس و شکل ۵-۲۷ نمودار PSRR برحسب فرکانس است.



شکل ۵-۲۶: نمودار CMRR برحسب فرکانس



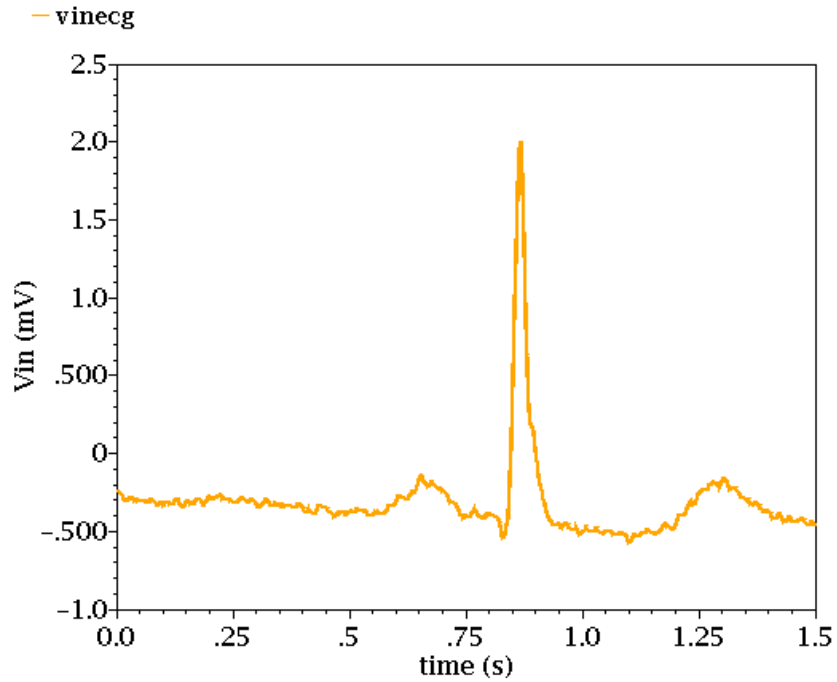
شکل ۵-۲۷: نمودار PSRR برحسب فرکانس

به ورودی تقویت‌کننده پیشنهادی اطلاعات مربوط به سیگنال قلب یک انسان داده می‌شود. این اطلاعات، از بانک اطلاعاتی Physiobank دریافت می‌شود [۴۹]. شکل ۵-۲۸ سیگنال ورودی به تقویت‌کننده پیشنهادی که یک موج ECG است را نشان می‌دهد. جهت آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب، یک مقایسه‌گر دینامیک در خروجی تقویت‌کننده پیشنهادی قرار داده می‌شود. این مقایسه‌گر در شکل ۵-۱۱ ارائه شد. شکل ۵-۲۹ خروجی تقویت‌کننده پیشنهادی به ازای ورودی سیگنال قلب و شکل ۵-۳۰ خروجی مدار بعد از مقایسه‌گر را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود زمانی که موج QRS وجود داشته باشد، در خروجی مقایسه‌گر یک پالس ایجاد می‌شود. جهت این که خروجی مدار بعد از مقایسه‌گر ثابت باشد، یک فلیپ فلاپ بعد از مقایسه‌گر قرار می‌دهیم تا اطلاعات خروجی را ذخیره کند. از فلیپ فلاپ ارائه شده در شکل ۵-۱۲ استفاده می‌شود. شکل ۵-۳۱ خروجی مدار بعد از فلیپ فلاپ را نشان می‌دهد.

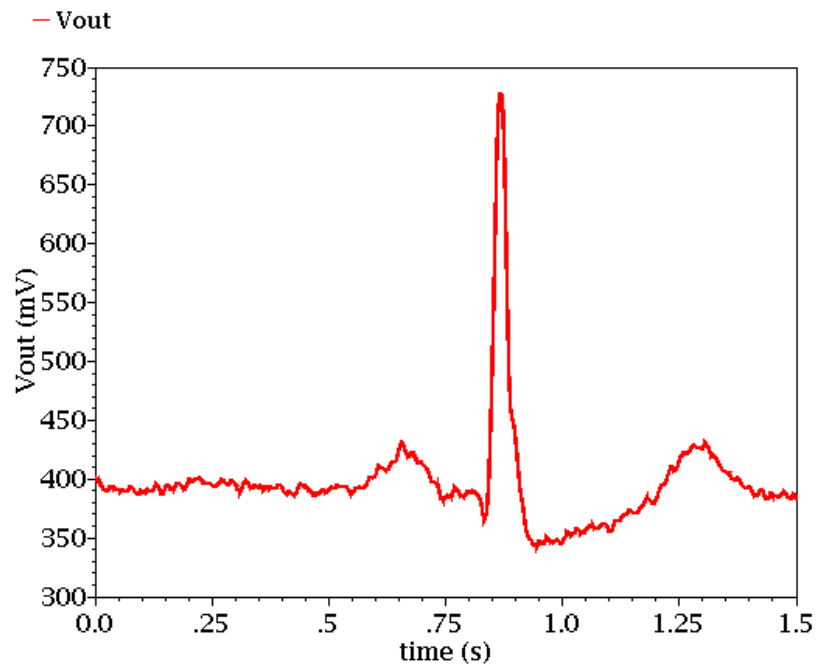
سیگنال قلبی که در شکل ۵-۲۸ به ورودی تقویت‌کننده پیشنهادی اعمال می‌شود، یک سیگنال کژآهنگی قلبی^۱ است. همان‌طور که در این شکل مشاهده می‌شود، دامنه این سیگنال کژآهنگ ۱/۹ میلی‌ولت است. نتایج حاصل از شبیه‌سازی نشان می‌دهد که دامنه سیگنال قلب در خروجی بعد از تقویت و فیلتر، ۷۲۷ میلی‌ولت خواهد بود. شبیه‌سازی با بهره ۵۰ دسیبل انجام شده و پهنای باند بین ۳۹۴ میلی‌هرتز و ۱۴۰ هرتز در نظر گرفته شده است.

در ادامه تعداد بیشتری از سیگنال‌های کژآهنگی قلبی را مورد بررسی قرار می‌دهیم. با استفاده از مقایسه‌گری که در خروجی تقویت‌کننده قرار می‌دهیم، می‌توان موج QRS را آشکار کرد.

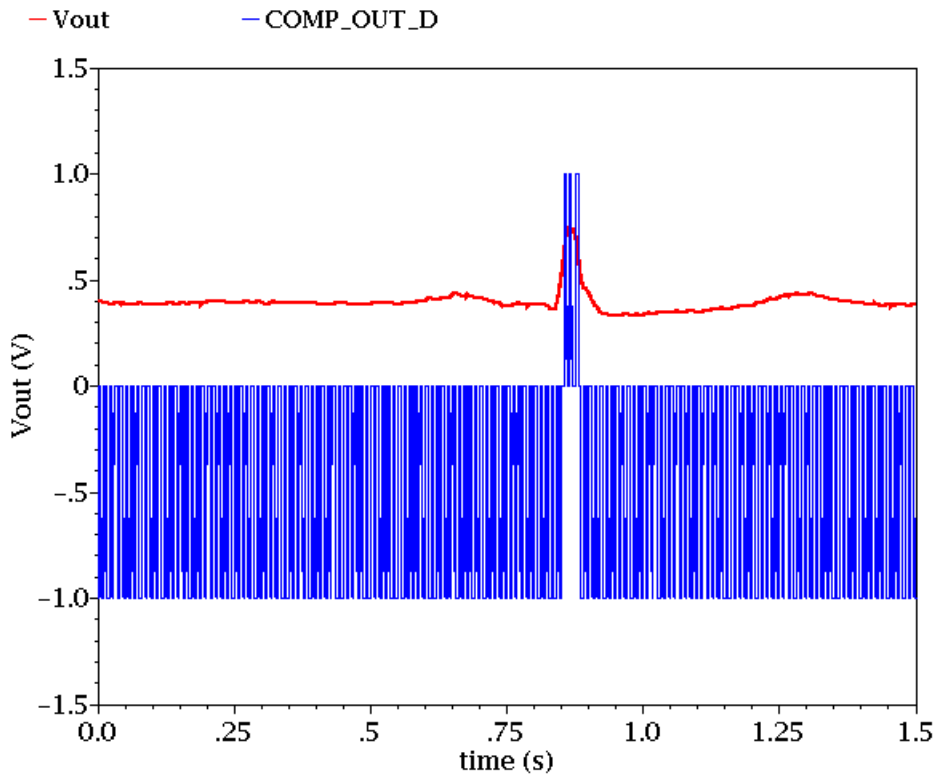
^۱ Cardiac arrhythmia



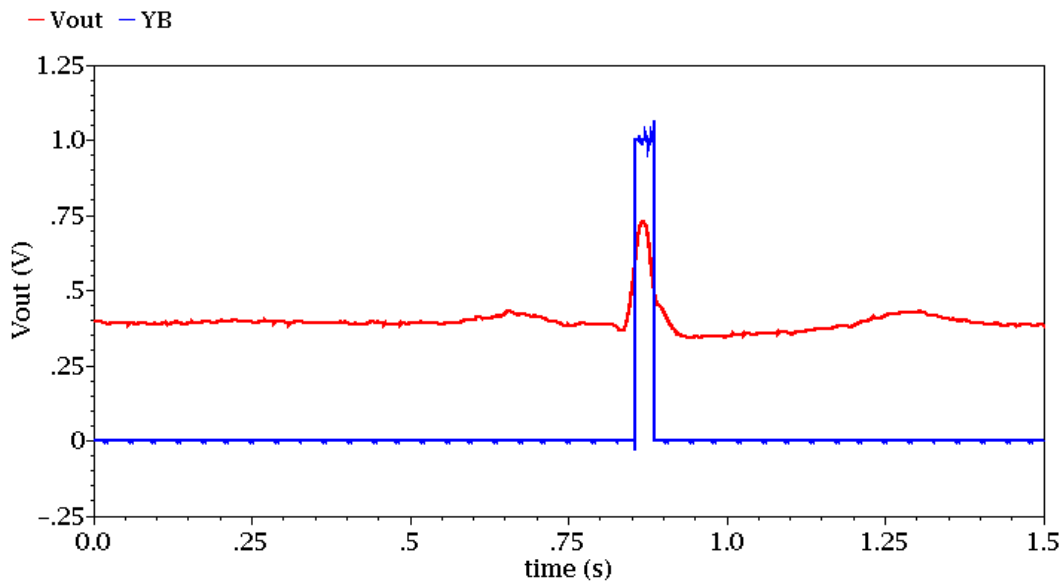
شکل ۵-۲۸: سیگنال قلب اعمالی به ورودی تقویت کننده پیشنهادی



شکل ۵-۲۹: خروجی تقویت کننده پیشنهادی به ازای ورودی سیگنال قلب

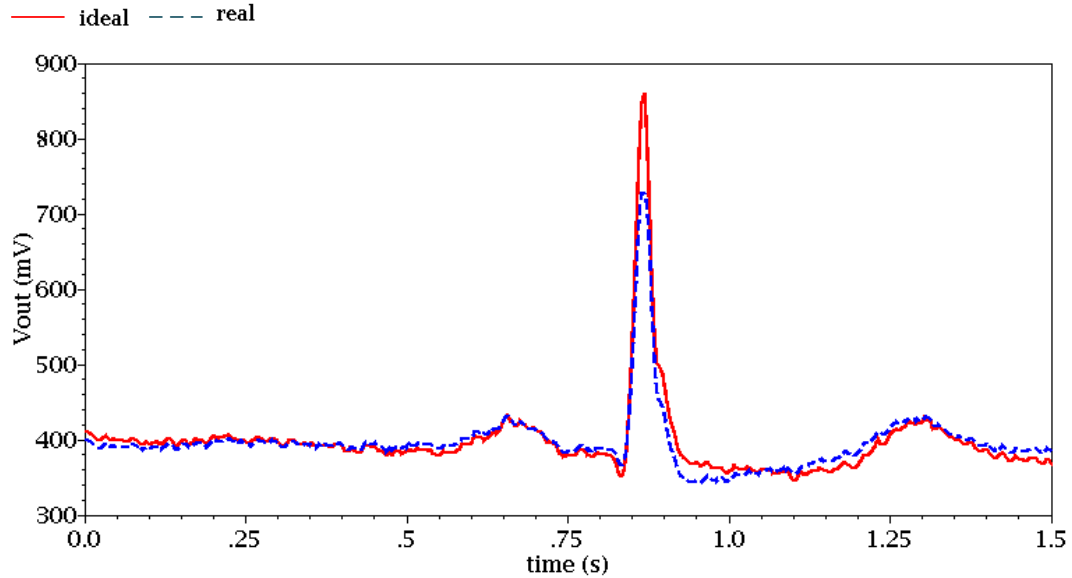


شکل ۵-۳۰: خروجی مدار بعد از مقایسه گر



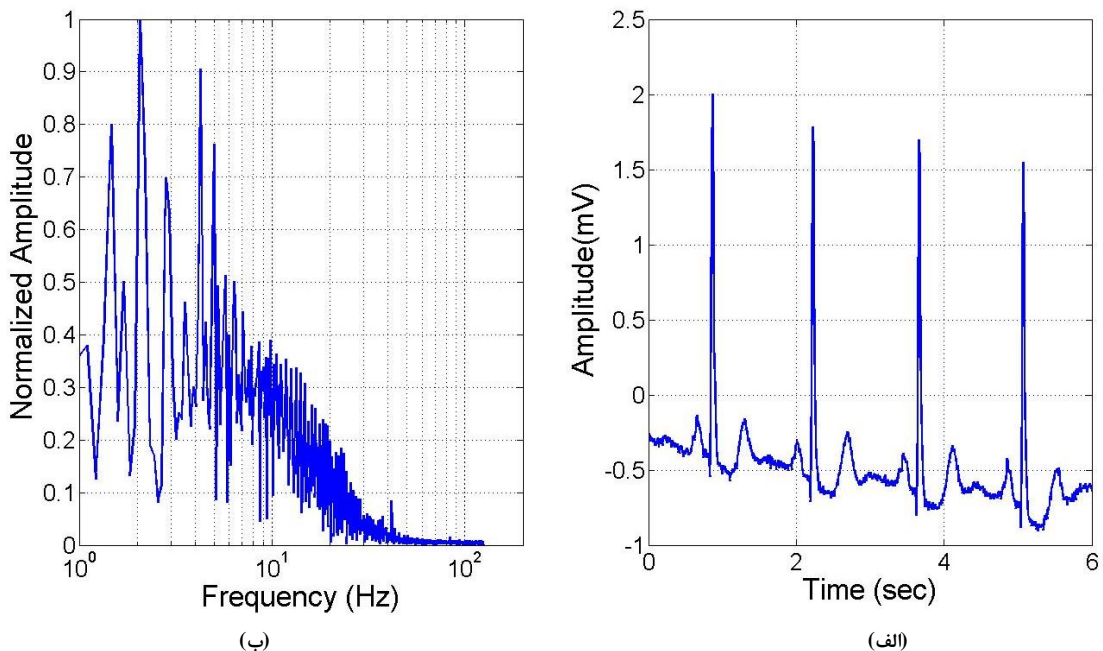
شکل ۵-۳۱: خروجی مدار بعد از فلیپ فلاپ

به جای تقویت کننده پیشنهادی یک تقویت کننده ایده آل با بهره مطلوب قرار می دهیم. خروجی مدار به ازای ورودی سیگنال قلب را در این حالت در مقایسه با زمانی که تقویت کننده پیشنهادی را قرار داده ایم مانند شکل ۵-۳۲ مشاهده می کنیم. (در حالت واقعی نمودار به صورت خط چین است.)



شکل ۵-۳۲: خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی

از سیگنال ورودی توسط نرم افزار متلب FFT می گیریم. در شکل ۵-۳۳ (الف) سیگنال ECG و (ب) از سیگنال FFT ECG است که مؤلفه های فرکانسی این سیگنال را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود مؤلفه های فرکانسی این سیگنال بین فرکانس ۱ تا ۱۰ هرتز بیشتر است.

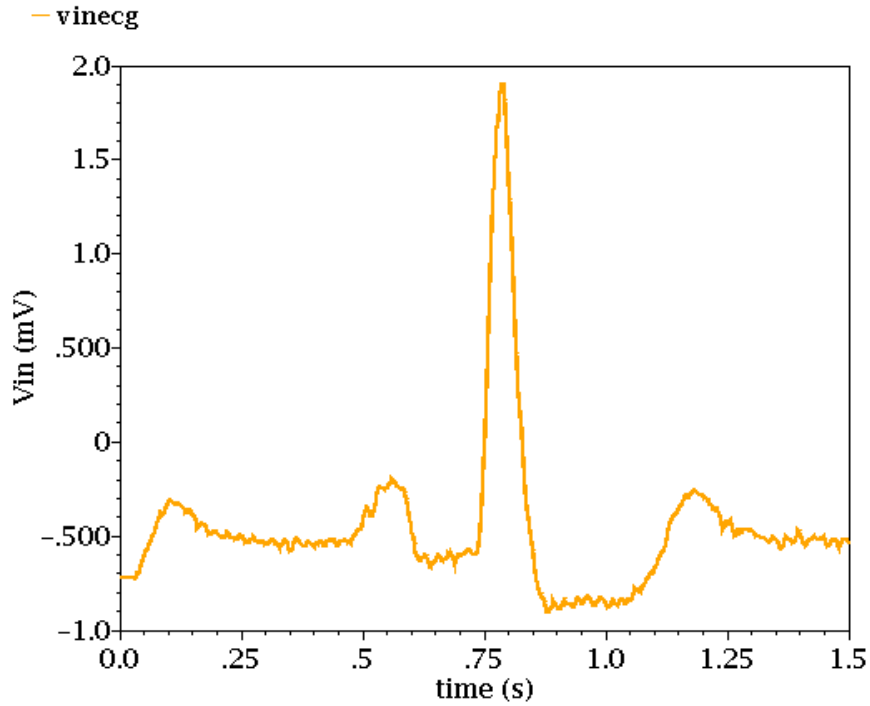


شکل ۵-۳۳: (الف) سیگنال ECG و (ب) FFT سیگنال ECG

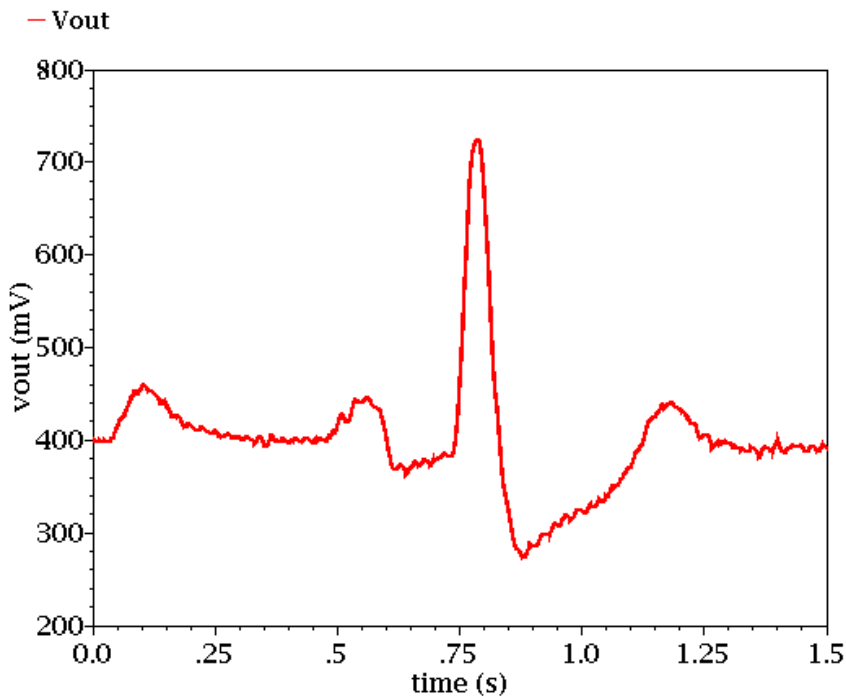
حال به ورودی تقویت کننده پیشنهادی تعدادی سیگنال ECG که دچار بیماری کژآهنگی قلبی شده را اعمال می کنیم. سیگنال ECG اعمالی، خروجی مدار به ازای سیگنال ECG اعمال شده، خروجی

مدار بعد از مقایسه گر جهت آشکارسازی موج QRS، مقایسه خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی، هم چنین FFT سیگنال ECG را به ترتیب در ذیل مشاهده می کنیم.

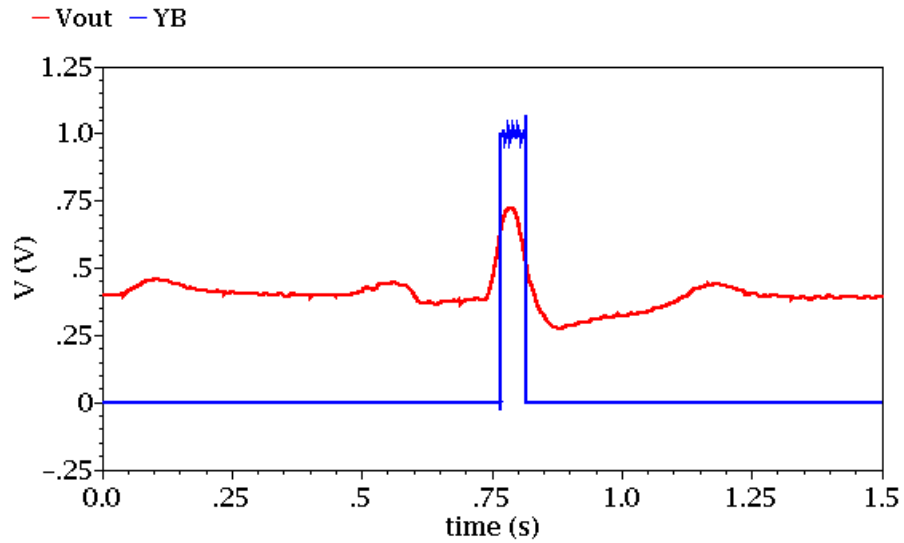
دامنه سیگنال ECG₁، ۱/۹ میلی ولت و دامنه این سیگنال در خروجی ۷۲۵ میلی ولت است.



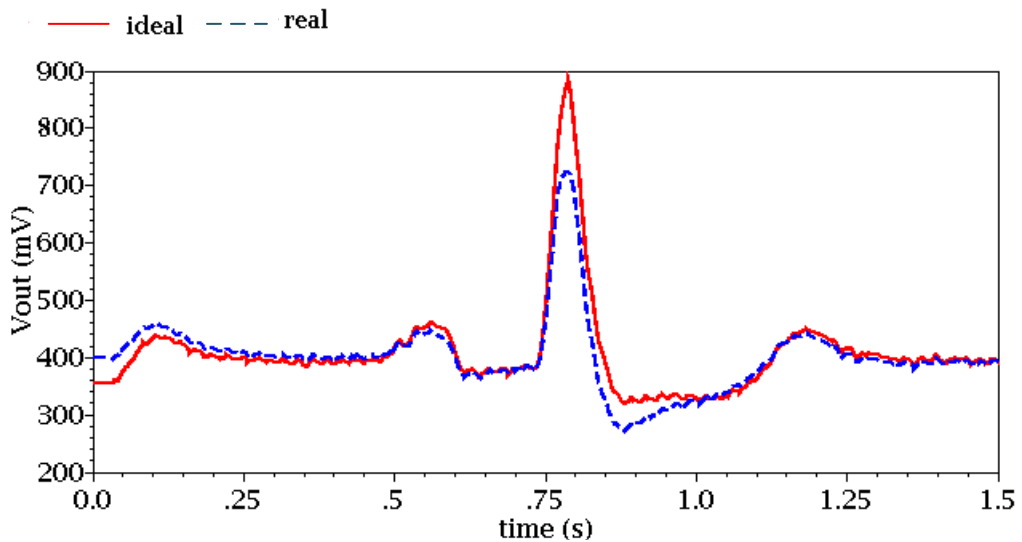
شکل ۵-۳۴: سیگنال ECG₁



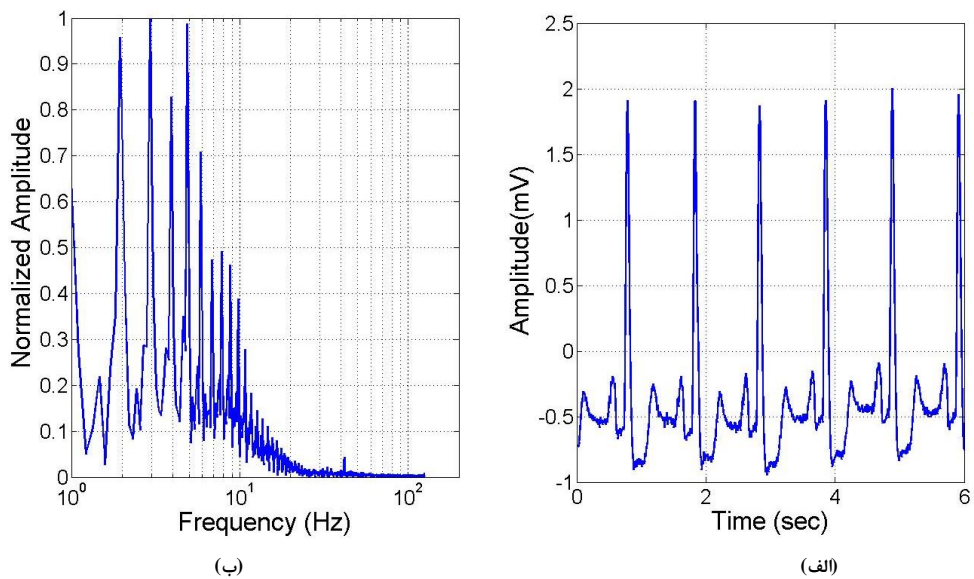
شکل ۵-۳۵: خروجی مدار به ازای سیگنال ECG₁



شکل ۵-۳۶: خروجی مدار بعد از مقایسه‌گر به ازای سیگنال ECG۱

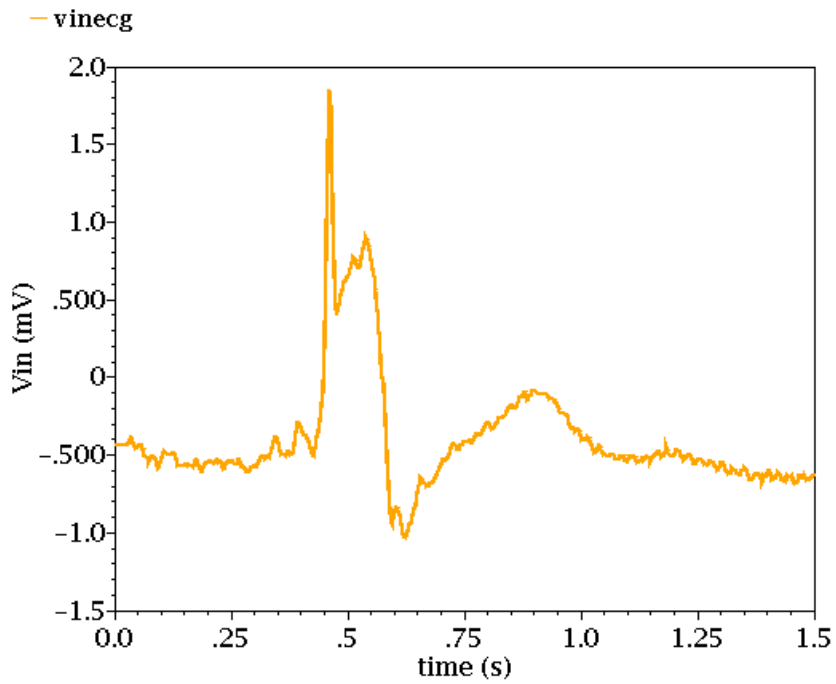


شکل ۵-۳۷: خروجی مدار به ازای تقویت‌کننده ایده‌آل و تقویت‌کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۱

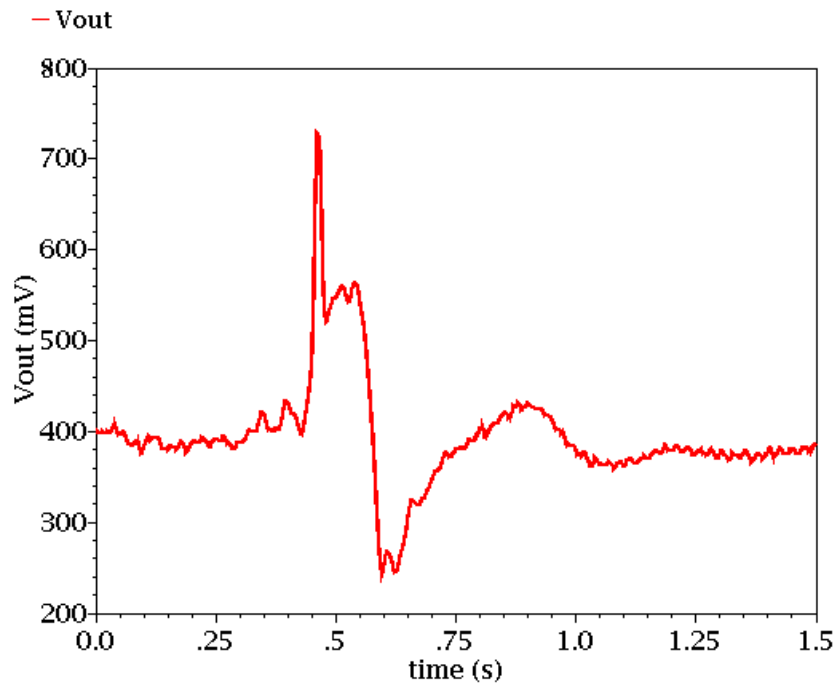


شکل ۵-۳۸: (الف) سیگنال ECG۱ و (ب) FFT سیگنال ECG۱

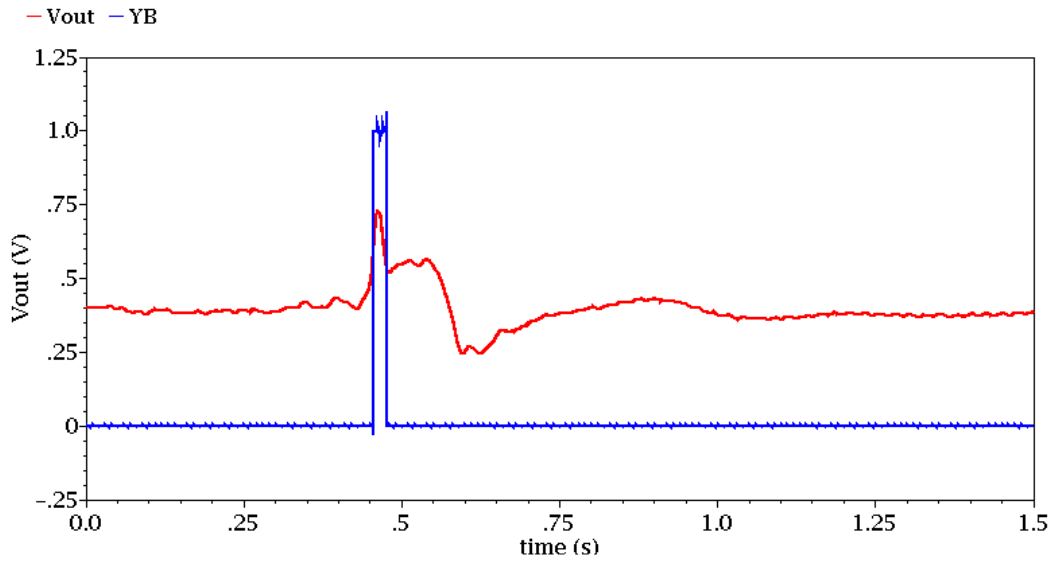
دامنه سیگنال ECG₂، ۱/۷ میلی‌ولت و دامنه این سیگنال در خروجی ۷۲۸ میلی‌ولت است.



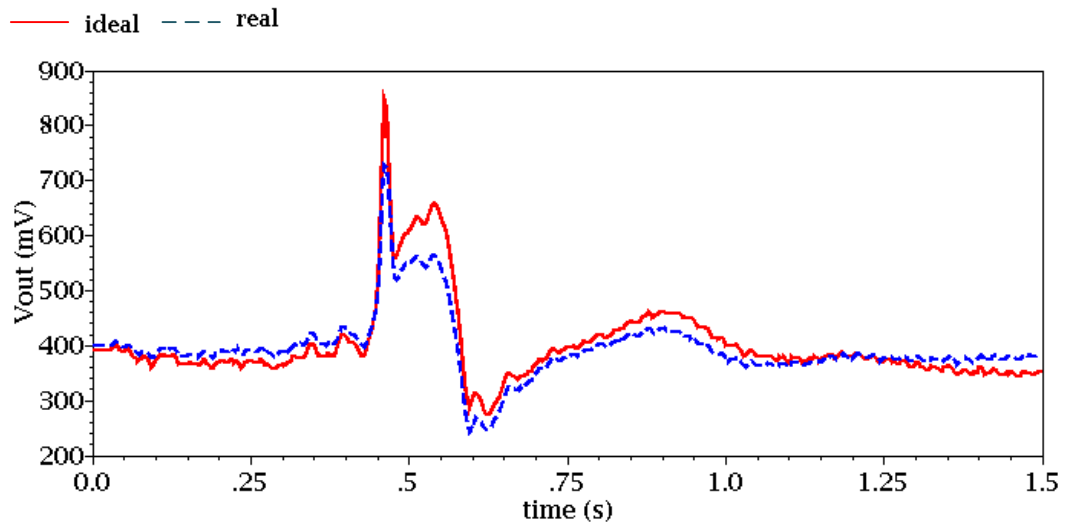
شکل ۵-۳۹: سیگنال ECG₂



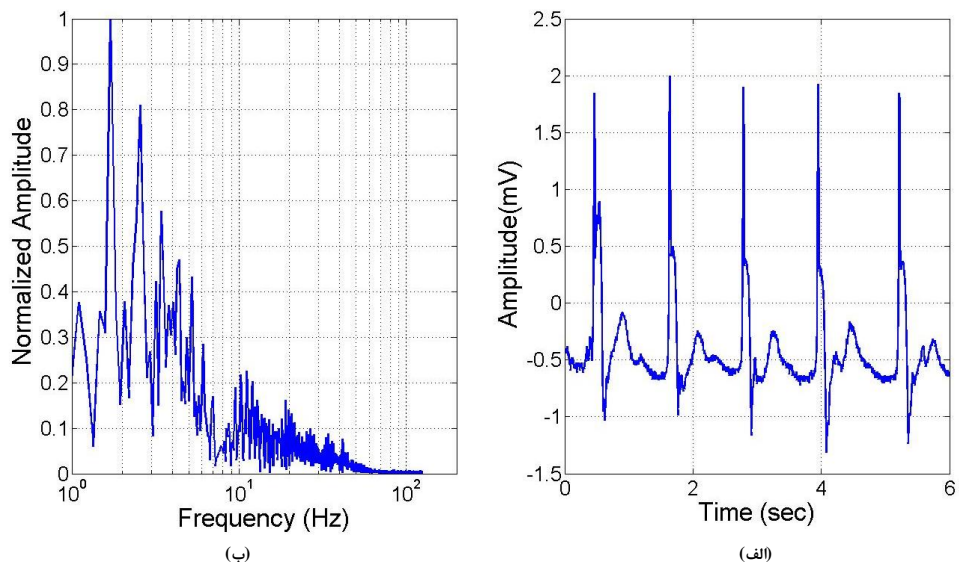
شکل ۵-۴۰: خروجی مدار به ازای سیگنال ECG₂



شکل ۴۱-۵: خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG₂

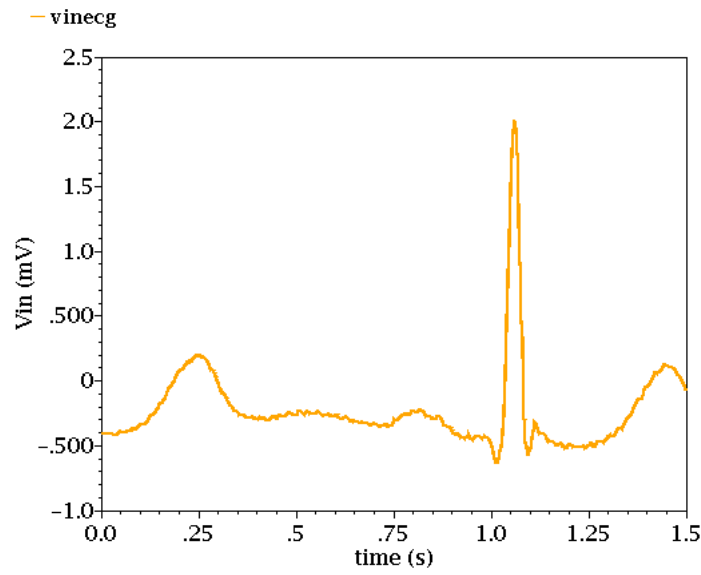


شکل ۴۲-۵: خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG₂

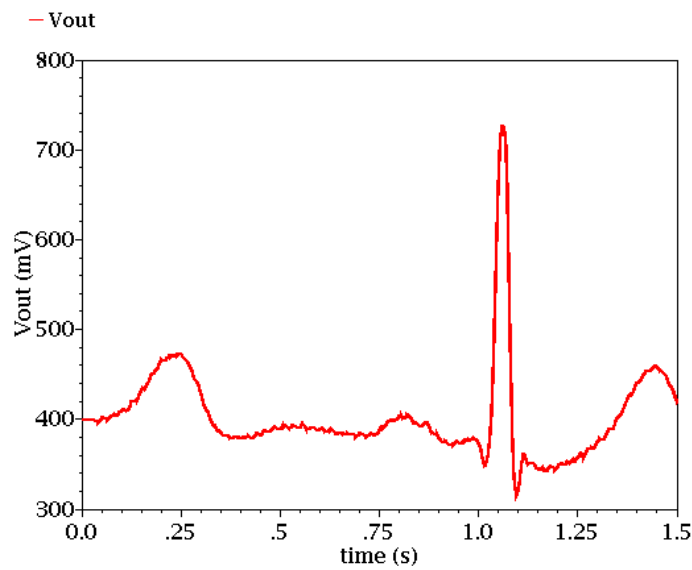


شکل ۴۳-۵: (الف) سیگنال ECG₂ و (ب) FFT سیگنال ECG₂

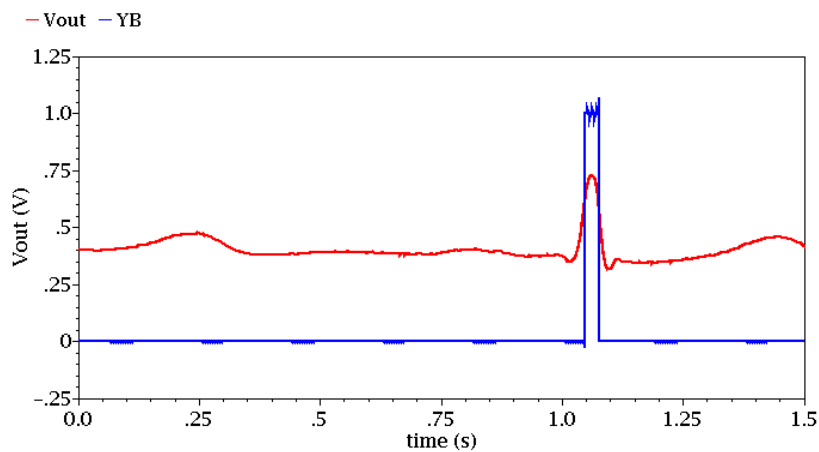
دامنه سیگنال ECG^۳، ۱/۹ میلی‌ولت و دامنه این سیگنال در خروجی ۷۲۶ میلی‌ولت است.



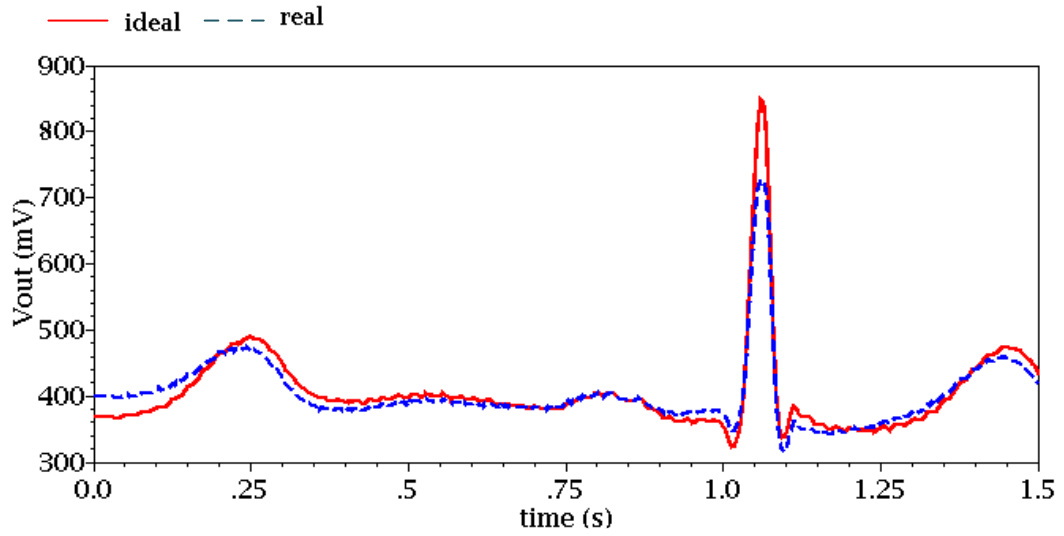
شکل ۴۴-۵: سیگنال ECG^۳



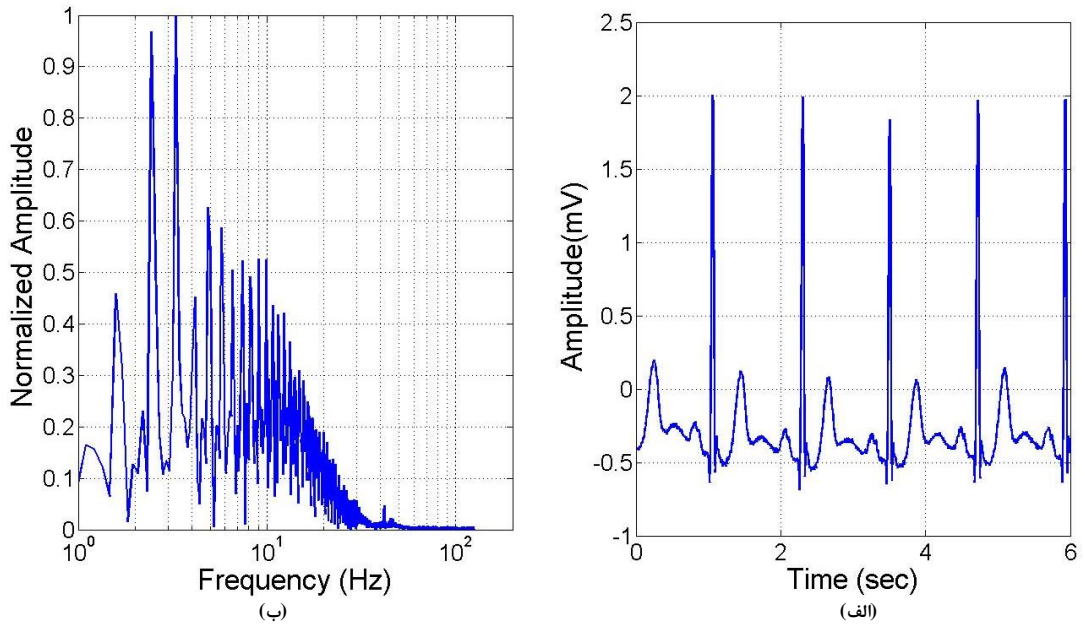
شکل ۴۵-۵: خروجی مدار به ازای سیگنال ECG^۳



شکل ۴۶-۵: خروجی مدار بعد از مقایسه‌گر به ازای سیگنال ECG^۳

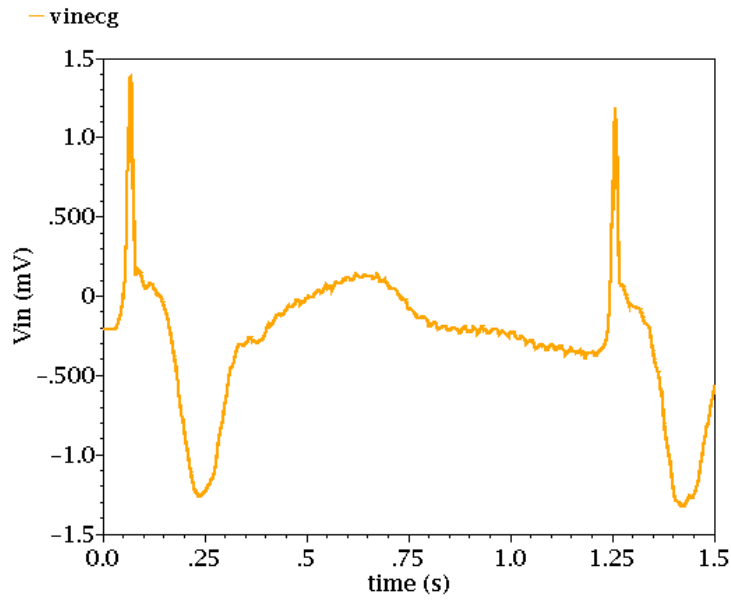


شکل ۵-۴۷: خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG^۳

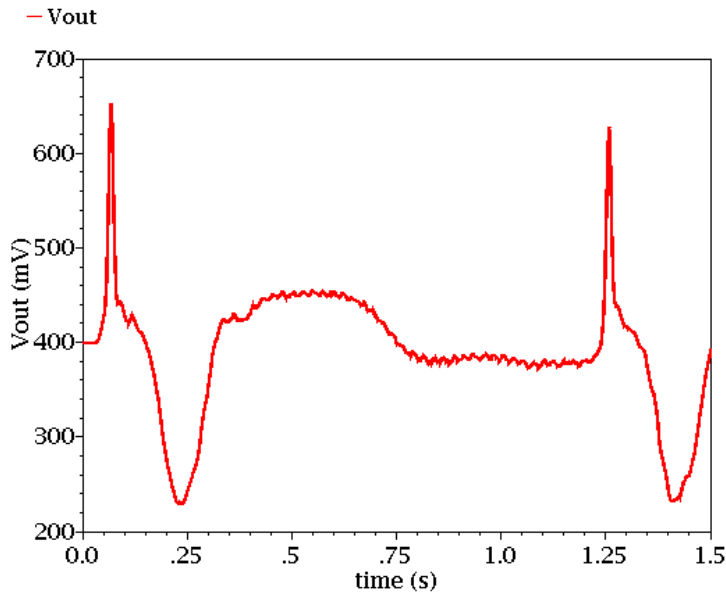


شکل ۵-۴۸: (الف) سیگنال ECG^۳ و (ب) FFT سیگنال ECG^۳

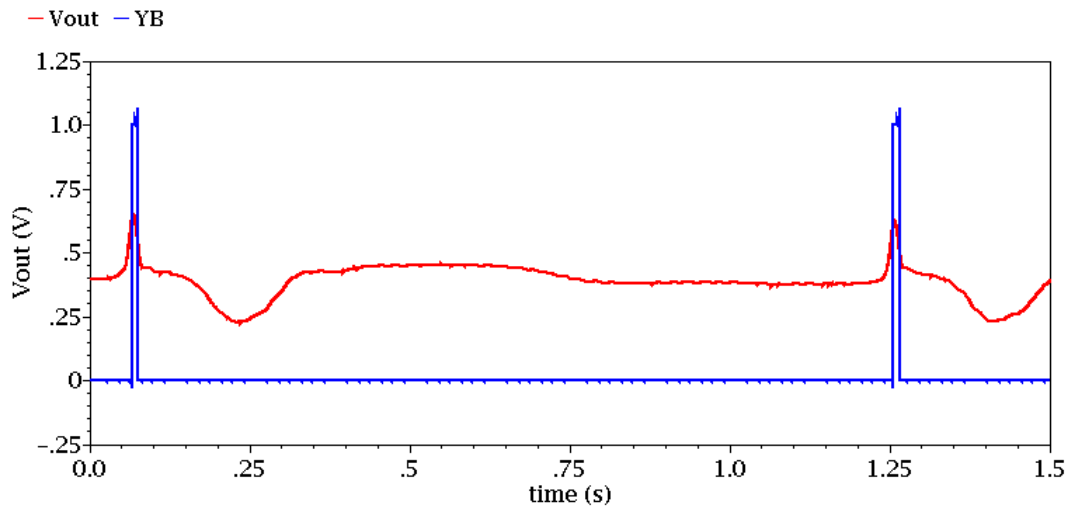
دامنه سیگنال ECG^۴، $\frac{1}{3}$ میلی ولت و دامنه این سیگنال در خروجی ۶۵۲ میلی ولت است.



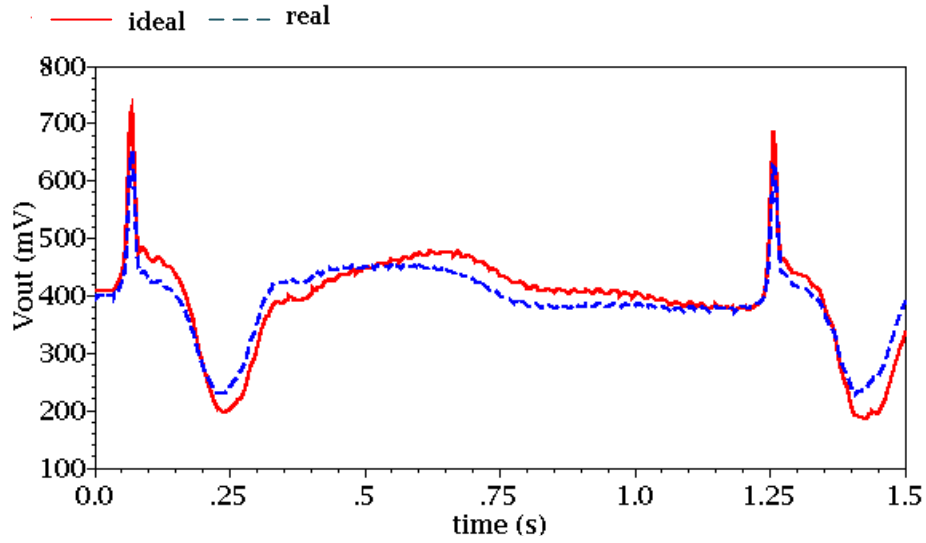
شکل ۵-۴۹: سیگنال ECG۴



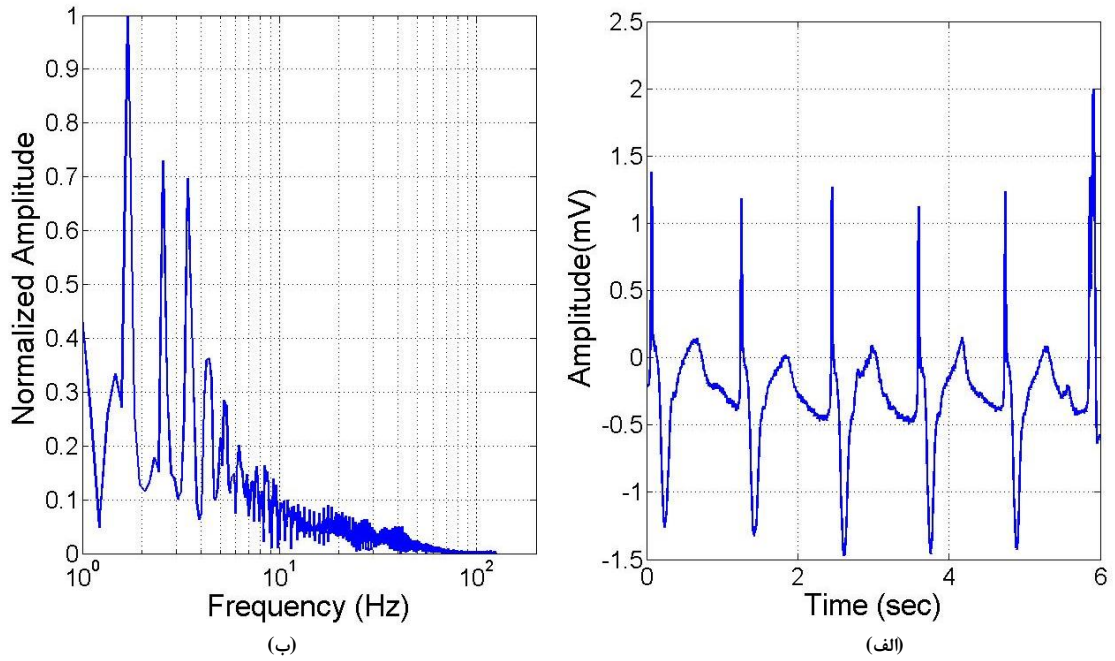
شکل ۵-۵۰: خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۴



شکل ۵-۵۱: خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG۴

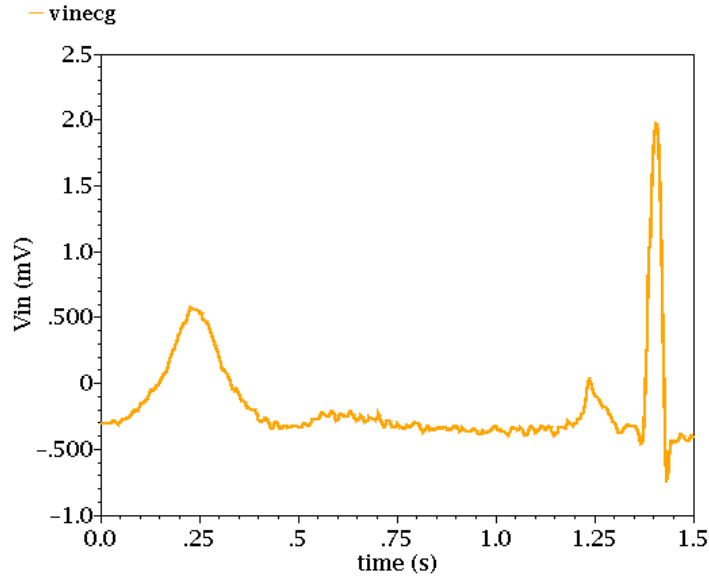


شکل ۵-۵۲: خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده‌آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG^۴

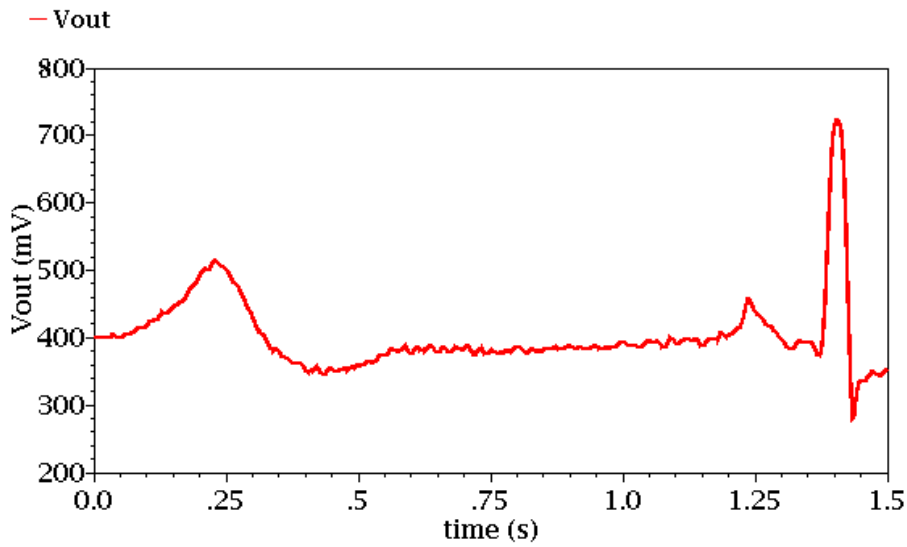


شکل ۵-۵۳: (الف) سیگنال ECG^۴ و (ب) FFT سیگنال ECG^۴

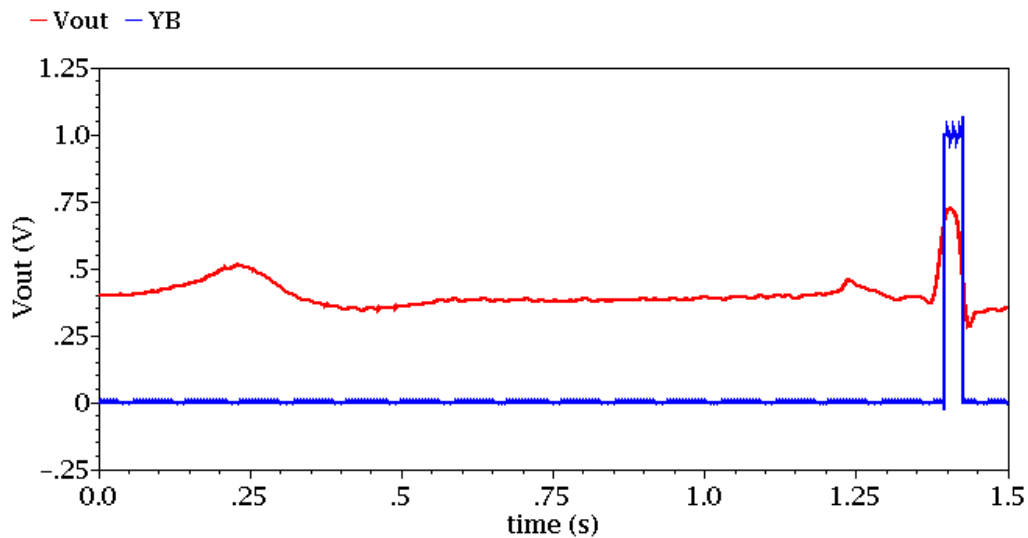
دامنه سیگنال ECG^۵، $1/9$ میلی‌ولت و دامنه این سیگنال در خروجی 723 میلی‌ولت است.



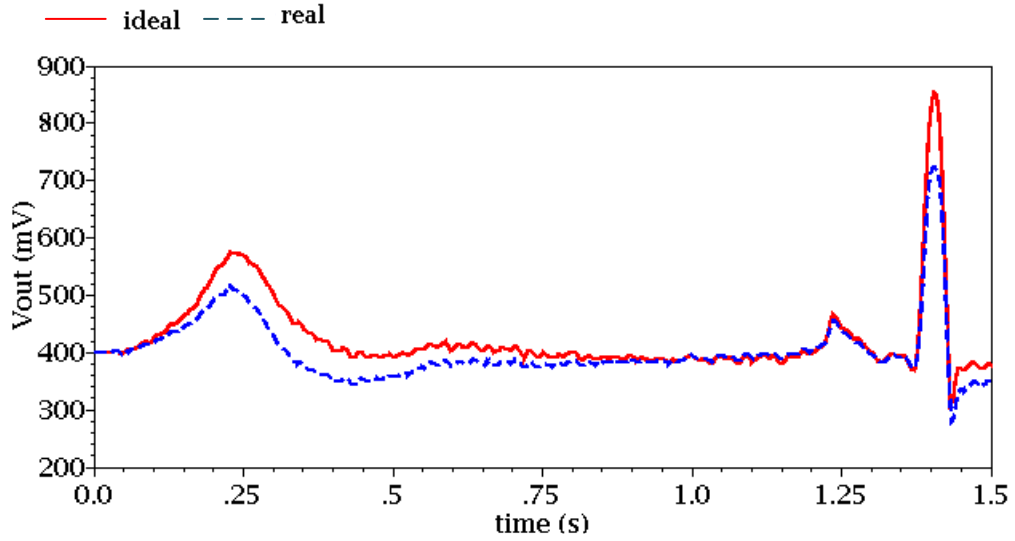
شکل ۵-۴: سیگنال ECG



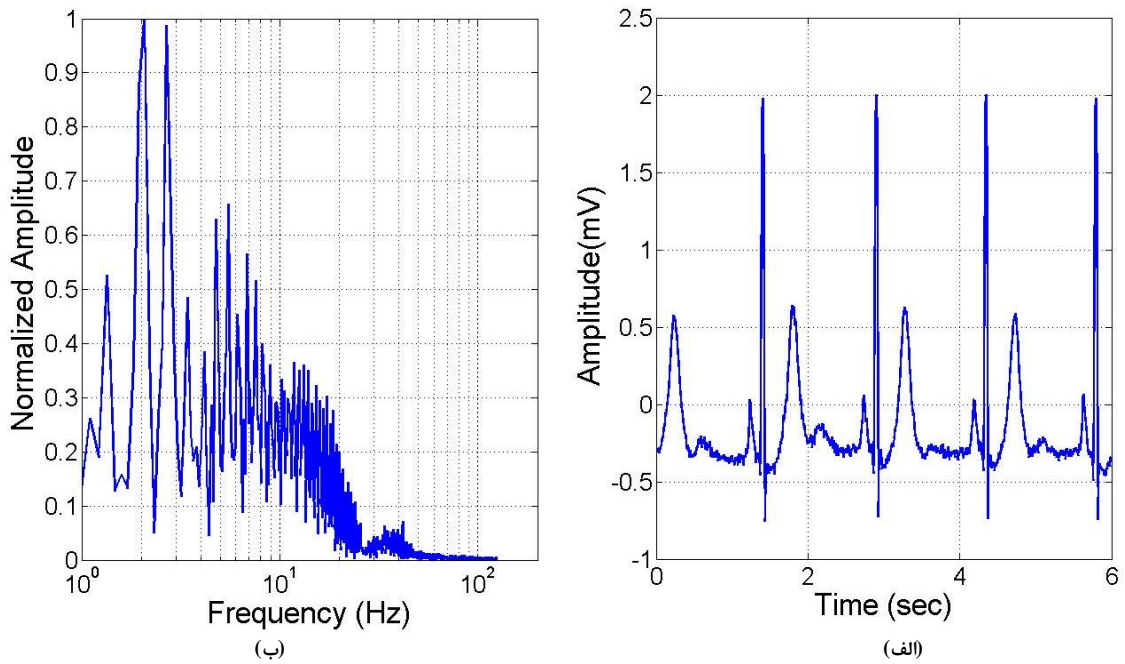
شکل ۵-۵: خروجی مدار به ازای سیگنال ECG



شکل ۵-۶: خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG

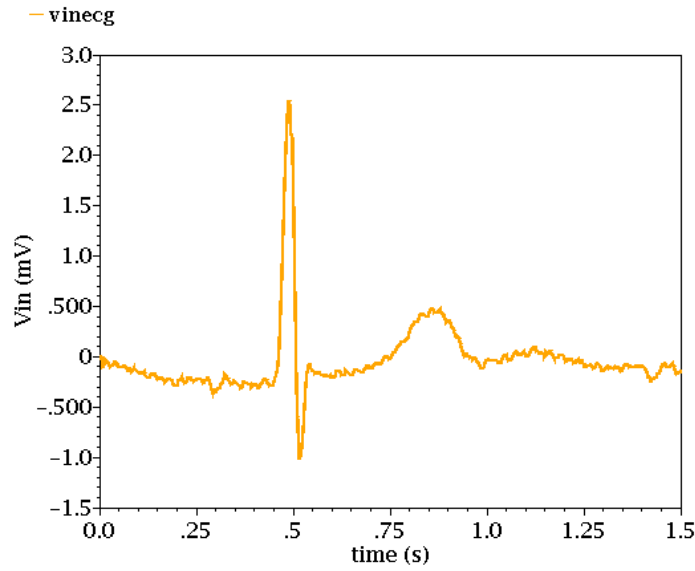


شکل ۵-۵۷: خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۵

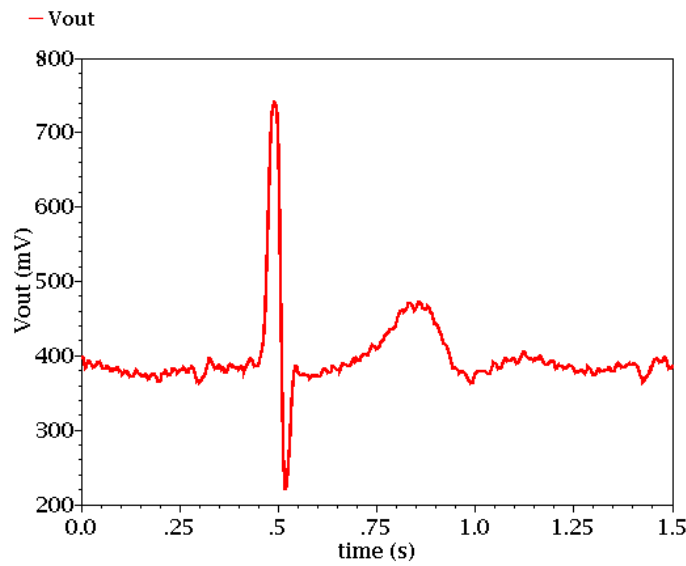


شکل ۵-۵۸: (الف) سیگنال ECG۵ و (ب) FFT سیگنال ECG۵

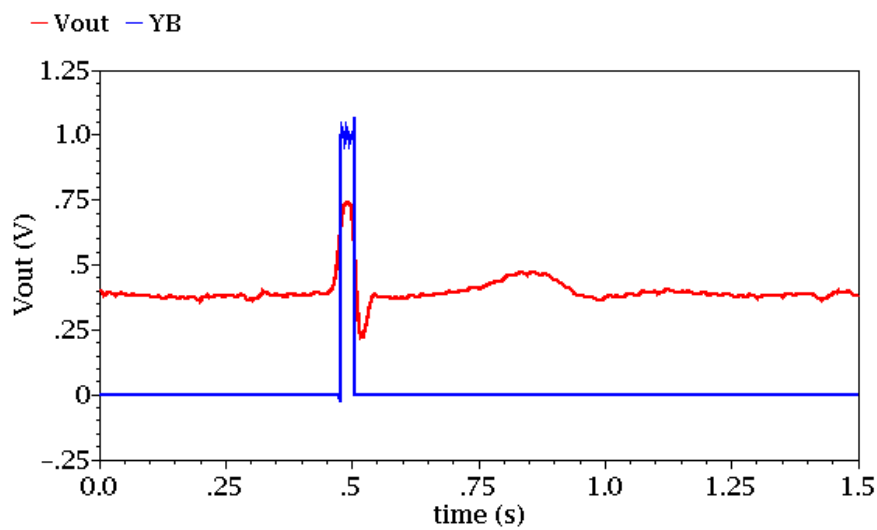
دامنه سیگنال ECG۶، $\frac{2}{5}$ میلی ولت و دامنه این سیگنال در خروجی 740 میلی ولت است.



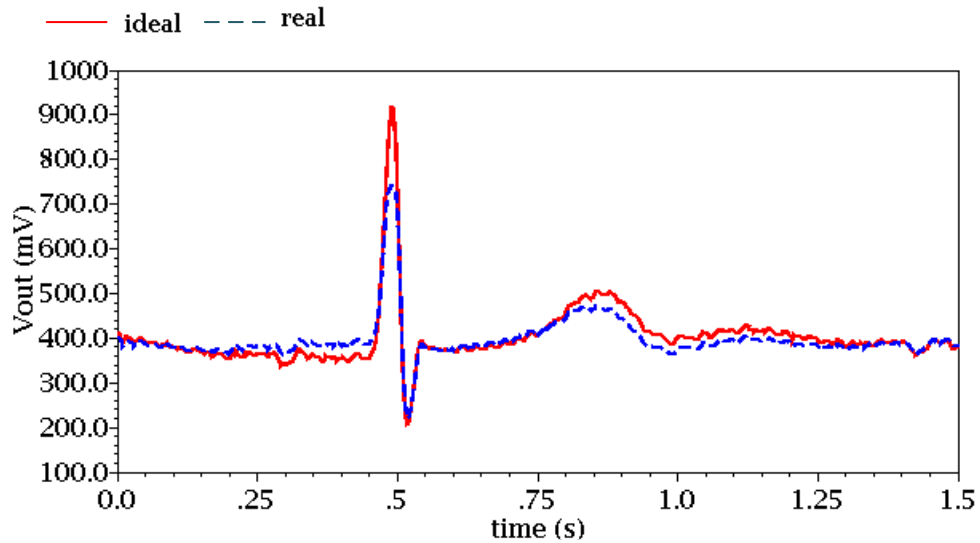
شکل ۵-۵۹: سیگنال ECG۶



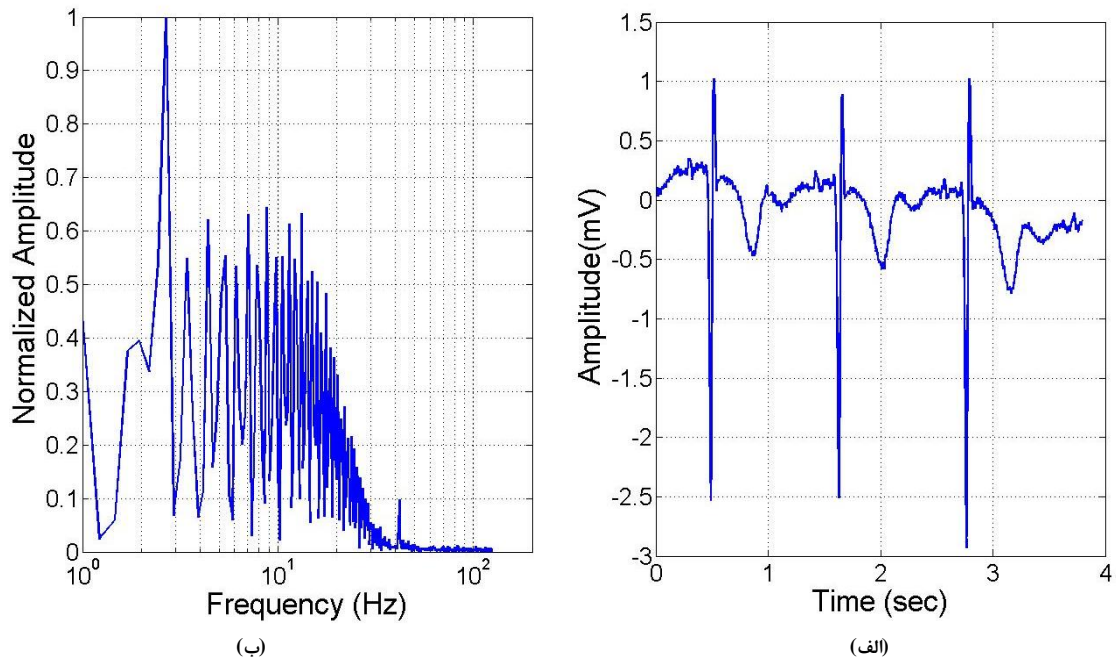
شکل ۵-۶۰: خروجی مدار به ازای سیگنال ECG۶



شکل ۵-۶۱: خروجی مدار بعد از مقایسه گر به ازای سیگنال ECG۶



شکل ۵-۶: خروجی مدار به ازای تقویت کننده ایده آل و تقویت کننده پیشنهادی به ازای سیگنال ECG۶



شکل ۵-۶: (الف) سیگنال ECG۶ و (ب) FFT سیگنال ECG۶

۵-۶ جانمایی و شبیه سازی پس از جانمایی در ساختار پیشنهادی

همان طور که می دانیم، در هر شماتیک ویژگی های تمامی قطعات و نحوه اتصال آن ها نمایش داده می شود. هر جانمایی بر مبنای یک طرح شماتیک طراحی، و وجود یک طرح شماتیک صحیح برای طراحی کردن جانمایی لازم است. بعد از رسم جانمایی باید از صحت طرح خود چه از نظر قواعد طراحی

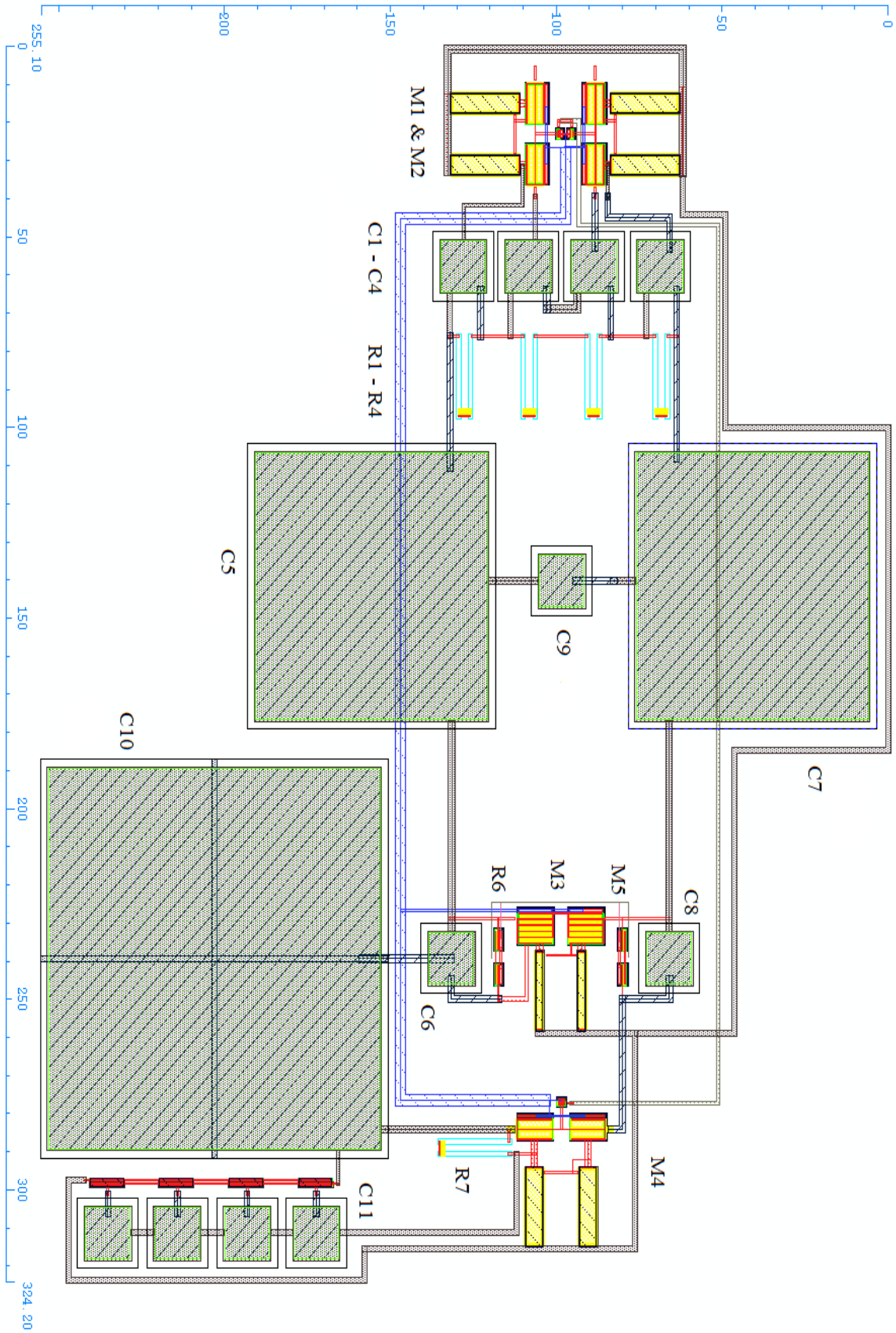
و چه از نظر تطابق جانمایی با شماتیک اطمینان حاصل شود. برای اطمینان از صحت قواعد طراحی روند DRC^۱ اجرا می شود. همچنین برای بررسی صحت تطابق جانمایی با شماتیک از روند LVS^۲ استفاده می شود.

جهت بررسی دقیق تر عملکرد الکتریکی مدار طراحی شده، می توان از شبیه سازی پس از جانمایی بر روی فایل extracted netlist مدار استفاده کرد. برای انجام این کار ابتدا جانمایی رسم، سپس DRC و LVS برای آن طرح تایید می شود. حال با اجرای روند RCX، نمای av-extracted برای طرح ساخته می شود. این نما شامل خازن ها و مقاومت های پارازیتی مدار است. با انجام شبیه سازی پس از جانمایی، می توان سرعت مدار را تخمین زده، تأثیر خازن ها و مقاومت های پارازیتی را بر روی مدار مشاهده کرد. انجام شبیه سازی پس از جانمایی تا حد زیادی به مدل سازی در حالت غیر ایده آل می پردازد ولی نتایج مطلوب در این نوع شبیه سازی، ضمانت کاملی در مورد عملکرد موفق محصول ارائه نمی دهد. عملکرد واقعی تراشه تنها از طریق تست کردن محصول ساخته شده، مشخص می شود.

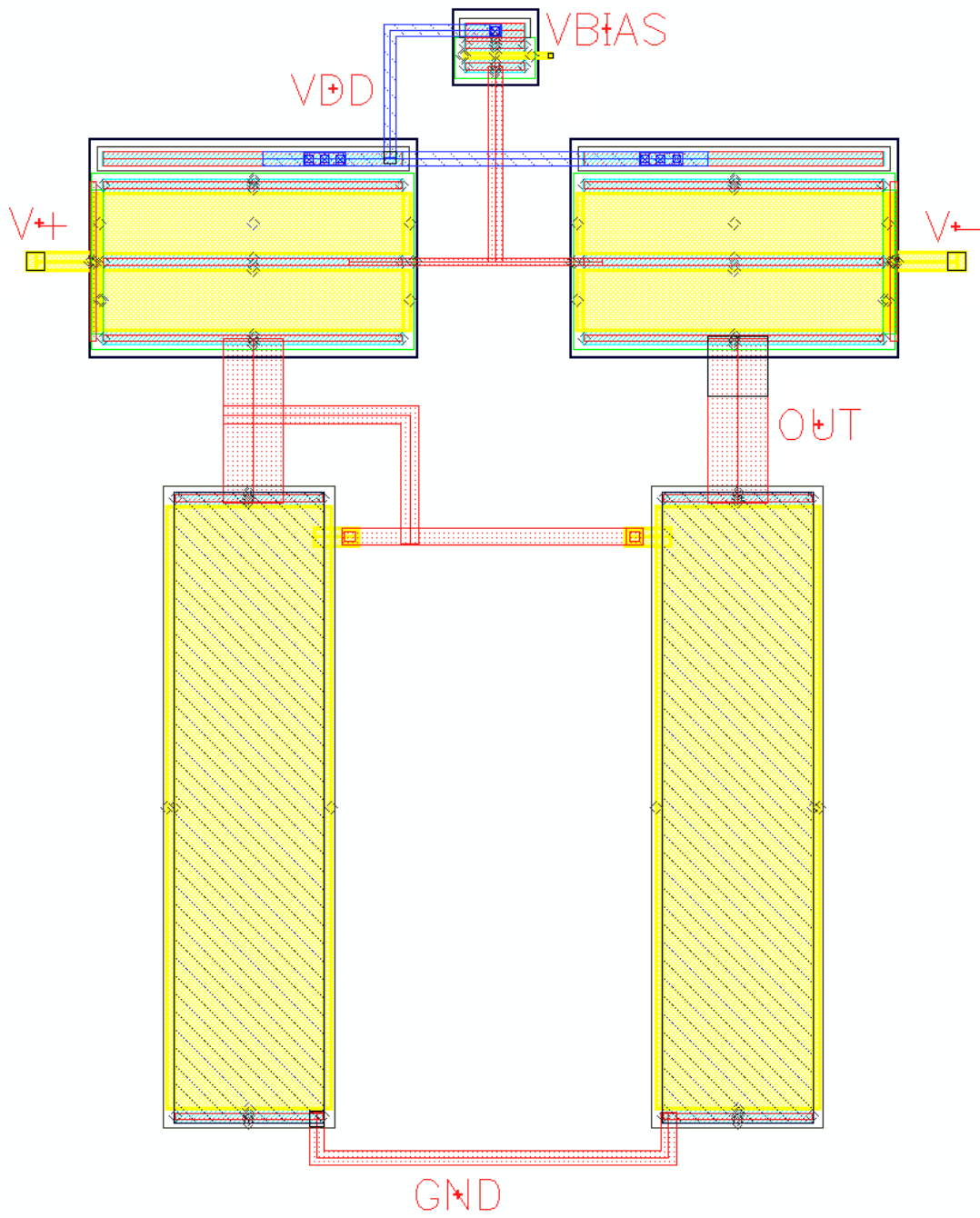
حال به منظور تأیید نتایج اولیه، جانمایی ساختار پیشنهادی توسط نرم افزار Cadence در تکنولوژی TSMC 0.18 μ m CMOS رسم گردید. برای رسم این جانمایی از خازن های mimcap، ترانزیستورهای NMOS2v و PMOS2v استفاده می شود. برای رسیدن به نتیجه بهتر در شبیه سازی پس از جانمایی، جانمایی باید متقارن باشد. مقادیر پارامترهای مدار در طرح جانمایی، با توجه به شماتیک قرار داده می شود. این جانمایی در شکل ۵-۶۴ نشان داده شده است. جانمایی تقویت کننده پیشنهادی بدون ساختار تحریک پای راست رسم شده است. جانمایی ساختار OTA در تقویت کننده پیشنهادی در شکل ۵-۶۵ ارائه شده است. همچنین شکل ۵-۶۶ جانمایی مدار را با ساختار تحریک پای راست نشان می دهد. با توجه به جانمایی، سطح اشغالی تقویت کننده پیشنهادی ۰/۰۸۳ mm² خواهد بود.

^۱ Design Rule Check

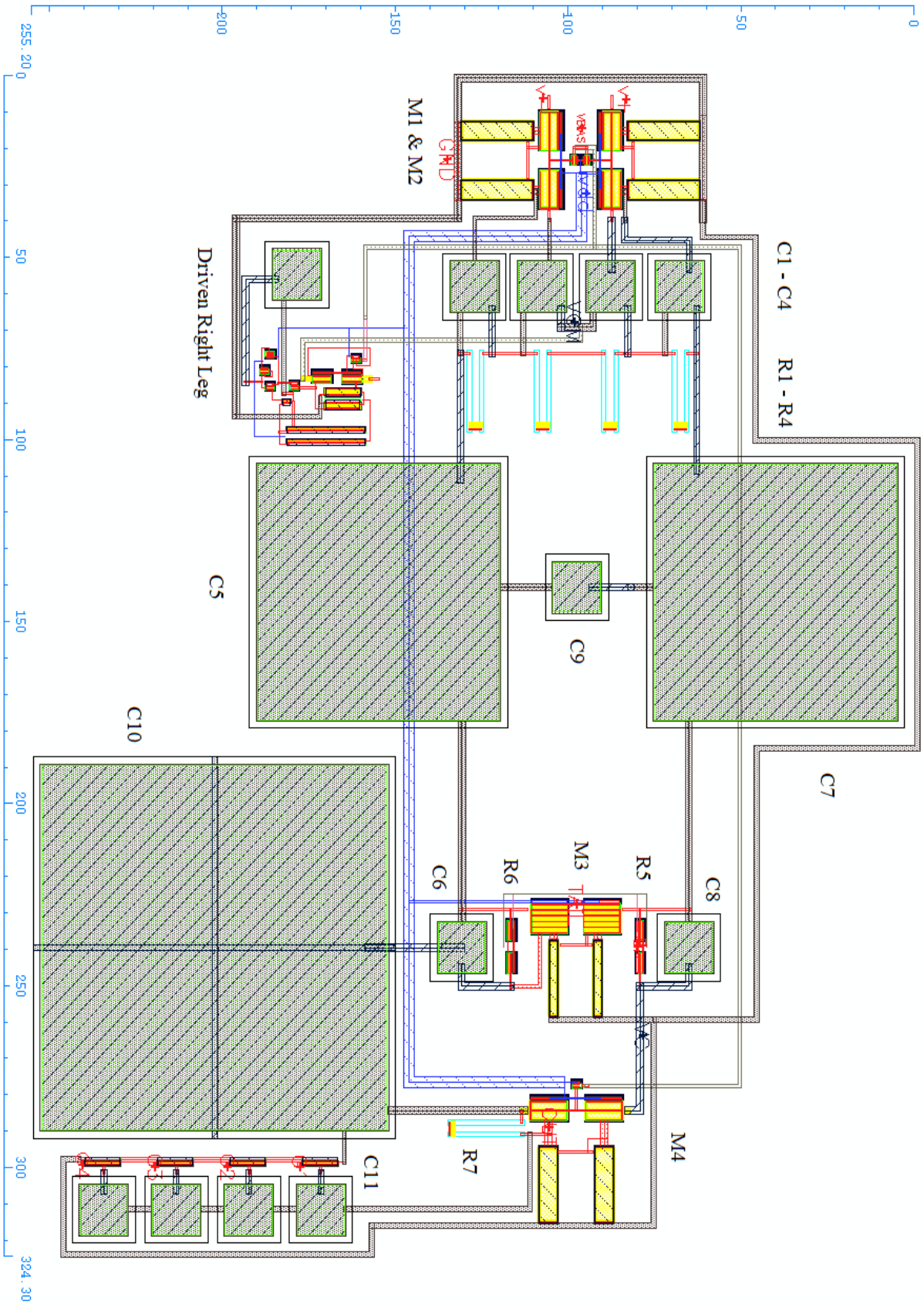
^۲ Layout Versus Schematic



شکل ۵-۶۴: جانمایی ساختار پیشنهادی در تکنولوژی TSMC 0.18 μm CMOS



شکل ۵-۶۵: جانمایی ساختار OTA در تقویت کننده پیشنهادی



شکل ۵-۶۶: جانمایی ساختار پیشنهادی همراه با مدار درایوی پای راست

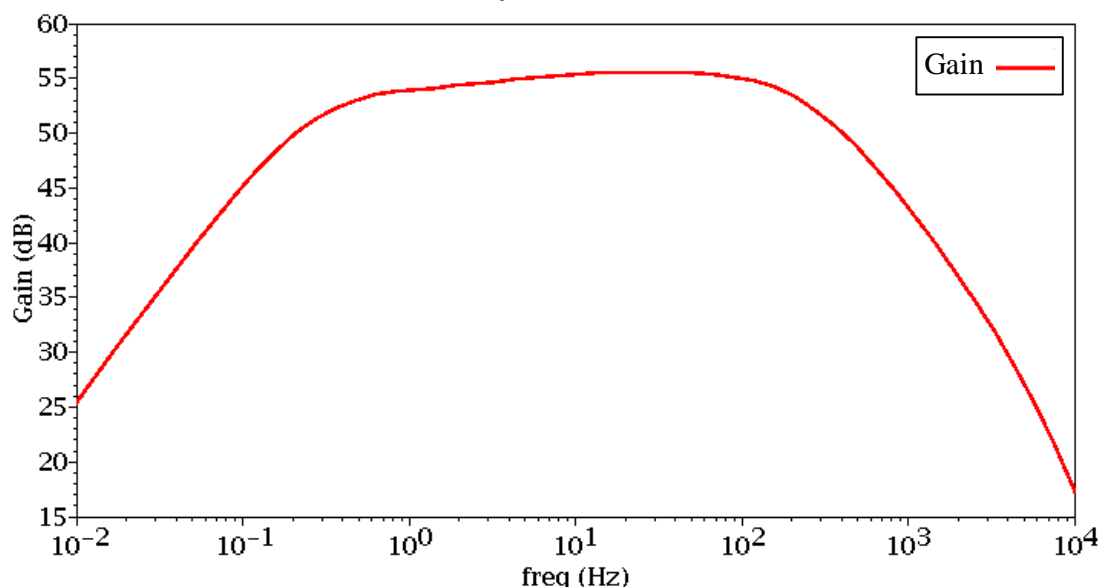
۷-۵ نتایج شبیه سازی پس از جانمایی ساختار پیشنهادی

با توجه به این که در شبیه سازی اولیه تقویت کننده، برخی از عناصر پارازیتی نظیر خازن ها و مقاومت های پارازیتی در نظر گرفته نمی شوند، بنابراین باید شبیه سازی را پس از رسم جانمایی نیز انجام دهیم تا این عناصر پارازیتی در نظر گرفته شوند. مدار را با منبع تغذیه یک ولت شبیه سازی می کنیم. نمودار پاسخ فرکانسی مدار در شکل ۵-۶۷ قابل مشاهده است. شکل ۵-۶۸ مقایسه ای بین شبیه سازی اولیه و شبیه سازی پس از جانمایی برای بهره ۵۵/۳۸ را نشان می دهد. همان طور که مشاهده می شود این دو نمودار با تقریب خوبی بر روی هم قرار می گیرند. نتایج حاصل از شبیه سازی پس از جانمایی در جدول ۵-۸ نشان داده شده است.

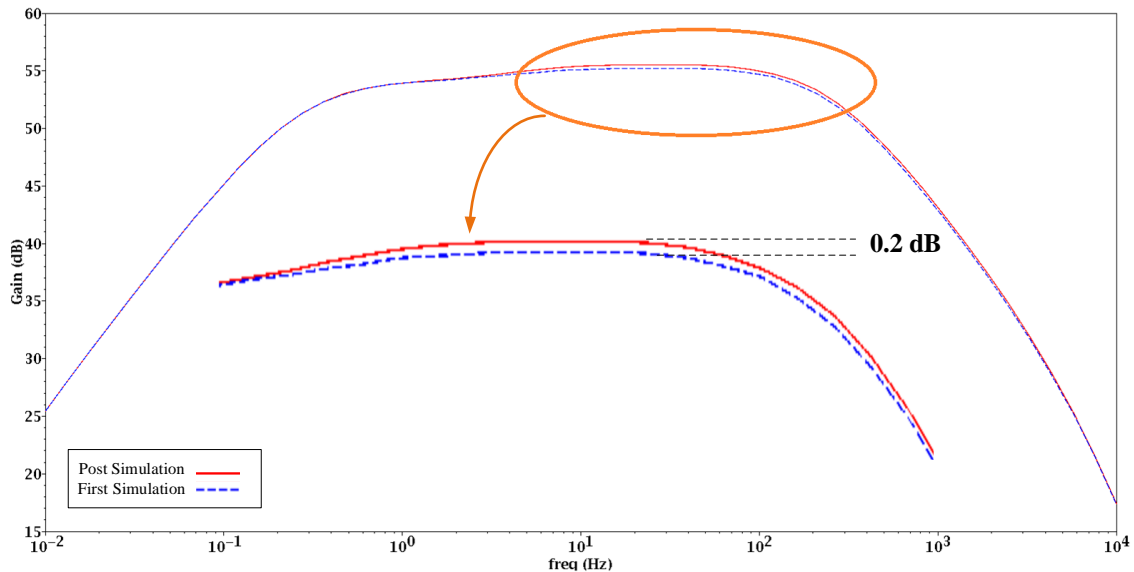
جدول ۵-۸: پارامترهای حاصل از شبیه سازی پس از جانمایی تقویت کننده پیشنهادی

تکنولوژی (μm)	بهره (dB)	فرکانس قطع پایین (mHz)	فرکانس قطع بالا (Hz)	توان مصرفی (nW)	نویز (μV_{rms})	منبع تغذیه (V)	NEF	سطح اشغالی (mm^2)
۰/۱۸	۵۵/۳۸	۳۶۰/۴۳	۱۶۲/۱	۹۲/۱۳	۰/۷۴	۱	۱/۶۱	۰/۰۸۳

Post Layout simulation



شکل ۵-۶۷: نتایج حاصل از شبیه سازی پس از جانمایی



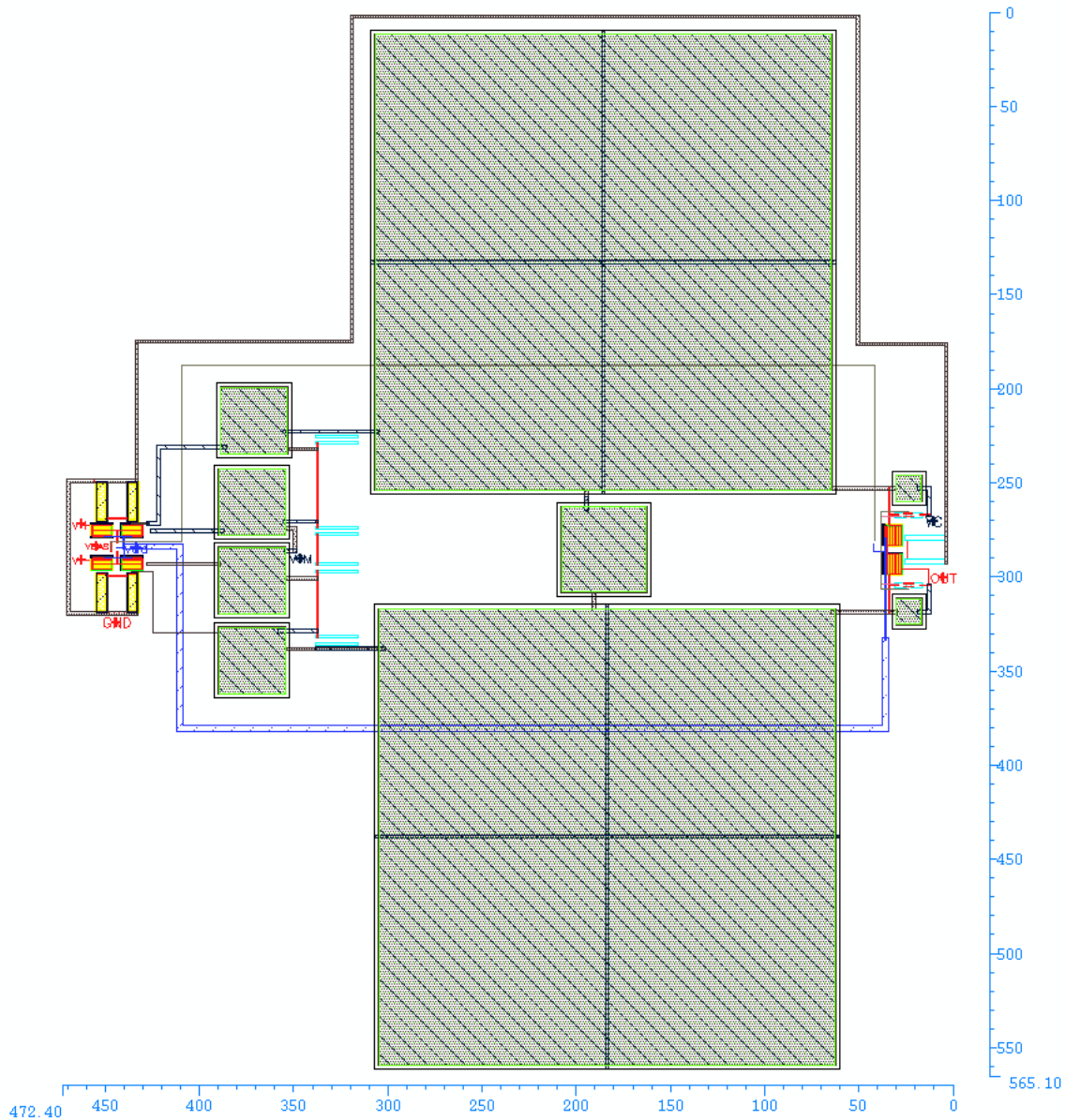
شکل ۵-۶۸: مقایسه بین شبیه‌سازی اولیه و شبیه‌سازی پس از جانمایی

جانمایی برای مدار شکل ۵-۱ نیز رسم شد که در شکل ۵-۶۹ نشان داده شده است. سطح اشغالی برای این مدار 0.27 mm^2 است. سطح اشغال شده بر روی تراشه برای ساختار پیشنهادی در مقایسه با ساختار پایه به طور قابل توجهی کاهش یافته است. همان‌طور که مشاهده می‌شود، بیشترین سطح بر روی جانمایی توسط خازن‌های mimcap اشغال می‌شود. در ساختار پیشنهاد شده اضافه کردن یک طبقه به مدار باعث کاهش سطح اشغالی، هم‌چنین افزودن قابلیت تنظیم پذیری بهره و پهنای باند به مدار شده است.

۵-۸ نتیجه‌گیری

در این فصل، ابتدا ساختار پایه جهت تقویت سیگنال قلب معرفی شد که مزایا و معایبی دارد. این ساختار قابلیت تنظیم فرکانس‌های قطع پایین، بالا و تنظیم بهره را ندارد. هم‌چنین سطح زیادی بر روی تراشه اشغال می‌کند. بدین جهت ساختاری جهت تقویت سیگنال قلب پیشنهاد شد که قابلیت تنظیم فرکانس‌های قطع پایین، بالا و تنظیم بهره را داشته باشد. هم‌چنین سطح اشغالی ساختار پیشنهادی در مقایسه با ساختار پایه کاهش یافت. توان مصرفی و نویز ارجاع داده شده به ورودی تقویت کننده پیشنهادی در مقایسه با سایر کارها مقدار مطلوبی دارد. ضریب کارایی نویز برای ساختار پیشنهادی در

دمای ۲۷ درجه سانتی گراد و پهنای باند ۱۴۰ هرتز، $1/23$ است. جهت آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب در خروجی تقویت کننده پیشنهادی از یک مقایسه گر دینامیک استفاده شد. هر زمان که این موج شناسایی شود، یک پالس در خروجی مقایسه گر آشکار خواهد شد. جدول ۵-۹ نتایج شبیه سازی این طراحی را با سایر کارهای مشابه مقایسه می کند.



شکل ۵-۶۹: جانمایی ساختار انتخاب شده در تکنولوژی TSMC 0.18 μm CMOS

جدول ۵-۹: مقایسه این طراحی با سایر کارها

سطح اشغالی (mm ²)	NEF	تکنولوژی (CMOS)	منبع تغذیه (V)	پهنای باند (Hz)	بهره (dB)	نویز (μV_{rms})	توان مصرفی (W)	
0.16	3.8	1.5 μm	2.5	7.5k	40	2.1	80 μ	[7] JSSC'03
0.06	3.38	0.18 μm	1.8	4/300 -10k	52.5-57.5	2.6	20.8 μ	[11] JESTCAS'11
N.A	N.A	0.35 μm	3	0.4-4k	39	3	1.5 μ	[38] ISSC'10
0.1	N.A	0.5 μm	1.8	290	45.3	8.1	2.76 μ	[13] TBCAS'09
N.A	N.A	0.18 μm	1	0.3-150	43-48	8.2	72n	[39] Scientia Iranica'16
N.A	3.66	0.35 μm	3.3	1-10k	66	6.4	7.26 μ	[40] NEWCAS'15
2.6	N.A	0.18 μm	1.8	0.5-150	56	0.91	31 μ	[50] JETCAS'18
0.18	2.26	0.35 μm	2	0.2-200	39.8	2.05	320n	[51] TBioCAS'18
0.08	1.23	0.18 μm 27°C-TT	1	394m/2.34 - 135/383	50.25-60.62	1.53 - 0.97	89.62n - 118n	طرح پیشنهادی
	2.12	0.18 μm 85°C-SS		6/7 - 131.6/132	49.9-59.69	2 - 1.95	109n - 138.8n	
	3.64	0.18 μm 40°C-FF		756.5m/3 - 194.7/223.6	49.31-59.3	1.84 - 1.5	514.2n - 636.4n	
	2.61	0.18 μm 27°C-SF		478m/2.9 - 176.1/564	49.67-59.87	1.6 - 0.85	303.4n - 334.3n	
	1.28	0.18 μm 27°C-FS		316.3m/3 - 78.55/202.1	49.79-60.07	1.5 - 1.2	36.84n - 64.15n	
0.08	1.61	0.18 μm 27°C-TT	1	360.43m - 162.1	55.38	0.74	92.13n	طرح پیشنهادی بعد از جانمایی

فصل ششم

نتیجه‌گیری و پیشنهادها

۶-۱ نتیجه‌گیری

به دلیل اهمیت وضعیت ضربان قلب در تشخیص بیماری‌ها، در این پایان‌نامه موج QRS سیگنال قلب شناسایی و آشکارسازی شد. جهت آشکارسازی این موج، ابتدا باید سیگنال قلب را تقویت و فیلتر نمود زیرا دامنه و فرکانس سیگنال قلب کم است. بنابراین نویز، آفست DC و سیگنال حالت-مشترک که دامنه‌ای بزرگتر از سیگنال اصلی دارند، باید تا حد امکان حذف شوند. دامنه سیگنال قلب کمتر از ۵ میلی‌ولت بوده و باند فرکانسی آن حدود ۰/۱ تا ۱۵۰ هرتز است.

تقویت‌کننده سیگنال قلب باید دارای مشخصاتی از جمله امپدانس ورودی بزرگ، بهره بالا، نویز کم، توان مصرفی پایین و اشغال سطح کوچک بر روی تراشه باشد. با توجه به این که سیگنال قلب از کدام قسمت بدن دریافت شود و یا این که از چه الکترودی استفاده شده باشد، ممکن است دامنه سیگنال قلب تغییر کند لذا تقویت‌کننده باید دارای بهره متغیر و قابل تنظیم باشد. همچنین این تقویت‌کننده باید قابلیت تنظیم فرکانس‌های قطع پایین و بالا را نیز داشته باشد.

تاکنون پژوهش‌های زیادی برای طراحی یک تقویت‌کننده سیگنال قلب انجام شده است. با توجه به خصوصیات تقویت‌کننده سیگنال قلب، از میان پژوهش‌های انجام شده، تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی به عنوان ساختار پایه انتخاب می‌شود. این انتخاب به دلیل آن است که نویز و توان مصرفی در مقایسه با ساختاری که به جای خازن از مقاومت در آن استفاده شده است، کمتر است. در این ساختار سه OTA به کار برده شده است. جهت کاهش توان مصرفی، ترانزیستورهای ورودی را در ناحیه زیرآستانه بایاس می‌کنیم. همچنین به منظور کاهش نویز فلیکر، ترانزیستورهای ورودی را PMOS انتخاب کرده‌ایم. همچنین این ترانزیستورها را بزرگ در نظر می‌گیریم. در ساختار تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی برای رسیدن به بهره باند میانی مطلوب، مقدار کل خازن‌های استفاده شده بزرگ می‌شود بنابراین سطح زیادی بر روی تراشه اشغال می‌کند. همچنین این ساختار، قابلیت تنظیم فرکانس‌های قطع و تنظیم بهره را نیز ندارد.

جهت بهبود وضعیت تقویت‌کننده ابزار دقیق خازنی، ساختاری پیشنهاد شد که اولاً فرکانس‌های قطع پایین و بالا و بهره تقویت‌کننده قابل تنظیم باشد دوماً توان مصرفی و نویز ارجاع داده شده به ورودی کمی داشته باشد سوماً سطح اشغالی بر روی سیلیکون نیز کاهش یابد. حال اگر بهره تقویت‌کننده به جای این که در یک طبقه ایجاد شود را در دو طبقه محاسبه کنیم، باعث می‌شود که سطح اشغالی بر روی تراشه کاهش یابد. همچنین قابلیت تنظیم بهره و پهنای باند به مدار اضافه می‌شود. تقویت‌کننده پیشنهادی، کمترین نویز ارجاع داده شده به ورودی را در بین ساختارهای ارائه شده دارا بوده همچنین توان مصرفی نیز پایین است.

تقویت‌کننده پیشنهادی در تکنولوژی ۰/۱۸ میکرومترو CMOS و منبع تغذیه یک ولت طراحی و شبیه‌سازی شد. این ساختار دارای بهره باند میانی قابل تنظیم از ۵۰/۲۵ تا ۶۰/۶۲ دسیبل بوده و فرکانس قطع پایین از ۳۹۴ میلی‌هرتز تا ۱/۶۴ هرتز قابل تنظیم است. همچنین فرکانس قطع بالا از ۱۴۰ تا ۳۸۳ هرتز قابلیت تنظیم دارد. به دلیل قابل تنظیم بودن فرکانس قطع بالای تقویت‌کننده، توان مصرفی مدار بین ۸۹/۶۲ تا ۱۱۸ نانوات تغییر می‌کند. نویز مؤثر ارجاع داده شده به ورودی این تقویت‌کننده ۱/۵۳ میکروولت بوده و مقدار ضریب کارایی نویز ۱/۲۳ خواهد بود. ولتاژ حالت-مشترک در خروجی طبقه اول بدون هیچ مدار جانبی به دست می‌آید سپس با استفاده از مدار تحریک پای راست، سیگنال حالت-مشترک به خوبی حذف می‌شود. همچنین جهت آشکارسازی موج QRS سیگنال قلب، در خروجی تقویت‌کننده پیشنهادی از مقایسه‌گر Latch استفاده می‌شود. زمانی که موج QRS وجود داشته باشد، در خروجی مقایسه‌گر یک پالس ایجاد می‌شود.

۲-۶ پیشنهادها

(۱) بررسی نویز فلیکر مدار پیشنهادی سپس اعمال روش چاپر بر روی تقویت‌کننده پیشنهادی به منظور کاهش نویز فلیکر.

(۲) قرار دادن مدار تشخیص دیجیتال پیشرفته‌تر در خروجی این مدار.

مراجع

- [۱] اشرف، محمدرضا، "طراحی و شبیه‌سازی روش‌های مدارهای استحصالی انرژی گرمایی به منظور تأمین توان ضربان‌ساز مصنوعی قلب"، دکتری تخصصی، دانشگاه تهران، تهران، ۱۳۹۴.
- [2] "شایع‌ترین علل مرگ و میر ایرانیان در سال گذشته" www.salamatnews.com/news/183982, 1395.
- [3] K. Lasanen and J. Kostamovaara, "A 1-V Analog CMOS Front-End for Detecting QRS Complexes in a Cardiac Signal", *IEEE Transactions On Circuits And Systems I: Regular Papers*, vol. 52, no. 12, pp. 2584-2594, Dec. 2005.
- [4] X. Yang, Y. Zhang, W.w. Huang, and C.d. Ling, "Low Power Chopper Amplifier without LPF", *IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS)*, Malaysia, Dec. 2010, pp. 17-19.
- [۵] امیری، پرویز، و نقاش، امین، "تقویت‌کننده پزشکی تمام مجتمع با قابلیت تنظیم بهره و پهنای باند جهت دریافت سیگنال قلب"، فصلنامه صنایع الکترونیک، دوره ۴، شماره ۱، صفحه ۵-۱۸، بهار ۱۳۹۲.
- [6] R.H. Olsson, M.N. Gulari, and K.D. Wise, "Silicon neural recording arrays with on-chip electronics for in-vivo data acquisition", *IEEE-EMBS Special Topic Conference Micro-technologies Medicine Biology*, USA, 2002, pp. 237-240.
- [7] 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, June 2003.
- [8] H. Liu, K.T. Tang, J.Y. Wu, and G. Wang, "A Digitally Trimmable Low-Noise Low-Power Analog Front-End for EEG Signal Acquisition", *IEEE-EMBS International Conference on Biomedical and Health Informatics (BHI)*, China, Jan. 2012, pp. 208-211.
- [9] T.Y. Wang, M.R. Lai, C.M. Twigg, and S.Y. Peng, "A Fully Reconfigurable Low-Noise Biopotential Sensing Amplifier with 1.96 Noise Efficiency Factor", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 8, no. 3, pp. 411-422, June 2014.
- [10] X. Zou, X. Xu, L. Yao, and Y. Lian, "A 1-V 450-nW fully integrated programmable biomedical sensor interface chip", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 44, no. 4, pp. 1067-1077, Apr. 2009.
- [11] H. Rezaee-Dehsorkh, N. Ravanshad, R. Lotfi, Kh. Mafinezhad, and A.M. Sodagar, "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. 546-556, Dec. 2011.
- [12] M.J. Burke and D.T. Gleeson, "A micro-power dry-electrode ECG preamplifier", *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, vol. 47, no. 2, pp. 155-162, Feb. 2000.
- [13] L. Fay, V. Misra, and R. Sarpeshkar, "A Micro-power Electrocardiogram Amplifier", *IEEE Transactions on Biomedical Circuit and System*, vol. 3, no. 5, pp. 312-320, Oct. 2009.
- [14] M. Ghamati and M. Maymandi-Nejad, "A Low-Noise Low-Power MOSFET only Electrocardiogram Amplifier", *Journal of Electrical Systems and Signals*, vol. 1, no. 2, pp. 1-5, 2013.
- [15] J. Fengl, N. Yan, and H. Min "A Low-power Low-noise Amplifier for EEG/ECG Signal Recording Applications", *IEEE 9th International Conference on ASIC (ASICON)*, China, 2011, pp. 145-148.
- [16] J.G. Webster, Editor, "Medical Instrumentation, Application and Design", Fourth Edition, John Wiley & Sons, 2010, pp. 267-273.

- [17] M. Tavakoli, V. Abootalebi, and F. Shayegh, "A New Hybrid Method for EOG Artifact Rejection from EEG Signal Using CCA and RLS", *Iranian Journal of Biomedical Engineering*, vol. 10, no. 1, pp. 1-10, 2016.
- [18] P.A. Iaizzo, "Handbook of Cardiac Anatomy, Physiology, and Devices", Second Edition, Springer Science & Business Media. 2009.
- [19] M. Gertsch, "The ECG A Two-Step Approach to Diagnosis", Springer, 2003.
- [20] N.M. Kesto, "Electrocardiography circuit design", ECE 480-Design Team 3, May 2013.
- [21] A. Kamra, "Design of Low Power Operational Amplifier", M.S. dissertation, Thapar University, India, 2010.
- [22] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits", McGraw-Hill Education, 2000, pp. 201-239.
- [23] J.S. Goo, "High Frequency Noise in CMOS Low Noise Amplifier", Ph.D. Dissertation, Stanford University, August 2001.
- [24] G. Vasilescu, "Electronic noise and interfering signals", principles and applications, Springer Science & Business Media, 2006, pp. 46-65.
- [25] M. Miguez, and A. Arnaud, "A study of flicker noise in MOS transistor under switched bias condition", *Journal Integrated Circuits and Systems*, vol. 3, no. 2, pp.63-68, 2008.
- [26] C.H. Chan, "A Power Adaptive Low Power Low Noise Band-Pass Auto-Zeroing CMOS Amplifier for Biomedical Implants", Ph.D. dissertation, Southern University, California, Dec. 2008.
- [27] L. Xiu and Z. Li, "Low-Power Instrumentation Amplifier IC Design for ECG System Applications", *International Workshop on Information and Electronics Engineering (IWIEE)*, China, 2012, pp. 1533-1538.
- [28] R.R. Harrison, "The design of integrated circuits to observe brain activity", *Proceedings of the IEEE*, vol. 96, no. 7, pp. 1203-1216, Jul. 2008.
- [29] K. Iniewski, "VLSI Circuits for Biomedical Applications", Artech House, Norwood, 2008.
- [30] C.C. Liu, "A 70dB Gain Low-Power Band-Pass Amplifier for Bio-Signals Sensing Applications", *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, USA, May 2007, pp. 577-580.
- [31] W. Wattanapanitch, M. Fee, and R. Sarpeshkar, "An Energy-Efficient Micropower Neural Recording Amplifier", *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 1, no. 2, pp. 136-147, June 2007.
- [32] J.Y. Um, J.U. Sim, and H.J. Park, "A Gate-Leakage Insensitive 0.7-V 233-nW ECG Amplifier using Non-Feedback PMOS Pseudo-Resistors in 0.13- μm N-well CMOS", *Journal of Semiconductor Technology and Science*, vol. 10, no. 4, PP. 309-315, Dec. 2010.
- [33] W. Hu, Y.T. Liu, V. Das, C. Schecht, T. Nguyen, and D.Y.C. Lie, "An Ultra-Low Power Interface CMOS IC Design for Biosensor Applications", *IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, USA, 2012, pp. 1196-1199.
- [34] M. Goswami and S. Khanna, "DC Suppressed High Gain Active CMOS Instrumentation Amplifier for Biomedical Application", *International Conference on Emerging Trends in Electrical and Computer Technology (ICETECT)*, India, 2011, pp. 747-751.
- [35] C.H. Hsu, C.C. Huang, k.S. Lim, W.C. Hsiao, and C.C. Wang, "A High Performance Current-Balancing Instrumentation Amplifier for ECG Monitoring Systems", *International SoC Design Conference (ISOCC)*, South Korea, 2009, pp. 83-86.
- [36] B.P. Sharma and R. Mehra, "Design of CMOS Instrumentation Amplifier with Improved Gain & CMRR for Low Power Sensor Applications", *2nd International Conference on Next Generation Computing Technologies (NGCT)*, India, 2016, pp. 72-77.

- [37] T. Kugelstadt, "Getting the most out of your instrumentation amplifier design", *Analog Applications Journal, Texas Instruments Incorporated, Texas, USA*, vol. 1, no. 2, pp. 25-30, 2005.
- [38] F. Pini and K. McCarthy, "Capacitive Instrumentation Amplifier for low power Bio Potential Signal Detection", *Signal and Systems Conference ISSC, Ireland, June 2010*, pp. 54-58.
- [39] M. Ghamati and M. Maymandi-Nejad, "MOSCAP linearization and its application in low-power Electrocardiogram amplifier", *ScientiaIranica Journal of Transactions D on Computer Science & Engineering and Electrical Engineering*, vol. 23, no. 3, pp. 1335-1343, 2016.
- [40] F. Rummens, S. Renaud, and N. Lewis, "CMOS differential neural amplifier with high input Impedance", *IEEE 13th International New Circuits and Systems Conference (NEWCAS)*, France, 2015, pp. 1-4.
- [41] G.M. Ngounou and M. Kom, "Optimization of Noise in Non-integrated Instrumentation Amplifier for the Amplification of Very Low Electrophysiological Signals. Case of Electro Cardio Graphic Signals (ECG)", *Journal of Medical systems, Springer*, vol. 38, no. 12, pp. 152, 2014.
- [42] C.C. Enz and G.C. Temes, "Circuit techniques for reducing the effects of op-amp imperfections: autozeroing, correlated double sampling, and chopper stabilization", *Proceedings of the IEEE*, vol. 84, no. 11, pp. 1584-1614, Nov.1996.
- [43] M.S. Chae, Z. Yang, and W. Liu, "Microelectronics of recording, stimulation, and wireless telemetry for neuroprosthetics: Design and optimization", in *Implantable Neural Prostheses 2: Techniques and Engineering Approaches, 1st ed., D. Zhou and E. Greenbaum, Eds. Biological and Medical Physics, Biomedical Engineering. Springer*, New York, NY, 2010, pp. 16-18.
- [44] Q. Fan, F. Sebastiano, H. Huijsing, and K. Makinwa, "A 2.1 μ W area efficient capacitively-coupled chopper instrumentation amplifier for ECG applications in 65 nm CMOS", *IEEE Asian Solid-State Circuits Conference (A-SSCC)*, China, Nov. 2010, pp. 1-4.
- [45] X. Yang, Q. Cheng, L.f. Lin, W.w. Huang, and C.d. Ling, "Design of Low Power Low Noise Amplifier for Portable Electrocardiogram Recording System Applications", *IEEE International Conference on Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID)*, China, June. 2011, pp. 89-92.
- [46] X. Yang, J. Yang, L.f. Lin, and C.d. Ling, "Low-power low-noise CMOS chopper amplifier", *International Conference on Anti-Counterfeiting Security and Identification in Communication (ASID)*, China, 2010, pp. 83-84.
- [47] A.J. Lopez-Martin, J. Ramirez-Angulo, R.G. Carvajal, and L. Acosta, "Power efficient class AB CMOS buffer", *Electronics letters*, vol. 45, no. 2, pp.89-90, Jan. 2009.
- [48] D. Schinkel, E. Mensink, E. Klumperink, E.v. Tuijl, and B. Nauta, "A Low-Offset Double Tail Latch-Type Voltage Sense Amplifier", *18th Annual Workshop on Circuits, Systems and Signal Processing (ProRISC)*, 2007.
- [49] "Physiobank Databases," www.physionet.org/physiobank/database/#ecg
- [50] J. Xu, P. Harpe, and Ch.v. Hoof, "An Energy-Efficient and Reconfigurable Sensor IC for Bio-Impedance Spectroscopy and ECG Recording", *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2018.
- [51] J. Zhang, H. Zhang, Q. Sun, and R. Zhang, "A Low-Noise, Low-Power Amplifier With Current-Reused OTA for ECG Recordings", *IEEE transactions on biomedical circuits and systems*, vol. 12, no. 3, pp. 700-708, 2018.

Abstract

Heart disease is one of the leading causes of death throughout the world and also the most common cause of death in Iran. In order to diagnose heart disease, the first step is to know the state of your heart rate. To receive the Electrocardiogram, the amplifier requires design considerations, which include high mid-band gain, low noise, low power consumption, and small silicon area occupancy on the chip, so that signal can be amplified within the specified frequency range.

For this purpose, the capacitive instrumentation amplifier is usually used. The total amount of capacitors for this structure, needs to be large in order to achieve the required gain. These occupy a large silicon area on the chip. The mid-band gain for this structure is obtained from the capacitors' ratio. Therefore, if we calculate the mid-band gain of the amplifier in two stages instead of being constructed in one stage, the number of capacitors and occupied area on the chip will be reduced. Adding a stage to the circuit provides tunable gain and bandwidth concurrently. The proposed amplifier has three stages. The first stage is used as a low noise amplifier, second stage, as a tunable band pass filter and third stage is used for tunable and variable gain. In addition, to detect the QRS complex in the ECG signal, a latch comparator is placed at the proposed amplifier output. If a QRS signal is detected, a pulse is created at the comparator output.

The proposed amplifier is implemented in a $0.18\mu\text{m}$ CMOS technology with a one-volt supply voltage and simulated by the Cadence virtuoso tool. The post layout simulation results show that the amplifier has a tunable mid-band gain of 50.25 to 60.62 dB. Low cut-off frequency tuned from 394 mHz to 2.34 Hz. Also high cut-off frequency tuned from 135 Hz to 383 Hz. The simulated value of the input referred noise and Noise Efficiency Factor (NEF) of the amplifier are $1.53\ \mu\text{Vrms}$ and 1.23 respectively. The total power consumption is equal to 89.62 nW. The simulated value of the CMRR and PSRR of the amplifier are 75 dB and 53 dB respectively. Also the Total Harmonic Distortion (THD) has been measured about 2 percent.

Key words: Biomedical signals, Electrocardiogram, amplifier, Low power, low noise, Tunable, QRS complex.



Faculty of Electrical Engineering and Robotic

M.Sc. Thesis in Electronic Integrated Circuits Engineering

Design and Simulation of a Low-Power & Low-Noise Amplifier for Detection of QRS Complexes in a Cardiac Signal

By: Farida Saeidian Noghabi

Supervisors:

Dr. Mohammadreza Ashraf

Dr. Hossein Khosravi

September, 2018