



Islamic Azad University , Shiraz Branch
Journal of Circuits, Data and Systems Analysis



نشریه

تحلیل مدارها،

داده ها

و سامانه ها





نشریه تحلیل مدارها، داده ها و سامانه ها

هیات تحریریه

دانشگاه آزاد اسلامی شیراز	دکتر حامد آگاهی	مدیر مسئول
دانشگاه صنعتی شیراز	دکتر طاهر نیکنام	سر دبیر
دانشگاه آزاد اسلامی شیراز	دکتر زهرا مقصودزاده سروسستانی	مدیر داخلی

هیات تحریریه

دانشگاه صنعتی شیراز	دکتر طاهر نیکنام	استاد
دانشگاه شیراز	دکتر رحیم غیور	استاد
دانشگاه شیراز	دکتر حبیب اله عبیری	استاد
دانشگاه صنعتی خواجه نصیر	دکتر حمید خالوزاده	استاد
دانشگاه بین المللی امام خمینی	دکتر اصغر کشت کار	استاد
دانشگاه صنعتی امیرکبیر	دکتر محمدباقر منهج	استاد
دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات	دکتر محمد ناصر مقدسی	استاد
دانشگاه علوم پزشکی بقیه الله	دکتر حسن توکلی	استاد
دانشگاه شهید بهشتی	دکتر سید ابراهیم افجه ای	استاد
دانشگاه آزاد اسلامی شیراز	دکتر حامد آگاهی	دانشیار
دانشگاه آزاد اسلامی قزوین	دکتر احمد فخاریان	دانشیار
دانشگاه آزاد اسلامی قزوین	دکتر امیرمسعود افتخاری مقدم	دانشیار
دانشگاه شهرکرد	دکتر مجید ابن علی	دانشیار
دانشگاه آزاد اسلامی شیراز	دکتر محمدصادق جوادی	دانشیار



نشریه تحلیل مدارها، داده ها و سامانه ها

سال اول - شماره دوم - تابستان ۱۴۰۲

فهرست مقالات

ردیف	عنوان مقاله / نویسندگان	صفحه
۱	یک روش جدید بر روی تجزیه بافت برای طبقه بندی تشخیص خودکار میکروکلسیفیکیشن سینه تصاویر ماموگرافی زهرا مقصودزاده سروسنایی، جاسم جمالی، مهدی تقی زاده، محمد حسین فاتحی دیندارلو	۱
۲	استفاده از مدل کراس کوپل شده به منظور طراحی خازن منفی در فناوری CMOS محسن کاتبی جهرمی، محسن صفوی	۱۴
۳	کنترل مستقیم توان در ژنراتورهای القایی توربین بادی با تغذیه دوگانه با استفاده از کنترلگر فازی فرهاد بهادری جهرمی	۲۷
۴	مدل سازی سیستم های ذخیره کننده انرژی در ریزشبکه ها با هدف کاهش هزینه و آلاینده های زیست محیطی مهدی متوسل	۳۴
۵	بهینه کردن مصرف توان و تأخیر در طراحی جمع کننده ی کامل بر پایه ی فناوری CMOS وحید دهقان، محسن کاتبی جهرمی	۴۱
۶	بررسی و شبیه سازی طرح کنترل توان در سیستم های مخابراتی برداشت کننده انرژی نصرالله بیات، آذر محمودزاده، فاطمه صفایی	۵۰



یک روش جدید بر روی تجزیه بافت برای طبقه بندی تشخیص خود کار میکروکلسیفیکیشن سینه تصاویر ماموگرافی

زهرا مقصودزاده سروستانی^۱، جاسم جمالی^{۲*}، مهدی تقی زاده^۳، محمد حسین فاتحی دیندارلو^۴

- ۱- گروه مهندسی برق، واحد کازرون، دانشگاه آزاد اسلامی، کازرون، ایران
Za.Maghsoudzadeh@iau.ac.ir
- ۲- گروه مهندسی برق، واحد کازرون، دانشگاه آزاد اسلامی، کازرون، ایران
jasem.jamali@iau.ac.ir
- ۳- گروه مهندسی برق، واحد کازرون، دانشگاه آزاد اسلامی، کازرون، ایران
Mehdi.taghizadeh@iau.ac.ir
- ۴- گروه مهندسی برق، واحد کازرون، دانشگاه آزاد اسلامی، کازرون، ایران
Mh.Fatehi@iau.ac.ir

چکیده: برنامه‌های غربالگری از ماموگرافی به عنوان ابزار تشخیصی اولیه برای شناسایی زودهنگام سرطان پستان استفاده می‌کنند. هدف از انجام این کار، امکان‌سنجی جداسازی اتوماتیک تصاویر میکروکلسیفیکیشن‌های بافت پستان و همچنین ارزیابی دقت آن با استفاده از به کارگیری دو تکنیک بهبود تصویر و برجسته‌سازی میکروکلسیفیکیشن‌های بافت سینه برای نواحی مورد نظر به کمک سیستم فازی بر اساس درخشندگی منطقه و روش فیلترینگ گابور است. بعد از تعیین خوشه‌های میکروکلسیفیکیشن‌های بافت پستان، طبقه‌بندی خوشه‌ها با کمک الگوریتم طبقه‌بندی درخت تصمیم انجام می‌شود. در ادامه برای بخش‌بندی نمونه‌های مشکوک به میکروکلسیفیکیشن، تصویر برجسته و ماسک‌گذاری می‌شود و در مرحله آخر، ویژگی‌های بافت، استخراج شده و با کمک شبکه عصبی مصنوعی برای تعیین نوع خوش‌خیم یا بدخیم خوشه‌های بخش‌بندی شده نواحی مورد نظر، استفاده می‌شود. نتایج این کار نشان‌دهنده دقت بالای ۹۳٪ و بهبود حساسیت بالای ۹۵٪ می‌باشد که نشان می‌دهد راهکار ارائه شده می‌تواند با اطمینان برای تشخیص سرطان پستان اعمال شود.

واژه‌های کلیدی: تجزیه بافت، منطق فازی، فیلترینگ گابور، شبکه عصبی مصنوعی، طبقه بندی درخت تصمیم

A new method based on texture analysis for the classification of automatic detection of breast microcalcifications of mammography images

Zahra Maghsoudzadeh Sarvestani¹, Jasem Jamali^{2*}, Mehdi Taghizadeh³, Mohammad Hosein Fatehi Dindarlo⁴

- ¹ Department of Electrical Engineering, Kazerun Branch, Islamic Azad University, Kazerun, Iran
Za.Maghsoudzadeh@iau.ac.ir
- ² Department of Electrical Engineering, Kazerun Branch, Islamic Azad University, Kazerun, Iran
jasem.jamali@iau.ac.ir
- ³ Department of Electrical Engineering, Kazerun Branch, Islamic Azad University, Kazerun, Iran
Mehdi.taghizadeh@iau.ac.ir
- ⁴ Department of Electrical Engineering, Kazerun Branch, Islamic Azad University, Kazerun, Iran
Mh.Fatehi@iau.ac.ir

Abstract:

Mammography is a diagnostic technology used in screening programs to find breast cancer early. By using two techniques for image enhancement and highlighting breast tissue microcalcifications for the desired areas by regional ROI based on fuzzy system and also Gabor filtering method, the study's objective was to assess the viability of automatic separation of images of breast tissue microcalcifications and to assess its accuracy. The decision tree classification algorithm is used to



categorize the clusters of breast tissue microcalcifications after the clusters have been identified. The samples that are thought to have microcalcification are next highlighted and masked for segmentation, and in the last step, tissue properties are extracted. Then, it was possible to distinguish between benign and malignant forms of segmented ROI clusters with the aid of an artificial neural network (ANN). The results of this work show a high accuracy of 93% and an improvement of sensitivity of 95%, which shows that the presented solution can be reliably applied to detect breast cancer.

Keywords: Texture analysis, fuzzy logic, Gabor filtering, artificial neural network (ANN), decision tree classification.

DOI: 00.00000/0000

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ چاپ مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۲۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۲۷

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۳/۰۵

برای استخراج ویژگی‌های بافتی و شدت نور در دو تصویر کم انرژی و پرنرژی.

۱- مقدمه

روش تصویربرداری ماموگرافی توسط اشعه X یکی از رایج‌ترین روش‌های مورد استفاده رادیولوژیست‌ها برای تشخیص و غربالگری سرطان سینه و تعیین وجود توده‌های سرطانی و کیست‌ها است. با این حال تفسیر تصاویر ماموگرافی دشوار است و طبق آمار مرکز ملی سرطان در آمریکا، ۱۰ تا ۳۰ درصد توده‌های موجود در سینه توسط رادیولوژیست قابل مشاهده نیستند [۵]. توده‌ها و ذرات میکروکلسیفیکیشن که ذرات بسیار کوچک هستند، از نشانه‌ها و علائم سرطان در تصاویر ماموگرافی هستند و تشخیص درست این علائم بسیار سخت و دشوار است. به‌طور کلی توده‌ها به دو دسته ی خوش خیم و بدخیم طبقه بندی می‌شوند، که هر کدام از لحاظ شکل ظاهری در تصویربرداری ویژگی‌های خاصی دارند. توده‌های خوش خیم بیضوی شکل، دارای لبه‌های مشخص و بدون زاویه هستند؛ در حالی که توده‌های بدخیم دارای شکل غیریکنواخت و غیرمنظم، لبه‌های نامشخص، زاویه‌دار و غالباً شبیه چمکه یا لوبولار^۱ هستند [۶].

چندین مقاله، روش‌های کامپیوتری را برای تشخیص ناهنجاری‌ها در ماموگرافی ارائه کرده‌اند، نقش کلیدی در تشخیص زودهنگام سرطان پستان را ایفا می‌کنند و بنابراین به کاهش میزان مرگ و میر ناشی از پاتولوژی‌های پستان به نحوی مقرون به صرفه کمک می‌کنند [۷]. چنین روش‌هایی به عنوان سیستم تشخیص به کمک کامپیوتری (CAD) شناخته می‌شوند و ممکن است به رادیولوژیست کمک‌های قابل اعتماد در ارزیابی تصاویر ماموگرافی ارائه دهند [۸ و ۹].

اگر یک پزشک باید مجموعه‌ای از ماموگرام‌های متعدد را بررسی کند، ظرفیت ارزیابی بصری آن بسیار کاهش می‌یابد. در نتیجه، تشخیص کامپیوتری (CAD) در حال توسعه است تا روند تشخیصی را برای رادیولوژی‌ها آسان‌تر کند و از خطای انسانی به دور است [۱۰ و ۱۱]. توابع استاندارد سیستم‌های CAD شامل تقسیم‌بندی [۱۲-۱۴]، استخراج ویژگی [۱۵-۱۶] و طبقه‌بندی [۱۱، ۱۷-۱۸] برای تعیین اینکه آیا ضایعات وجود دارد می‌باشد.

هدف اصلی سیستم CAD این است که مناطق مشکوک به پارنچیمی پایه را تشخیص دهد و این اطمینان را می‌دهد که ماموگرافی را می‌توان بدون تفکیک تصویر، به مناطق مختلف و مناطق

سرطان سینه، تومور بدخیمی است که از سلول‌های پستان شروع به رشد می‌کند. یک تومور بدخیم، توده‌ای از سلول‌های سرطانی هستند که می‌توانند به بافت‌های مجاور رفته و یا در کل بدن پخش می‌شوند. این بیماری اغلب در زنان مشاهده می‌شود، اما به ندرت مردان نیز دچار آن می‌شوند [۳ و ۱]. در بین هر هشت زن، یک نفر به سرطان پستان مبتلا می‌شود و مهم‌ترین عامل مرگ زنان ۴۰ تا ۴۴ سال ناشی از سرطان است [۲]. از این رو تشخیص و درمان آن دارای اهمیت بسیاری است. از سال ۱۹۹۰ نرخ مرگ زنان ناشی از سرطان پستان کاهش یافته که از دلایل آن می‌توان تشخیص به هنگام سرطان پستان با استفاده از ماموگرافی و سایر روش‌های تشخیص و همچنین افزایش آگاهی خانم‌ها را نام برد [۱].

در حال حاضر ماموگرافی به عنوان موثرترین راه تصویربرداری در تشخیص سرطان سینه مطرح است که با توجه به آشکارساز مورد استفاده جهت تصویربرداری، به دونه‌های کلی ماموگرافی فیلم و ماموگرافی دیجیتال تقسیم می‌شود. ماموگرافی دیجیتال که از یک آشکارساز دیجیتال برای ثبت پرتوهای عبوری استفاده می‌کند، با بهینه کردن هر سه مرحله تصویربرداری، پردازش تصویر و نمایش تصویر، امکان تشخیص دقیق‌تر سرطان پستان، به خصوص در مراحل اولیه آن را فراهم ساخته است [۴]. ماموگرافی دیجیتال نسبت به ماموگرافی فیلم دارای مزایای بسیاری است که موجب توسعه بسیار سریع این روش به خصوص در کشورهای توسعه یافته شده است؛ برای مثال امروزه در کشوری مثل آلمان حدود ۸۸ درصد سیستم‌های ماموگرافی از نوع دیجیتال می‌باشند. در ادامه برخی از این مزایا به اختصار آمده است: ۱- وضوح بالا و افزایش کیفیت آشکارساز که می‌تواند موجب کاهش نویز عامل بیماری و کاهش نویز آماری تصویر شود. ۲- امکان اعمال تکنیک‌های پردازش تصویر و آماده‌سازی موضوع مورد مطالعه برای تشخیص بهتر پزشک معالج بدون کاهش در وضوح تصویر در مقایسه با اسکن فیلم ماموگرافی. ۳- امکان حذف نویز و الگوهای ثابت در تصویر با استفاده از به کارگیری انجام اصلاحات لازم مانند تصحیح یکنواختی و حذف برخی از عوامل اصلی نویز مانند عدم یکنواختی در ساختار ریزدانه‌های فیلم ماموگرافی. ۴- امکان اعمال تکنیک‌های مختلف تصویربرداری

¹ Lobular



گسسته مورد علاقه، بخش‌بندی کرد، که در نتیجه می‌توان توده‌های بالقوه مشکوک به سرطان را شناسایی کند. نقص‌هایی که باعث تغییر در طول، شکل و لبه‌ها می‌شود، زمانی که با ضایعات قابل مشاهده، مانند ضخامت، عدم تقارن و میکروکلسیفیکیشن در هم آمیخته می‌شوند، نشانگر معتبر برای توده‌های بدخیم هستند. بنابراین بخش‌بندی تصویر ضروری است تا اطمینان حاصل شود که سیستم تشخیص و طبقه‌بندی حساس و دقیق برای کل تصویر درست اجرا شده است.

پیش‌پردازش تصویر برای تشخیص هرگونه ناهنجاری در تصاویر پزشکی ضروری است. از آنجا که اکثر تصاویر پزشکی ضعیف هستند، کار تشخیص بدون بهبود درخشندگی این تصاویر پیچیده می‌شود. تصاویر ماموگرافی برای تشخیص حضور توده‌های پستان، توده‌ها، ضایعات یا هر گونه بافت غیرطبیعی در پستان به منظور تشخیص سرطان پستان در مراحل اولیه استفاده می‌شود. افزایش درخشندگی برای بهبود وضوح بصری تصاویر ماموگرافی الزامی است. معمولا رادیولوژیست‌ها تلاش می‌کنند تا از پیشرفت سرطان به مراحل بعدی جلوگیری شود و از همان ابتدا توده‌های سرطانی را شناسایی کنند. در این کار برای بخش پیش‌پردازش برای افزایش درخشندگی تصاویر از روش افزایش وضوح [۱۹] و برای بهبود کیفیت تصویر پیش‌پردازش از روش اصلاح کیفیت تصویر فازی [۲۰] استفاده می‌شود.

۱-۱- نوآوری

در تصاویر ماموگرافی، ذرات بسیار ریز میکروکلسیفیکیشن معمولاً به صورت ذرات نویزی مشاهده شده و توده‌ها دارای شدت روشنایی بسیار کمی هستند، که تشخیص آنها را توسط رادیولوژیست‌ها و پزشکان دشوار می‌کند. با توجه به اینکه تشخیص دقیق و به موقع توده سرطانی و انواع مختلف آن از اهمیت ویژه‌ای در سلامتی افراد جامعه برخوردار است، لذا باید به نحوی دشواری تشخیص توده‌های سرطان سینه که به طور عمده با خطاهای انسانی در دقت تشخیص نیز همراه است توسط محققین مورد توجه قرار گیرد. به همین دلیل ارائه و گسترش یک روش خودکار به کمک روش‌های پردازش تصویر و الگوریتم‌های تشخیص و همچنین بهینه‌سازی و ارتقای سیستم‌های تشخیصی موجود برای کاهش خطای انسانی و کمک به تشخیص زود هنگام و بهبود روند درمان این بیماری حائز اهمیت است. در این مقاله سعی شده یک روش خودکار و جدید برای تشخیص و استخراج توده‌های سرطان سینه با دقت بالا به‌دست یابد. در همین راستا و با توجه به اهمیت تشخیص سرطان پستان در مراحل اولیه آن و مزایای تصویربرداری دیجیتال پرتو ایکس، این پژوهش در جهت بررسی امکان جداسازی تصاویر میکروکلسیفیکیشن بافت پستان با استفاده از به‌کارگیری دو تکنیک بهبود تصاویر ماموگرافی دیجیتال و روش تخمین موارد مشکوک در پردازش تصویر و در نهایت تشخیص خوش‌خیم و بدخیم بودن خوشه‌های انتخابی، هدف گذاری شد. بهبود

تصویرها با استفاده از امکاناتی مشابه به سیستم‌های رادیولوژی دیجیتال انجام شده که به نوعی عملی بودن و دقت انجام ماموگرافی دیجیتال با استفاده از سیستم‌های رایج رادیولوژی دیجیتال، زمانی که از فیلترهای مناسب برای تولید طیف‌های مورد نیاز استفاده شود؛ نیز مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفته است. در نهایت روش‌های مختلف پیشنهاد شده برای بخش‌بندی تصاویر ROI و انتخاب توده‌های مشکوک به میکروکلسیفیکیشن با کمک الگوریتم درخت تصمیم برای ۲۴۰ نمونه تصویر از پایگاه داده دیجیتال برای غربالگری ماموگرافی (DDSM) انجام می‌شود. بعد از استخراج ویژگی‌های بافت تصاویر بخش‌بندی شده و انتخاب‌شده برای تعیین توده و میکروکلسیفیکیشن‌های بدخیم و خوش‌خیم با روش شبکه عصبی مصنوعی تحت نرم افزار متلب انجام می‌شود.

بنابراین، در این مقاله از یک طرح ترکیب روش‌های تحلیل تصویر و طبقه تصویر به صورت نوآورانه استفاده شده که از روش‌های جدید و بهینه فازی و فیلتر گابور برای برجسته‌سازی توده‌های ریز در تصاویر ماموگرافی و طبقه بندی آنها به ترتیب بهره برده‌ایم. مشکلی که برای طبقه بندی توده‌های سرطانی در تصویر ماموگرافی معمولا وجود دارد این است که رادیولوژیست‌ها نمی‌توانند این توده‌ها را با دقت بالا ردیابی کنند و میکروکلسیفیکیشن‌ها و توده‌های ریز سرطانی را تشخیص دهند. یک دلیل اصلی را می‌توان به خطای دید انسانی مرتبط دانست. بنابراین در این مقاله با جاروب کامل تمام نواحی ROI در تصویر ماموگرافی از سینه می‌توان این توده‌های دست نیافتنی را ردیابی و برجسته کرد و برای طبقه بندی خوش‌خیم و بدخیم آماده کرد. این از جنبه‌های کاربردی این طرح پیشنهادی در مقاله به حساب می‌آید.

با توجه به مشکل جستجوی ندول‌ها و توده‌های مشکوک از تصاویر ماموگرافی، نوآوری اصلی این مقاله به شرح زیر است:

- برجسته کردن نواحی مشکوک به میکروکلسیفیکیشن با استفاده از فیلتر گابور و روش هایلایت فازی پیشنهادی.
- انتخاب گره‌های مشکوک برجسته شده با استفاده از الگوریتم درخت تصمیم.

• پوشش نواحی انتخاب شده در کل پستان و طبقه‌بندی انواع بیماری‌های خوش‌خیم و بدخیم برای تصاویر مختلف با کمک روش ANN پیشنهادی.

در ادامه، مقاله به شرح ذیل سازماندهی شده است. کارهای مرتبط در بخش ۲ نشان داده شده است. مدل بهبود طراحی ماموگرافی با استفاده از معیار انحراف فازی جدید و روش بخش‌بندی گابور و انتخاب بخش‌های مشکوک به کمک الگوریتم درخت تصمیم در جزئیات طرح پیشنهادی در بخش ۳ مورد بررسی قرار گرفته است. بخش ۴ نتایج تجربی و اعتبار سنجی را نشان می‌دهد. نتیجه گیری و کار آینده در بخش ۵ نشان داده شده است.



۲- کارهای مرتبط

در سال‌های گذشته تحقیقات گسترده‌ای برای کاهش خطا در شناسایی و تشخیص توده‌های سرطان پستان و افزایش سرعت و دقت برای کمک به رادیولوژیست‌ها انجام گرفته است. به‌طور کلی، تحقیقات انجام شده در این حوزه شامل بخش‌های انتخاب پایگاه داده‌ی مناسب که شامل تصاویر دیجیتال ماموگرافی (تصاویر بافت سالم، و بافت دارای توده‌های خوش‌خیم و بدخیم)، پیش‌پردازش تصویر، شناسایی و استخراج بخش‌هایی از بافت سینه که دارای توده‌های سرطانی است، گسترش ناحیه‌ی مکشوک به توده تا مرزهای توده‌ی آشکارسازی شده و یا بالعکس می‌باشد. در واقع، ابتدا آشکارسازی مرزهای توده و سپس تشخیص نهایی پیکسل‌های تصویر که حاوی توده سرطانی در بافت مورد نظر هستند، استخراج ویژگی‌های مختلف (مانند ویژگی‌های مورفولوژیکی، هندسی، مبتنی بر بافت، ویولت و ...) از توده، و در نهایت انجام طبقه‌بندی نهایی ویژگی‌های استخراج شده برای تعیین نوع توده‌های سرطانی (خوش‌خیم یا بدخیم) توسط الگوریتم‌های هوشمند می‌باشند. در ادامه‌ی این بخش به معرفی برخی از مهمترین تحقیقات انجام شده در این حوزه اشاره شده است.

سرطان پستان یکی از علل عمده مرگ برای زنان است. مطالعات اخیر نشان داده شده که بهترین روش پیشگیری از سرطان، غربالگری معمول تصاویر ماموگرافی و درمان‌های سریع است. ماموگرافی اشعه ایکس یک روش تشخیصی اولیه است و رمز بهبود، آگاهی زود هنگام برای معاینه سرطان پستان است. درخشندگی خوب و گاهی اوقات بسیار آرام از بافت‌های غدد لنفاوی سالم و ناسالم برای رادیولوژیست‌ها و متخصصین داخلی جهت کمک به درمان آنها ارائه شده است. در [۲۱] یک رویکرد جدید در تشخیص ماموگرام‌ها با وزندهی در سرطان پستان ارائه شده است. برای تقسیم‌بندی و خوشه‌بندی ناهنجاری‌های موجود به صورت توده و میکروکلسیفیکیشن، مطالعه پیشنهادی از اپراتورهای مورفولوژیکی به وضوح استفاده می‌شود. یافته‌های این کار نشان می‌دهد که بخش عمده‌ای از اختلالات شناسایی شده برای نقاط دیگر با شدت خاکستری پایین‌تر حذف می‌شود و به‌عنوان توده لحاظ نمی‌شوند. با این حال، مناطق دیگری نیز با همان بافت وجود دارد که جز توده حساب می‌شود. از سوی دیگر، مناطق خاصی (ROI) دیگر با بافت‌های مشابه به تدریج از تصویر برای مقادیر زمینه خاکستری بالاتر ناپدید می‌شوند. بنابراین، ارزش مناسب سطح مرجع خاکستری مورد نیاز است تا اطمینان حاصل شود که مناطق مظنون به طور موثر تقسیم و استخراج شوند در حالی که به سادگی و کارآمد طبقه بندی می‌شوند، از این طریق جلوگیری از استخراج مناطق غیرمرتبط با بافت‌های یکسان به حداقل می‌رسد. ارزش مطلوب نقطه مرجع خاکستری در این روش نشان داده شده است که در رابطه با اندازه

تصویر کلی به عنوان یک نتیجه از تکامل خطای نسبی محاسبه شود. با این حال، این امر نمی‌تواند گزینه‌ای مناسب برای کمک به تشخیص پزشکی باشد، زیرا مناطق حساس و مشکوک در کنار مناطق غیرمرتبط می‌توانند به عنوان مناطق غیرمرتبط نادیده گرفته شوند و بنابراین از مراحل بعدی تشخیص میکروکلسیفیکیشن صرف نظر شود و از به حساب آوردن آنها به منطقه پاتولوژیک بالقوه محروم شوند. الگوریتم برنامه‌ریزی شده تنها با تغییر نقطه مرجع خاکستری به یک مقدار آستانه الگوریتم دیگر، محاسبات قابل اعتماد و مقیاس‌پذیر را امکان‌پذیر می‌کند.

در [۲۲]، یک روش تقویت تصویر ماموگرافی برای تفسیر بصری توده‌های پستان با استفاده از اندازه‌گیری واگرایی فازی تطبیقی تحت نظارت هذلولی پیشنهاد شده است. طرح پیشنهادی برای افزایش رشد ناخوشایند و غیرطبیعی سلول‌هایی مانند توده‌های پستان، بافت‌های ناهنجاری، گره‌ها و توده‌ها در تصاویر ماموگرافی، بهبود می‌یابد. در مرحله اول، یک تصویر مکمل از ماموگرافی منبع برای جدا کردن ناحیه شیء و پس‌زمینه تولید شده است. پس از آن، هر دو تصویر منبع و پس‌زمینه به مجموعه فازی (IFS) به طور منظم تحت نظارت هذلولی^۲ (HR) تصویربرداری می‌شوند. یک معیار انحراف فازی مبتنی بر آنتروپی جدید، با استفاده از تابع هیبرولیک برای اصلاح عضویت در این کار طراحی شده است. علاوه بر این، تابع فاصله اصلاح ابهام فازی از بردارهای نمره تردید از هر دو تصویر منبع و مکمل به دست آمده است. Werner's AND-OR در هر دو آنها برای تولید تابع عضویت اصلاح شده استفاده شده است. در نهایت، با بهبود کیفیت ماموگرام با افزایش توده‌های پستان بهبود یافته از طریق فرآیند دیفازیسازی حاصل می‌شود.

در [۲۳]، یک روش کامپیوتری برای تقسیم‌بندی میکروکلسیفیکیشن‌ها در ماموگرام ارائه می‌شود. این باعث می‌شود از تحولات مورفولوژیکی در دو بخش استفاده شود. بخش اول میکروکلسیفیکیشن‌ها را از نظر مورفولوژیک تشخیص می‌دهد، بنابراین اجازه می‌دهد تا محدوده تقریبی وقوع آنها تعیین شود، درخشندگی بهبود می‌یابد و نویز در ماموگرام‌ها کاهش می‌یابد. در بخش دوم، تقسیم‌بندی آبخیزداری^۳ از میکروکلسیفیکیشن‌ها انجام می‌شود. این مطالعه بر روی مجموعه آزمایشی حاوی ۲۰۰ تصویر ۵۱۲ × ۵۱۲ پیکسل، که از ماموگرافی از پایگاه داده دیجیتال برای غربالگری ماموگرافی (DDSM) گرفته شده است، از جمله ۱۰۰ مورد ضایعات بدخیم و ۱۰۰ مورد ضایعات خوش‌خیم انجام شده است. آزمایشات به طور متوسط مقادیر شاخص‌های اندازه‌گیری شده را به دست آورد: ۸۰٪/۵ (شاخص شباهت)، ۷۵٪/۷ (کسر همپوشانی)، ۸۰٪/۸ (ارزش همپوشانی) و ۱۹٪/۸ (کسر اضافی). میانگین زمان اجرای تمام مراحل روش‌های مورد استفاده برای ROI در حدود ۸۳ ثانیه است.

3- watershed

1 - Intuitionistic Fuzzy Set

2 - Hyperbolic Regularization



در [۲۴]، نویسندگان یک مدل باینری خودکار برای تشخیص بافتی در ماموگرام‌های دیجیتال را، به عنوان ابزار پشتیبانی برای رادیولوژیست‌ها، پیشنهاد می‌کنند. برای هر ROI، ویژگی‌های بافتی بر روی تجزیه موجک‌های HAAR و همچنین نقاط مورد علاقه و گوشه‌های شناسایی شده با استفاده از ویژگی‌های سریع قوی^۱ و حداقل الگوریتم شناسایی می‌شود. سپس یک طبقه بندی باینری جنگل تصادفی بر روی یک زیر مجموعه از ویژگی‌های انتخاب شده توسط دو نوع مختلف از روش‌های انتخاب ویژگی‌های مختلف مانند فیلتر و روش‌های جاسازی شده آموزش دیده است. مدل پیشنهادی، در ۲۶۰ ROIs استخراج شده از ماموگرام‌های دیجیتال پایگاه داده عمومی BCDDR آزمایش شده است. بهترین عملکرد پیش‌بینی برای مشکلات طبیعی / غیرطبیعی و خوش‌خیم / بدخیم به ترتیب مقدار متوسط AUC از ۰.۹۸/۰.۱۶ و ۰.۹۲/۰.۰۸ و دقت ۰.۹۷/۰.۳۱ و ۰.۸۸.۴۶٪ می‌رسد.

از آنجایی که رادیولوژیست‌ها به طور گسترده‌ای از میکروکلسیفیکیشن‌های ماموگرافی به عنوان ابزار اولیه برای غربالگری سرطان پستان استفاده می‌کنند، تشخیص دقیق میکروکلسیفیکیشن‌ها یک مرحله اجتناب‌ناپذیر برای توسعه یک سیستم تشخیص موثر است. مقاله [۲۵] یک روش تبدیل موجک ثابت (SWT) را برای تشخیص و طبقه بندی میکروکلسیفیکیشن‌های پستان ارائه می‌دهد. برای تشخیص مناطق مشکوک در ماموگرافی، SWT در سطوح مختلف برای هدف تجزیه و انرژی موجک ثابت (SWE) برای استخراج ویژگی از هر کدام از ضریب SWT به دست آمده اجرا شد. چهار روش گروه‌های مختلف برای طبقه بندی میکروکلسیفیکیشن‌ها به عنوان خوش‌خیم یا بدخیم با استفاده از این ویژگی‌های SWE، با انجام ۱۰ بار اعتبار سنجی متقابل استفاده شد.

با هدف ارزیابی عملکرد تشخیصی با استفاده از شبکه‌های عصبی^۲ (DCNNS) در طبقه‌بندی میکروکلسیفیکیشن پستان در ماموگرام غربالگری در [۲۶] انجام شد. برای این منظور، ۱۵۷۹ تصویر ماموگرافی از بیماران مبتلا به میکروکلسیفیکیشن مشکوک در ماموگرافی غربالگری بین ماه‌های ژوئیه ۲۰۰۷ تا دسامبر ۲۰۱۹ جمع‌آوری شد. پنج مدل DCNN پیش از آن برای طبقه‌بندی میکروکلسیفیکیشن‌ها به عنوان بدخیم یا خوش‌خیم استفاده شد. تقریباً یک میلیون عکس از پایگاه داده ImageNet برای آموزش پنج مدل DCNN استفاده شده است. در اینجا، ۱۱۲۱ تصویر ماموگرافی برای تنظیم مدل فردی، ۱۹۸ برای اعتبارسنجی و ۲۶۰ برای آزمایش استفاده شد. برای تایید اعتبار مدل‌های DCNN در برجسته کردن مناطق میکروکلسیفیکیشن‌ها برای تعیین کلاس نهایی، از نقشه‌برداری فعال‌سازی کلاس گرادیان^۳ استفاده شد.

دو روش جدید به نام‌های کمینه غیرخطی و به حداقل رساندن شیب^۴ برای بهبود تصاویر ماموگرام بر اساس یک طرح ماسک جدید غیر تیز^۵ در [۲۷] معرفی شد. سه روش مختلف در روش پیشنهادی ترکیب می‌شوند که شامل: الف) یک فرایند فیلتر غیرخطی برای افزایش جزئیات دقیق تصویر در یک همسایگی ۳ در ۳ محلی، ب) یک روش حداقل‌سازی گرادیان LO در سطح کلی با حفظ لبه‌های درخشندگی بالا در شرایطی که جزئیات تصویر کم درخشندگی به عنوان بافت‌های فیبر مات حذف می‌شود؛ برای به دست آوردن یک ماموگرافی جزئی‌تر از تفریق ماموگرافی صاف از ماموگرافی اصلی، استفاده می‌شود، ج) در نهایت، روش ماسک غیر تیز ترکیب جزئیات ماموگرافی فیلتر شده از طریق فیلتر غیرخطی، با استفاده از اپراتورهای PLIP که هر دو ویژگی‌های Weber's law و ویژگی‌های اشباع سیستم بصری انسان را برآورده می‌کند، انجام می‌دهد. یک طرح تجزیه مبتنی بر HVS برای تجزیه و تحلیل و تجسم مناطق بدخیم در ماموگرافی پیشرفته استفاده می‌شود. ترتیب متمایز اپراتورهای Plip در چارچوب پیشنهادی، منجر به دو روش NLUM Gminauto و NLUM0Gmin می‌شود که از روش NLUM و سایر روش‌های موجود برای افزایش ماموگرام استفاده می‌کند. با بررسی نتایج نشان داده شد که طرح پیشنهادی NLUMLOGmin در شناسایی توده‌های سرطانی و کلسیفیکیشن‌ها در ماموگرام‌های اشعه ایکس متراکم، برای کمک به پزشکان در تشخیص سرطان بهتر با بهبود زندگی بیماران بی‌شماری با سرطان، قوی و موثر است.

در [۲۸] بررسی همبستگی بین یافته‌های الاستوگرافی موج برشی دو بعدی^۶ (2D-SWE) و نتایج هیستوتوپاتولوژیک تجسم میکروکلسیفیکیشن‌ها (MCS) با استفاده از اولتراسونوگرافی (USG) انجام شد. پنجاه نفر با MCS مشکوک بدون جرم همراه، ارزیابی شدند. آنها قبل از بیوپسی Tru-Cut با USG و 2D-SWE تحت نظر قرار گرفتند. مقادیر SWE و ویژگی‌های هیستوتوپاتولوژیک از نظر آماری مقایسه شد. متغیرهای بین گروه‌ها با استفاده از آزمون Mann Whitney U مورد تجزیه و تحلیل قرار گرفتند. در نتیجه، SWE یک روش مفید در عمل بالینی برای مشخص کردن MCS است که می‌تواند با USG تجسم شود.

۳- مدل پیشنهادی

هدف اصلی روش پیشنهادی، جستجوی توده‌ها و میکروکلسیفیکیشن از بخش‌های مختلف تصویر ماموگرام و سپس طبقه‌بندی توده‌های موجود در ماموگرافی به خوش‌خیم یا بدخیم با استفاده از روش استخراج ویژگی‌های تقویت کننده اطلاعات آماری محلی^۷ (LOSIB) و ماتریس همزمانی سطح خاکستری^۸ (GLCM) است. تصاویر ماموگرافی

⁵ Unsharp

⁶ two-dimensional shear-wave elastography

⁷ Local Oriented Statistics Information Booster

⁸ Gray-Level Co-Occurrence Matrix

¹ Speeded Up Robust Feature (SURF)

² deep convolutional neural network

³ Gradient-weighted class activation mapping (Grad-Cam)

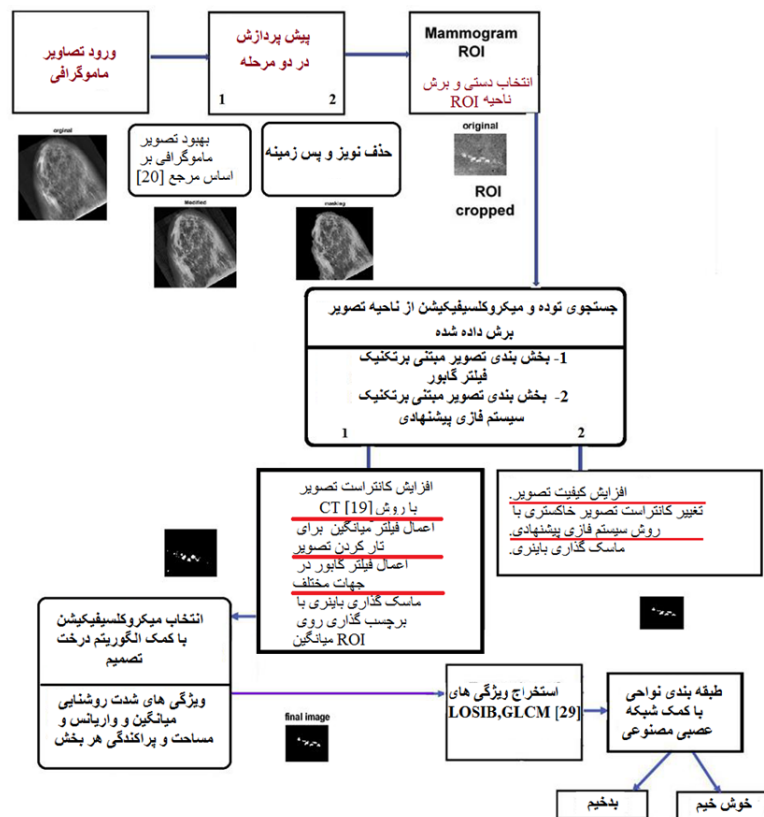
⁴ nonlinear UM and L0 Gradient Minimization, NLUM GMIN



۳-۱- روش های پیش پردازش

در این قسمت دو عمل پیش پردازش تصویر انجام می شود که شامل بهبود کیفیت تصویر با کمک روش فازی [۲۰] و حذف پس زمینه و نویز تصاویر ماموگرافی شامل شماره ها و اطلاعات بیمار و غیره می باشد. در مرحله بهبود کیفیت تصویر یک اصلاح جدید از روش یکسان سازی هیستوگرام پویا، حفظ روشنایی را برای بهبود توانایی حفظ روشنایی و افزایش درخشندگی و در عین حال کاهش پیچیدگی محاسباتی آن پیشنهاد می کند. روش اصلاح شده، به نام $^{1}BPDFHE$ می باشد که حفظ روشنایی پویا، از آمار فازی تصاویر دیجیتال برای نمایش و پردازش آنها استفاده می کند. بازنمایی و پردازش تصاویر در حوزه فازی این روش را قادر می سازد تا نادقیق بودن مقادیر سطح خاکستری را به روشی بهتر مدیریت کند و در نتیجه عملکرد بهتری داشته باشد. زمان اجرا به اندازه تصویر و ماهیت هیستوگرام بستگی دارد [۲۰]. در مرحله دوم پیش پردازش برای حذف پس زمینه از یک روش ماسک گذاری باینری و بخش بندی تصویر استفاده شده و سپس بخش با مساحت بزرگتر به عنوان قسمت تصویر پستان برای استفاده در مراحل بعد برجسته شده و بقیه بخش ها از تصویر اصلی حذف می شوند. شکل ۲ نتایج پیش پردازش برای مراحل اول و دوم به ترتیب در شکل ۲-ب و ۲-ج نمایش داده شده است.

برای کار پیشنهادی از پایگاه داده دیجیتال برای غربالگری ماموگرافی (DDSM) که پایگاه داده عمومی در دسترس است، جمع آوری شده است. کار پیشنهادی در محیط MATLAB 2017b بر روی کامپیوتری با پردازنده Core i5 اینتل با CPU 2.67 گیگاهرتز و ۴ گیگابایت رم تست شده است. پایگاه داده DDSM شامل تصاویری است که تقریباً از ۲۵۰ بیمار گرفته شده است. از هر بیمار، دو تصویر، هر کدام از سینه چپ و سینه راست از هر دو نمای کرانیو کودال (CC) و نمای MLO گرفته می شود. از بین این تصاویر ۱۲۵ تصویر با توده های خوش خیم و ۱۲۵ تصویر با توده های بدخیم برای این کار گرفته شده است. بلوک دیاگرام روش پیشنهادی در شکل ۱ نشان داده شده است. روش استخراج ویژگی روش پیشنهادی شامل مراحل زیر است: (الف) پیش پردازش برای بهبود تصویر و تفریق نویز و پس زمینه. (ب) استخراج ROI برای برش ناحیه توده و میکروکلسیفیکیشن. (ج) تجزیه و تحلیل ROI بر اساس دو روش پیشنهادی برای بخش بندی توده ها و میکروکلسیفیکیشن برای بخش ROI. (د) انتخاب بخش های مشکوک به توده و میکروکلسیفیکیشن با کمک الگوریتم درخت تصمیم. (ه) استخراج ویژگی های $^{29}GLCM$ ، $^{29}LOSIB$ از تصاویر برجسته و ماسک گذاری شده. (ی) طبقه بندی ROI نهایی به خوش خیم یا بدخیم. برای طبقه بندی ROI، شبکه عصبی فیدفوروارد استفاده شده است. در نهایت، نتایج به دست آمده توسط این طبقه بندی، با سایر کارها از نظر دقت و حساسیت مقایسه می شوند.



شکل ۱: بلوک دیاگرام روش استخراج ویژگی پیشنهادی.



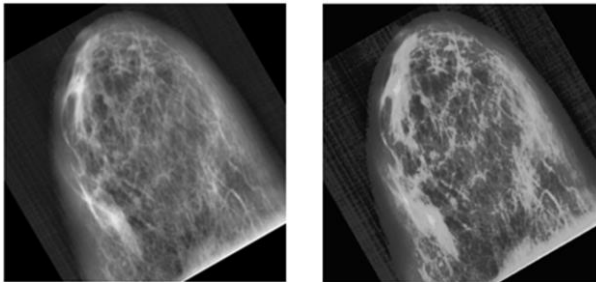
بعد به کمک یک ماسک گذاری باینری و آستانه گذاری از میانگین ماتریس خاکستری منطقه ROI با ابعاد $m \times n$ ، نواحی هدف شامل نواقص و میکروکلسیفیکیشن و توده‌ها برجسب گذاری و پیدا می‌شوند.

• روش افزایش وضوح پیشنهادی

هنگام افزایش درخشندگی تصاویر پزشکی توموگرافی کامپیوتری (CT)، دو عامل برای تکمیل کار باید در نظر گرفته شود، که شامل سرعت و کارایی است. روش پیشنهادی این دو عامل را با ارائه یک پردازش سریع با نتایج موثر در نظر می‌گیرد. این روش در حوزه فضایی مورد استفاده قرار گرفته است. علاوه بر این، به جای پردازش پیکسل به پیکسل تصویر، مستقیماً روی کل تصویر اعمال شده است. نرمال سازی تصویر بر اساس اندازه آن به صورت زیر انجام می‌شود: ابتدا اندازه تصویر پردازش شده تعیین می‌شود. سپس متغیر بهره (K) با استفاده از معادله زیر محاسبه می‌شود [۱۹]:

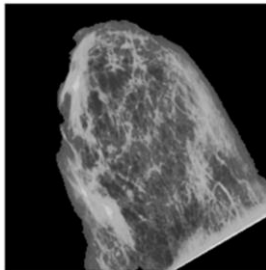
$$K = \sum_{i=1}^i \sum_{j=1}^j x(i, j) \quad (1)$$

که تصویر کاهش یافته است. رابطه (۱) مقادیر پیکسل‌ها را جمع می‌کند و آنها را بر اندازه تصویر نشان داده شده با (m) و (n) تقسیم می‌کند. در نهایت، تصویر با استفاده از (۲) زیر بهبود می‌یابد [۱۹]:



ب: اصلی

الف: اصلاح شده



ج: پوشش داده شده

شکل ۲: نتایج مراحل پیش پردازش.

۲-۳- جستجو توده یا میکروکلسیفیکیشن از تصویر برش داده شده

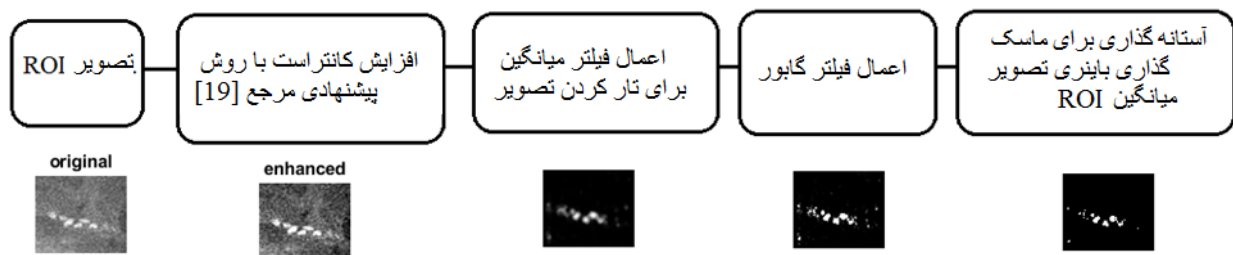
در این قسمت ابتدا بخشی استاندارد از تصویر را به صورت دستی برش می‌دهیم و برای مرحله کنونی آماده می‌کنیم. برای پیدا کردن میکروکلسیفیکیشن‌ها، نواحی برش داده تصویر به عنوان ROI دقت تشخیص را بالا می‌برد. بنابراین در این بخش تلاش می‌شود از برش‌های استاندارد برای شناسایی استفاده شود. در این کار، دو روش ردیابی توده از تصاویر ROI پیشنهاد شده است که در ادامه به تشریح و بررسی عملکرد هر یک می‌پردازیم. این روش‌ها منجر به بخش بندی اولیه نقص‌ها و توده‌ها و میکروکلسیفیکیشن از تصویر خواهد شد.

۱-۲-۳- روش بخش بندی با فیلتر گابور

این روش پیشنهاد شده در مقایسه با روش دیگر از سرعت عمل بالایی برخوردار می‌باشد. منبای عملکرد روش پیشنهادی بررسی تصویر ROI از نظر وجود ناملایمت‌ها و تغییرات ناگهانی بافتی در تصویر مورد نظر می‌باشد که با کمک فیلتر گابور در محدوده فرکانسی ۳ در جهات مختلف شامل زوایای مختلف ۰ و ۳۰ و ۴۵ و ۶۰ و ۹۰ و ۱۲۰ و ۱۳۵ و ۱۵۰ و ۱۸۰ درجه بررسی و طبق کد زیر محاسبه می‌شود. با این روش پیشنهادی قادر است برای نواحی مختلف از تصویر که تمایز خاصی از خود در مقابل نواحی همسایگی نشان می‌دهد، برجسته سازی تصویر انجام داده و آن را به عنوان یک منطقه مشکوک به میکروکلسیفیکیشن در نظر بگیرد.

```
for orientation [180 150 135 120 90 60 45 30 0]=
    wavelength = 3;
    [mag,phase] = imgaborfilt(img,wavelength,orientation);
    mas = mas.*mag;
end
```

شکل ۳ نمودار بلوک دیاگرام روش پیشنهادی را برای تصویر ROI برای یک نمونه نمایش داده است. در ابتدا تصویر برش داده شده تحت یک روش بهبود درخشندگی پیشنهادی اصلاح می‌شود که در ادامه روند آن در بخش ۱-۲-۳ شرح داده شده است. سپس از تصویر خروجی با کمک روش فیلترینگ میانگین و گابور در جهات مختلف تعریف شده نواحی متمایز تصویر ROI برجسته می‌شود. در مرحله



شکل ۳: بلوک دیاگرام طرح پیشنهادی روش بخش بندی با فیلتر گابور.

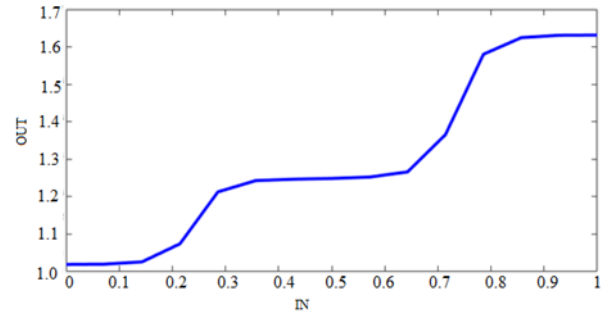


پیکسل‌های مشکوک به نقص که دارای شدت نور بیشتری و متمایز از ROI هستند را برجسته نماید. در این روش به دلیل بررسی پیکسلی نواحی مختلف ROI، زمان بیشتری نسبت به روش قبل مصرف می‌کند اما در زمینه شناسایی مناطق توده و میکروکلسیفیکیشن و تعیین مرزهای آنها دقت بسیار بیشتری دارد.

شکل ۶ سیستم فازی پیشنهادی متشکل از توابع عضویت ورودی‌ها و مشخصه ورودی و خروجی سیستم بر اساس قوانین تعریف شده برای این سیستم که با کمک آموزش سیستم فازی تاکاگی سوگنو معرفی شده، نمایش می‌دهد. بر اساس این روش پیشنهادی، پیکسل‌های با شدت نور بیشتر در مقایسه با نواحی همسایه در منطقه ROI دارای احتمال بیشتر برای وجود میکروکلسیفیکیشن و توده خواهند بود. عملیات پیشنهادی در این بخش بر روی تصویر اصلی با نرمالسازی شدت نور پیکسل‌ها در منطقه ROI ارائه شده است. شکل ۷ تصاویر و مراحل اجرای طرح پیشنهادی بررسی و نمایش شده است.

۳-۳- انتخاب نواحی مشکوک به میکروکلسیفیکیشن با کمک الگوریتم درخت تصمیم

بعد از بخش‌بندی نواحی مختلف تصویر ROI و ماسک‌گذاری باینری، بایستی برای هر بخش برجسته شده برچسب‌گذاری شود و در این کار با کمک یک سیستم آموزش دیده الگوریتم درخت تصمیم به‌عنوان سیستم یادگیری ماشینی، بخش‌های مشکوک به توده و میکروکلسیفیکیشن انتخاب می‌شود و نواحی غیر مشکوک به رنگ پس‌زمینه ماسک‌گذاری می‌شود. در این مرحله از ۴ ویژگی هر بخش شامل شدت نور، واریانس و مساحت و پراکندگی برای طبقه بندی نواحی مختلف استفاده شده است. در شکل ۸ برای چند نمونه تصویر عملیات جستجو و انتخاب با کمک ایده پیشنهادی نشان داده شده است. در این مورد با کمک دو روش بخش‌بندی پیشنهادی و انتخاب نواحی مشکوک با روش الگوریتم درخت تصمیم، نتایج بررسی و نشان داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود روش فازی پیشنهادی در مقایسه با فیلترینگ گابور عملکرد بهتری را از خود نشان داده است ولی برای کارهای با سرعت بالاتر می‌بایست از تکنیک گابور با دقت کمتر بهره برد.



شکل ۴: مشخصه سیستم فازی پیشنهادی

$$EI = \frac{[x - \min(x)] \times e^k}{[\max(x) - \min(x)]} \quad (2)$$

که (x) تصویر کاهش یافته، (max, min) مقادیر حداقل و حداکثر پیکسل تصویر پردازش شده، (K) متغیر بهبود، و (EI) تصویر بهبود یافته درخشندگی است. در این مقاله برای بهبود عملکرد افزایش درخشندگی از یک روش فازی نوع ممدانی برای جایگزینی تابع نمایی e^k استفاده شده است. برای این بخش برای بهره بهبود جهت مقادیر پیکسل‌های مختلف تصویر ROI از مشخصه شکل ۴ تعریف شده از توابع عضویت زنگوله‌ای بهره می‌برد. بر این اساس (۳) به رابطه زیر اصلاح می‌شود:

$$EL = \frac{[x - \min(x)] \times \text{contrastfis}(k)}{[\max(x) - \min(x)]} \quad (3)$$

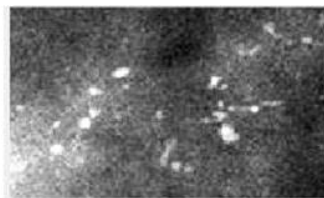
شکل ۵ نتایج اصلاح پیشنهاد شده برای یک نمونه تصویر ماموگرافی برای بهبود درخشندگی تصویر را برای روش [۱۹] و بهبود یافته فازی به ترتیب در شکل ۵ ب و ج نمایش داده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود میزان وضوح تصویر با روش پیشنهادی بهبود بیشتری خواهد یافت.

۳-۲-۲- روش بخش بندی با سیستم فازی پیشنهادی

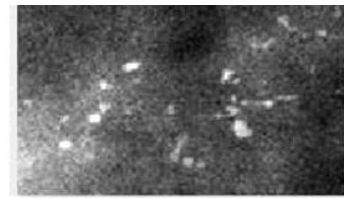
به منظور ارائه یک روش با دقت بیشتر که قادر باشد نقاط مشکوک به میکروکلسیفیکیشن را شناسایی کند، با کمک روش منطق فازی نوع تاکاگی سوگنو پیشنهاد شده است. مبنای عملکرد این طرح پیشنهادی این است که با تعیین میانگین تصویر خاکستری منطقه ROI سیستم فازی یک آستانه‌گذاری برای بخش‌بندی تصویر ایجاد می‌کند تا



الف



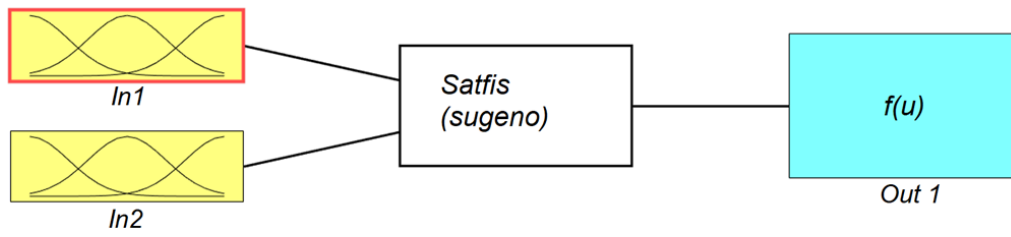
ب



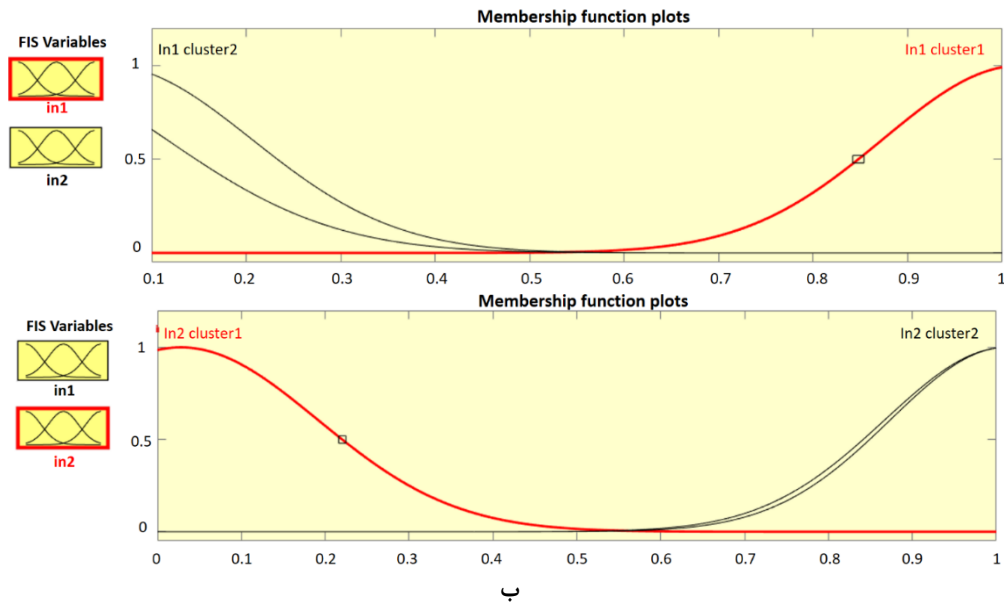
ج

شکل ۵: نتایج شبیه‌سازی و مقایسه روش افزایش درخشندگی تصویر ROI. (الف) تصویر اصلی (ب) تصویر بهبود یافته [۱۹]. (ج) تصویر بهبود یافته پیشنهادی.

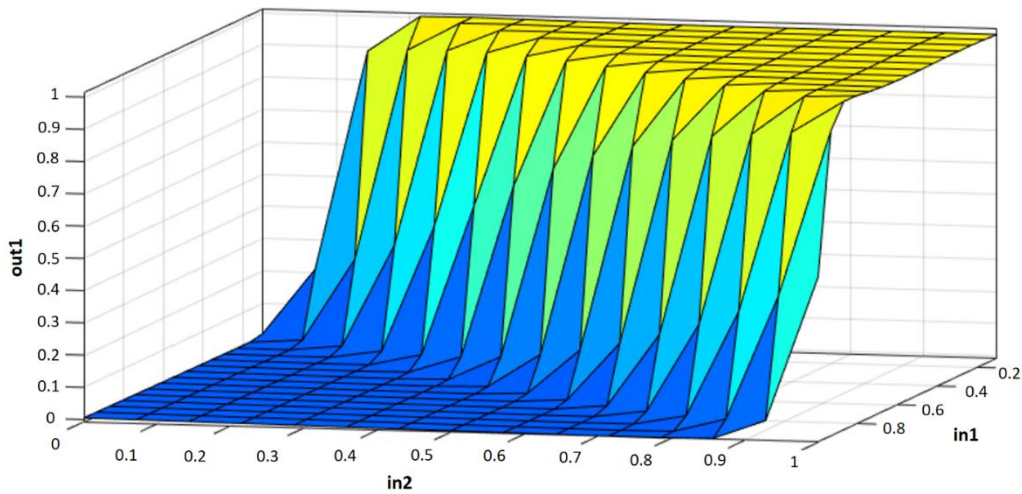




الف



ب

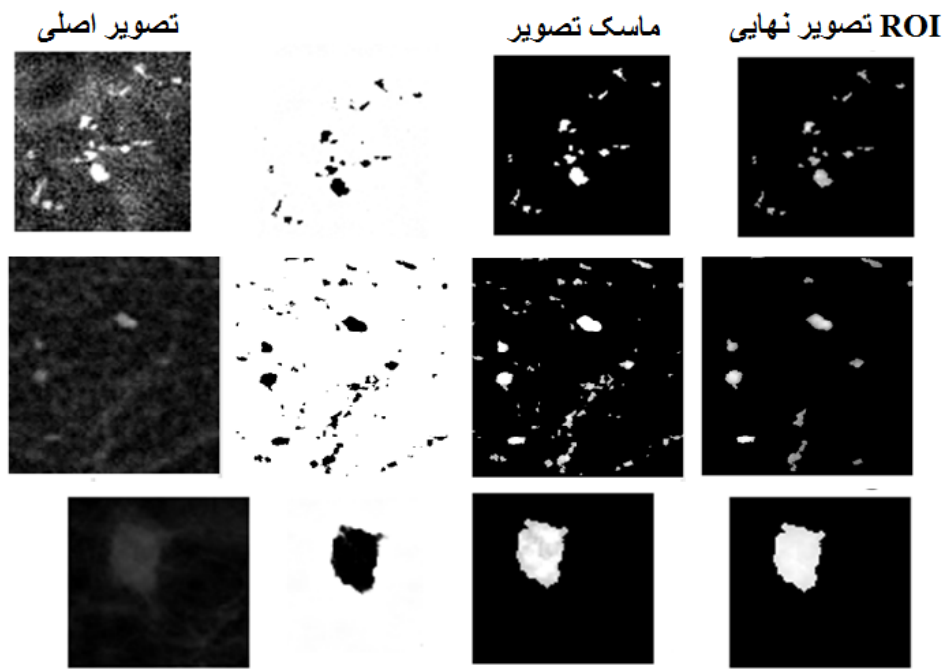


ج

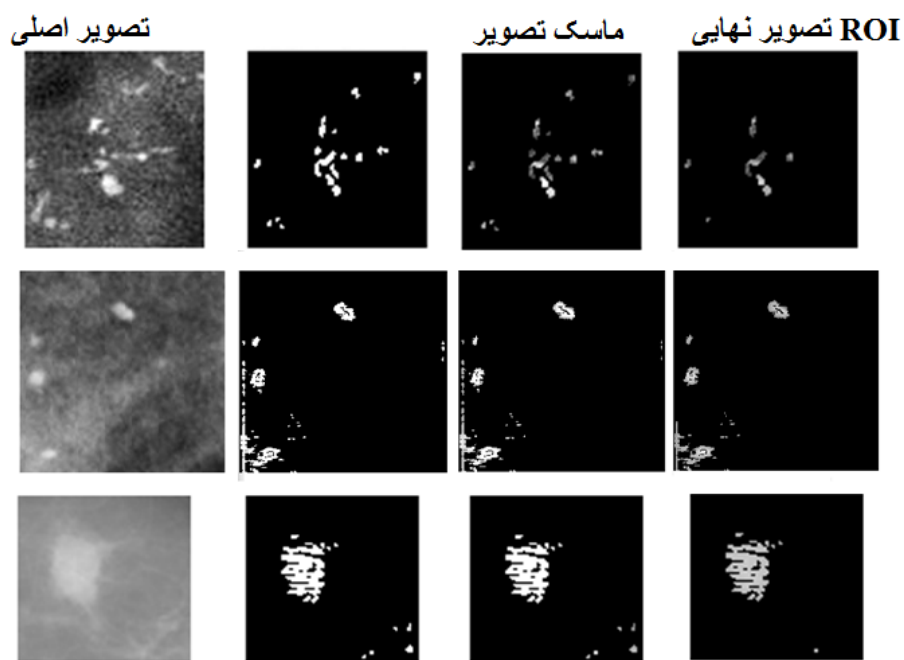
شکل ۶: سیستم فازی تاکاگی پیشنهادی الف - ساختار سیستم ب - توابع عضویت ورودی ج - مشخصه ورودی و خروجی.



شکل ۷: نمایش نتایج عملکرد سیستم فازی پیشنهادی.

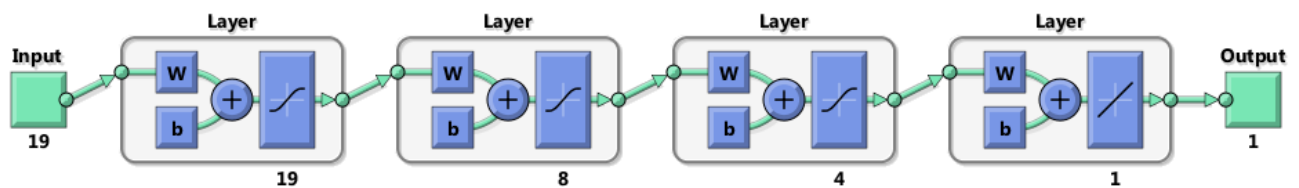


الف



ب

شکل ۸: نمایش نتایج عملکرد روش‌های پیشنهادی الف- تصاویر با روش فازی پیشنهادی ب- تصاویر با روش فیلتر گابور.



شکل ۹: نمایش سیستم شبکه عصبی پیشنهادی



۳-۴- شبکه عصبی مصنوعی

نمونه‌های تصاویر برای آموزش ۸۰٪ و برای داده‌های آزمایش ۲۰٪ انتخاب شده که در مقایسه در جدول ۱ با روش پیشنهادی ANN، محاسبه شده است. با توجه به مقایسه نتایج حاصل از جدول ۱ روش پیشنهادی برای دو روش فازی و فیلتر گابور با سایر کارها مقایسه شده است. با بررسی معیارهای دقت، حساسیت و... روش فازی توانسته به یک روش بهینه برای دقت قابل قبول برای تشخیص و طبقه بندی میکروکلسیفیکیشن‌ها ایجاد نماید.

جدول ۱. تحلیل و مقایسه روش پیشنهادی با کارهای مشابه

Methods	Ref.	Sensitivity	Specificity	Precision	Accuracy
GLCM+ NBC	[37]	68.75	67.65	66.67	68.18
WG+ SVM	[38]	80	85.71	86.96	82.61
SWE+ Ensemble	[25]	94.12	92.48	88.89	92.11
This work	TS fuzzy	95.7	91.5	89.3	93
This work	Gabor filter	93.98	90.43	87.5	91.32

جدول ۲. مقایسه کارایی با سایر روش‌ها

Method	Accuracy
Deep features + CNN [33]	83.3
CSD CNN [34]	94.9
Grassmannian + VLAD [35]	90.5
CNN filtered by morphologic [36]	88.59
CNN [32]	90.30
This work	93

در این مقاله از دو سری ویژگی استخراج بافت شامل LOSIB^۱ و GLCM استفاده شده است. در این راستا در مجموع ۲۹ ویژگی برای هر تصویر استخراج شده که برای نمونه‌های مختلف ۱۲۵ تصویر با توده‌های بدخیم و ۱۲۵ نمونه با توده‌های خوش خیم اجرا و تحت نرم افزار متلب شبیه‌سازی شده است. تقویت‌کننده اطلاعات آماری محلی گرا^۲ یک تقویت‌کننده توصیف‌کننده بر اساس استخراج تفاوت‌های سطح خاکستری در طول چندین جهت است. به طور خاص، میانگین تفاوت‌ها در امتداد جهت‌گیری‌های خاص در نظر گرفته می‌شود. در [۲۹]، آزمایش‌هایی با استفاده از چندین توصیف‌کننده بافت کلاسیک انجام شده تا نشان دهد که نتایج طبقه‌بندی زمانی که با LOSIB ترکیب می‌شوند، بهتر از بدون آن هستند. ترکیب این توصیف‌گر ویژگی‌های بافت LOSIB با روش GLCM در این کار توانسته دقت بالاتری را برای نتایج شبیه‌سازی با روش‌های موجود در مقالات دیگر ایجاد کند. در شکل ۹ ساختار شبکه عصبی فیدفوروارد پیشنهاد شده برای ۱۹ ویژگی انتخابی از نمونه‌های قبلی نشان داده شده است. این ساختار متشکل از دو لایه مخفی مطابق شکل می‌باشد که نتایج آموزش سیستم تحت ویژگی‌های تعریف شده در بخش نتایج، آورده شده است.

۴- مقایسه نتایج

اطلاعات و معیارهای مختلف برای هر تصویر ماموگرافی در مجموعه داده‌های DDSM وجود دارد که پیشرفت بیشتری را برای ارزیابی کمی نتایج طبقه بندی فراهم می‌کند. چندین معیار ارزیابی مانند دقت^۳، صحت^۴ و حساسیت^۵ به شرح زیر محاسبه می‌شوند [۳۰ و ۳۱]:

$$Sensitivity = (TP / (TP + FN)) * 100 \quad (4)$$

$$Precision = (TP / (TP + FP)) * 100 \quad (5)$$

$$Accuracy = \frac{TP + TN}{TP + TN + FP + FN} * 100 \quad (6)$$

$$specificity = \left(\frac{TN}{TN + FP} \right) * 100 \quad (7)$$

که TP مثبت واقعی را تعریف می‌کند که می‌تواند با دقت خوش‌خیم را تعیین کند. حالت TN برای منفی واقعی، که نمونه بدخیم از تصاویر بدخیم را مشخص می‌کند. FP برابر با مثبت کاذب است که نمونه را به صورت کاذب به عنوان خوش‌خیم شناسایی می‌کند. FN مخفف منفی کاذب است که بدخیم را با نمونه خوش‌خیم معرفی می‌کند.

در جدول ۱ نتایج شبیه‌سازی برای آموزش داده‌های استخراج شده از نمونه‌های مختلف برای مقادیر مختلف آزمایش و تست شده است.

۵- نتیجه

این مقاله یک طرح بهبود ماموگرافی مبتنی بر سیستم فازی جدید را برای بهبود کیفیت تصویر برای برجسته کردن توده‌های سینه، توده‌ها، ضایعات، بافت‌های بدشکلی ارائه می‌کند. طرح پیشنهادی در ابتدا یک ماموگرافی را از طریق تصویر مکمل از پیش زمینه/پس زمینه جدا می‌کند. به دنبال آن فازی‌سازی شهودی، اندازه‌گیری، و اصلاح درجه عضویت با استفاده از عملیات میانگین‌گیری از طریق ناحیه ROI اندازه‌گیری شده از منبع و تصاویر تکمیلی انجام می‌شود. در نهایت، یک ماموگرافی بهبود یافته بصری از طریق فرآیند فازی‌سازی به دست می‌آید. ساختار و قوانین فازی پیشنهادی از تصاویر ماموگرافی با استفاده از آموزش سیستم فازی تاکاگی سوگونو به دست آمده که به دلیل ماهیت بدون پارامتر آن بر روی پیکسل‌های با شدت وضوح بالا برای مشخص نمودن شدت درخشندگی نواحی ROI تأثیر می‌گذارد. در مقایسه با روش‌های پیشرفته، طرح بهبود پیشنهادی عملکرد بهتری را با توجه به افزایش درخشندگی و بهبود کیفیت بینایی برای ماموگرافی نشان می‌دهد. همچنین در روش دیگر برای افزایش سرعت شناسایی میکروکلسیفیکیشن‌ها از روش فیلترینگ گابور برای برجسته‌سازی استفاده شده که عملکرد ضعیف‌تری از لحاظ دقت و

⁴ precision
⁵ sensitivity

¹ Local Oriented Statistics Information Booster
² LOSIB
³ accuracy



- [8] Shiraiishi J, Li Q, Appelbaum D, Doi K. Computer-aided diagnosis and artificial intelligence in clinical imaging. In: *Seminars in Nuclear Medicine*. Elsevier; 2011. p. 449–62. <https://doi.org/10.1053/j.semnucmed.2011.06.004>.
- [9] Guzmán-Cabrera R, Guzmán-Sepúlveda J, Torres-Cisneros M, May-Arrijoja D, Ruiz-Pinales J, Ibarra-Manzano O, Aviña-Cervantes G, Parada AG. Digital image processing technique for breast cancer detection. *Int J Thermophys*. 2013; 34(8-9):1519–31.
- [10] Andreadis II, Spyrou GM, and Nikita KS: A CAD scheme for mammography empowered with topological information from clustered microcalcifications atlases. *IEEE J Biomed Health Inform* 19(1): 166–173, 2015.
- [11] Paquerault S, Yarusso LM, Papaioannou J, Jiang Y, and Nishikawa RM: Radial gradient-based segmentation of mammographic microcalcifications: observer evaluation and effect on CAD performance. *Med Phys* 31:2648–2657, 2004 *J Digit Imaging* (2017) 30:172–184 183.
- [12] Duarte MA, Alvarenga AV, Azevedo CM, Calas MJG, Infantosi AF, and Pereira WC: Evaluating geodesic active contours in microcalcifications segmentation on mammograms. *Comput Methods Prog Biomed* 122(3):304–315, 2015.
- [13] Mohanalin J, Kalra PK, Kumar N: Microcalcification segmentation using normalized Tsallis entropy: an automatic q calculation by exploiting type II fuzzy sets. *IETE J Res* 55(2):90–96, 2009
- [14] Oliver A, et al: Automatic microcalcification and cluster detection for digital and digitized mammograms. *Knowl-Based Syst* 28:68–75, 2012.
- [15] Andreadis I, Spyrou G, Nikita K: A comparative study of image features for classification of breast microcalcifications. *Meas Sci Technol* 22(11):114005, 2011.
- [16] He W, Hogg P, Juetta A, Denton ER, Zwigelaar R: Breast image pre-processing for mammographic tissue segmentation. *Comput Biol Med* 67:61–73, 2015.
- [17] Diaz-Huerta CC, Felipe-Riveron EM, Montaña-Zetina LM: Quantitative analysis of morphological techniques for automatic classification of micro-calcifications in digitized mammograms. *Expert Syst Appl* 41(16):7361–7369, 2014
- [18] Ren J: ANN vs. SVM: which one performs better in classification of MCCS in mammogram imaging. *Knowl-Based Syst* 26:144–153, 2012.
- [19] Al-Ameen, Z., Sulong, G., & Johar, M. G. M. (2012). Enhancing the contrast of CT medical images by employing a novel image size dependent normalization technique. *International journal of Bio-science and biotechnology*, 4(3), 63-68.
- [20] sheet, D., Garud, H., Suveer, A., Mahadevappa, M., & Chatterjee, J. (2010). Brightness preserving dynamic fuzzy histogram equalization. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 56(4), 2475-2480.
- [21] Ghantasala, G. P., Kallam, S., Kumari, N. V., & Patan, R. (2020, March). Texture Recognition and Image Smoothing for Microcalcification and Mass Detection in Abnormal Region. In 2020 International Conference on Computer Science, Engineering and Applications (ICCSEA) (pp. 1-6). IEEE.
- [22] Ghosh, S. K., & Ghosh, A. (2022). A novel hyperbolic intuitionistic fuzzy divergence measure based mammogram enhancement for visual elucidation of breast lesions. *Biomedical Signal Processing and Control*, 75, 103586.
- [23] Ciecholewski, M. (2017). Microcalcification segmentation from mammograms: A morphological approach. *Journal of digital imaging*, 30(2), 172-184.

بخش بندی توده های مشکوک نسبت به طرح مشخص نمودن فازی پیشنهادی دارد. در مرحله بعد در این مقاله از یک تکنیک انتخاب نواحی مشکوک با کمک الگوریتم درخت تصمیم بهره برده شده تا با طبقه بندی های نواحی انتخاب شده با روش های مذکور بتوان دقت انتخاب نواحی مشکوک را بالا برد. رادیولوژیست می تواند با غربالگری اولیه تشخیص، ارزیابی اولیه توده های سینه، بافت های نرم یا تومورها را انجام دهد. مزیت اصلی طرح پیشنهادی این است که در محدوده دینامیکی سطح خاکستری، برای جستجوی بخش های میکروکلسیفیکیشن مشکوک به سرطان را با دقت بیشتری دنبال می کند، از این رو بافت های ناهنجاری کوچک در پستان را برجسته می کند. در این کار، از ضریب شباهت با آموزش درخت تصمیم استفاده می کند که منجر به همگرایی سریعتر می شود که به نوبه خود با مقایسه روش پیشنهادی با روش های دیگر تشخیص میکروکلسیفیکیشن مانند CNN که در جدول ۲ نشان داده شده است، می توان مشاهده کرد که این روش دقت خوبی را حاصل کرده است و می تواند با روش های دیگر رقابت کند. اشتباهات محاسباتی را کاهش می دهد. اما مشکلی که در طرح ارائه شده برای طبقه بندی سرطان های بدخیم و خوشیم وجود دارد، ناکافی بودن دقت طبقه بندی برای کاربردهای عملی هوش مصنوعی می باشد. در آینده، الگوریتم طبقه بندی از جهت اصلاح دقت بهبود خواهد یافت و بر روی تشخیص خودکار مناطق بافت غیرطبیعی، توده ها، توده های سینه در مراحل طبقه بندی در محیط بلادرنگ با کمک الگوریتم های فراابتکاری برای رسیدن به دقت بسیار زیاد ادامه خواهیم داد.

مراجع

- [1] American Cancer Society. QuickFacts (TM) Breast Cancer: What You Need To Know NOW. Atlanta, American Cancer Society press. 2011.
- [2] Panahi GH, Shabahang H, Sahebgalam H. Breast cancer risk assessment in Iranian women by Gail model. *Medical Journal of the Islamic Republic of Iran (MJIRI)* 2008; 22(1): 37-39.
- [3] Caldaroni, A., Piccotti, F., Morasso, C., Truffi, M., Sottotetti, F., Guerra, C., & Corsi, F. (2021). Raman analysis of microcalcifications in male breast cancer. *Spectrochimica Acta Part A: Molecular and Biomolecular Spectroscopy*, 263, 120185.
- [4] Schulz-Wendland R, Fuchsjäger M, Wacker T, Hermann K-P. Digital mammography: an update. *Eur J Radiol*, 2009; 72(2): 258-265.
- [5] Wallis MG, Walsh MT, Lee JR. A review of false negative mammography in a symptomatic population. *Clin Radiol*. 1991; 44(1):13-5. [DOI:10.1016/S0009-9260(05)80218-1]
- [6] Behnam H, Zakeri F, Gifani P, Torkashvand P, Shalhaf A, [Ultrasound Imaging Processing (Persian)]. Tehran: Ishraqiya Publishing; 2011.
- [7] Jalalian A, Mashohor SB, Mahmud HR, Saripan MIB, Ramli ARB, Karasfi B. Computer-aided detection/diagnosis of breast cancer in mammography and ultrasound: a review. *Clin Imaging*. 2013; 37(3):420–6.



- [38] Z.-W. Guo, M. Suchkov, L. Jiang, and L.-Z. Yan, "Breast cancer detection via wavelet energy and support vector machine," in 2018 27th IEEE International Symposium on Robot and Human Interactive Communication (RO-MAN). IEEE, 2018, pp. 758–763.
- [24] Fanizzi, A., Basile, T. M., Losurdo, L., Bellotti, R., Bottigli, U., Dentamaro, R., & La Forgia, D. (2020). A machine learning approach on multiscale texture analysis for breast microcalcification diagnosis. *BMC bioinformatics*, 21(2), 1-11.
- [25] Mazumder, B., Islam, S. T., Rahman, M. M., & Nurullah, M. (2020, December). Stationary Wavelet Based Energy Feature Extraction for Detection and Classification of Mammographic Microcalcifications. In 2020 2nd International Conference on Sustainable Technologies for Industry 4.0 (STI) (pp. 1-5). IEEE.
- [26] Kang, D., Gweon, H. M., Eun, N. L., Youk, J. H., Kim, J. A., & Son, E. J. (2021). A convolutional deep learning model for improving mammographic breast-microcalcification diagnosis. *Scientific reports*, 11(1), 1-7.
- [27] Christopher, D., & Simon, P. (2020). A Novel Approach for Mammogram Enhancement using Nonlinear Unsharp Masking and L0 Gradient Minimization. *Procedia Computer Science*, 171, 1848-1857.
- [28] Kayadibi, Y., Ucar, N., Kaya, M. F., Yildirim, E., & Bektas, S. (2021). Characterization of suspicious microcalcifications on mammography using 2D shear-wave elastography. *Ultrasound in Medicine & Biology*, 47(9), 2532-2542.
- [29] García-Olalla, O., Alegre, E., Fernández-Robles, L., & González-Castro, V. (2014, August). Local oriented statistics information booster (LOSIB) for texture classification. In 2014 22nd international conference on pattern recognition (pp. 1114-1119). IEEE.
- [30] Li, H., Zhuang, S., Li, D.-A., Zhao, J., Ma, Y., 2019. Benign and malignant classification of mammogram images based on deep learning. *Biomed. Signal Process. Control* 51, 347–354.
- [31] M. Milosevic, D. Jankovic, and A. Peulic, "Comparative analysis of breast cancer detection in mammograms and thermograms," *Biomedical Engineering/Biomedizinische Technik*, vol. 60, no. 1, pp. 49–56, 2015.
- [32] Z.-W. Guo, M. Suchkov, L. Jiang, and L.-Z. Yan, "Breast cancer detection via wavelet energy and support vector machine," in 2018 27th IEEE International Symposium on Robot and Human Interactive Communication (RO-MAN). IEEE, 2018, pp. 758–763.
- [33] N. Bayramoglu, J. Kannala, and J. Heikkilä, "Deep learning for magnification independent breast cancer histopathology image classification," in *Proceedings of 23rd International Conference on Pattern Recognition (ICPR)*, Cancun, MX, USA, December 2016.
- [34] Z. Han, B. Wei, Y. Zheng et al., "Breast cancer multi-classification from histopathological images with structured deep learning model," *Scientific Reports*, vol. 7, no. 1, p. 4172, 2017
- [35] K. Dimitropoulos, P. Barmpoutis, C. Zioga, A. Kamas, K. Patsiaoura, and N. Grammalidis, "Grading of invasive breast carcinoma through Grassmannian VLAD encoding," *PloS One*, vol. 12, no. 9, Article ID e0185110, 2017.
- [36] C. Hongmin, H. Qinjian, R. Wentao, S. Yan, L. Jiao, W. Jinhua, C. Jiazhou, L. Li, "Breast Microcalcification Diagnosis Using Deep Convolutional Neural Network from Digital Mammograms", *Computational and Mathematical Methods in Medicine*, vol. 2019, Article ID 2717454, 10 pages, 2019.
- [37] M. Milosevic, D. Jankovic, and A. Peulic, "Comparative analysis of breast cancer detection in mammograms and thermograms," *Biomedical Engineering/Biomedizinische Technik*, vol. 60, no. 1, pp. 49–56, 2015.





استفاده از مدل کراس کوپل شده به منظور طراحی خازن منفی در فناوری CMOS

محسن کاتبی جهرمی^{۱*}، محسن صفوی^۱

۱- گروه مهندسی برق، واحد صفاشهر، دانشگاه آزاد اسلامی، صفاشهر، ایران
 moh_katebi_jah@yahoo.com

چکیده: در این مقاله از مدل کراس کوپل شده به منظور طراحی خازن منفی در فناوری CMOS استفاده شده و در ادامه به بررسی و مطالعه خازن منفی و کاربرد آن در مدارات گوناگون پرداخته شده است. مدار پیشنهادی در نرم افزار کیدنس با استفاده از فناوری ۱۸۰ نانومتری به وسیله یک خازن ۵ پیکوفاراد ترسیم گردیده است که اندازه تراشه با در نظر گرفتن خازن ۵ پیکوفاراد برابر ۱۵۲/۸۰ میکرومتر در ۶۱/۴۰ میکرومتر می باشد. اندازه تراشه بدون خازن ۳۲ میکرومتر در ۶۱/۴۰ میکرومتر است. در مرحله دوم، مدار پیشنهادی در نرم افزار ADS شبیه سازی شده و پاسخ فرکانسی و توان مصرفی آن بررسی شده است. نتایج شبیه سازی نشان می دهد که با خازن بار ۵ پیکوفاراد تا فرکانس ۵۰۰ مگاهرتز، خازن منفی در بازه ۱/۵- تا ۲۰- پیکوفاراد ایجاد شده که توان مصرفی آن با منبع تغذیه ۱/۸ ولت در حدود ۳/۵ mW است. محدوده فرکانسی خازن منفی وسیع و مصرف توان نسبتاً پایین و ضریب کیفیت مناسب از مزیت های مدل پیشنهادی است.

واژه های کلیدی: خازن منفی، کراس کوپل شده، فناوری CMOS، توان مصرفی

Using Cross-Coupled model to design negative capacitor in CMOS technology

Mohsen Katebi Jahromi^{۱*}, Mohsen Safavi^۱

^۱ Department of Electrical Engineering, Safashahr Branch, Islamic Azad University, Safashahr, Iran
 moh_katebi_jah@yahoo.com

Abstract:

In this paper, the Cross-Coupled model is used to design the negative capacitor in CMOS technology, and then the negative capacitor and its application in various circuits are investigated and studied. The investigation and study of the negative capacitor and its application in various circuits have been discussed. In the following article, the proposed circuit was drawn in the Cadence software using 180 nm technology with a capacitor of 5pF, the dimension of the chip, considering the capacitor of 5 pF, is equal to 152/80 × 40/61 μm. The dimension of the non-capacitor chip is 32 × 61.40 μm. In the second step, the proposed circuit was simulated in ADS software and its frequency response and power consumption were checked. The simulation results show that with a load capacitor of 5 pF in the range frequency of 500 MHz, the negative capacitor is produced in the range of -1.5 to -20 pF, that is the power consumption is about 3.5 mW with a 1.8 V power supply. The wide frequency range of the negative capacitor, relatively low power consumption and good quality factor are the advantages of this design.

Keywords: Negative capacitor, Cross-Coupled, CMOS technology, Power consumption

DOI: 00.00000/0000

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ چاپ مقاله: ۱۴۰۲/۶/۲۳

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۵/۲۱

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۳/۱۱

نباشد. لذا اثر این مقاومت منفی با سری کردن یک مقاومت دیگر کاهش می‌یابد. در [۸] به بررسی رابطه ظرفیت خازنی و پهنای باند می‌پردازد که خازن منفی متشکل از یک جفت ترانزیستور CMOS با مدارهای بایاس تغذیه است. این مدار به‌عنوان یک مبدل امیدانس منفی عمل می‌کند که وظیفه‌ی آن تبدیل امیدانس راکتانس بار است. در این مدار، باید اضافه‌بار دیفرانسیلی به ظرفیت خازنی منفی تبدیل شود. در [۴] طراحی ناقل‌های جریان^۴ ذکر شده که بلوک‌های اصلی از مدارهای Non-Faster از قبیل خازن‌ها و سلف‌های منفی که به‌منظور گسترش پهنای باند در فرا ماده‌ها مفید است به کار می‌روند. در این مقاله بر روی طراحی ناقل‌های جریان نسل دوم^۵ (CCII) تمرکز شده که به‌عنوان مدارات آنالوگ با راندمان بالا نوظهور به روش مولد جریان^۶ تعلق دارد.

در نتایج به‌دست‌آمده در [۹] برای کاهش مقاومت منفی پارازیتی در مدار از دیود سری متصل به ترانزیستورها استفاده می‌شود. همچنین خازن بکار گرفته‌شده تقریباً منفی ظرفیت بار است. تجزیه و تحلیل‌ها نشان می‌دهد که مقاومت منفی پارازیتی ناخواسته با رسانایی ترانزیستورهای کراس کوپل شده متناسب است. با طرح پیشنهادی میزان مقاومت منفی مشاهده‌شده در مقدار ناچیزی ثابت نگه‌داشته می‌شود. علاوه بر این، در نتایج ارائه‌شده با افزایش اندازه ظرفیت خازن منفی پهنای باند مدار کراس کوپل شده در حال تغییر است. مرجع [۵] یک تقویت‌کننده در شش طبقه پیشنهاد داده است که ساختار جدیدی با بهره‌ی بالا برای تقویت‌کننده توزیع‌شده ارائه می‌کند. سلول‌های خازنی منفی برای بهبود اثر بار خازن پارازیتی و برای کاهش بهره تقویت‌کننده توزیع‌شده در حالی که پهنای باند مورد نظر را حفظ می‌کنند، مورد استفاده قرار می‌گیرند. علاوه بر این، برای افزایش پهنای باند تقویت‌کننده نیز از مدار خازن منفی استفاده شود. در این مقاله یک ساختار تقویت‌کننده توزیع‌شده باند پهن جدید ارائه شده است که در آن سلول‌های خازنی منفی به گره‌های خط انتقال ورودی متصل شدند تا اثر بار خازنی، خازن‌های منبع گیت ترانزیستورها را جبران کنند؛ بنابراین با توجه به کارهای انجام‌شده این مقاله به دنبال پاسخگویی فرضیات زیر می‌باشد:

- ۱- ظرفیت خازن منفی پیاده‌سازی شده بر اساس ساختار کراس کوپل شده جوابگوی نیاز کاربردی هست.
- ۲- توان مصرفی سلول خازن منفی اثر فراوانی بر توان مصرفی کل مدار نخواهد گذاشت.

در این مقاله یک مدار خازن منفی با ساختار کراس کوپل شده با فناوری CMOS شبیه‌سازی شده است که برای کاهش اثر مقاومت منفی در امیدانس خروجی راهکاری مبتنی بر استفاده از مقاومت سری ارائه می‌شود و آنالیز مدار طراحی‌شده و شبیه‌سازی‌ها به‌منظور اعتبارسنجی آنالیز با استفاده از نرم‌افزار ADS انجام شده است.

خازن‌های پارازیتی یکی از عوامل اصلی محدودیت‌های فرکانسی در مدارهای آنالوگ هستند. در نتیجه خازن‌های بزرگ، سرعت مدارهای آنالوگ را با وجود کوچک بودن مقاومت در گره‌های مربوطه محدود می‌کنند [۱]. اگرچه اخیراً با پیشرفت در فرآیندهای ساخت، مقدار این خازن‌های پارازیتی در حال کوچک شدن است؛ اما با وجود این هنوز هم این خازن‌ها عملکرد مدارات با سرعت بالا را محدود می‌سازند. با استفاده از خازن‌های منفی، اثر خازن‌های پارازیتی را تا حد فراوانی می‌توان کاهش داد. به همین دلیل ایجاد خازن‌های منفی با استفاده از عناصر فعال یکی از راهکارهای مورد توجه برای طراحان فیلترهای ماکروویو [۲]، اسیلاتورها [۳-۵]، تقویت‌کننده‌های تفاضلی [۶]، تقویت‌کننده‌های توزیع‌شده [۷] هستند. با اضافه کردن مدار خازن منفی به گره مورد نظر، اندازه خازن دیده‌شده از گره کوچک‌تر شده و در نتیجه پهنای باند و سرعت عملکرد مدار بالاتر می‌رود. در این مقاله هدف طراحی یک سلول خازن منفی جدید با استفاده از ساختار کراس کوپل شده^۱ است. همچنین رابطه بین پهنای باند با ظرفیت خازن منفی بررسی خواهد شد. توپولوژی کراس کوپل شده متشکل از یک جفت ترانزیستور CMOS با مدارهای بایاس تغذیه است. مدار اصلی از یک مبدل امیدانس منفی که امیدانس راکتانس را تبدیل می‌کند تشکیل شده است. از مدارهای Non-Faster (منظور مدارهای دارای سلف یا خازن منفی) می‌توان برای همسان‌سازی امیدانس پهن باند برای آنتن‌ها و مواد فرا ماده استفاده کرد. مدارهای خازنی منفی بلوک‌های ساختمانی آنالوگ بسیار جالب توجهی هستند که در کاربردهایی مانند جبران خازن پارازیتی ناخواسته، بهبود پهنای باند در تقویت‌کننده‌ها، طراحی فیلترهای غیرفعال بدون سلف و غیره مورد استفاده قرار می‌گیرند.

پیشرفت‌های اخیر در فناوری برای کاربردهای دیگری مانند فرا ماده پهن باند و مدارهای مجتمع فرکانس رادیویی باعث ایجاد علاقه در طراحی مدارهای خازنی منفی CMOS گردیده است. در [۱] سلول خازن منفی، بهره تقویت‌کننده توزیع‌شده را بدون هیچ اثر منفی بر پهنای باند تقویت می‌کند. در خط انتقال آن از سلول خازن منفی و مقاومت منفی استفاده شده است که مقاومت منفی باعث کاهش تلفات خط انتقال گیت و منجر به افزایش پهنای باند و استفاده از خازن منفی باعث افزایش بهره تقویت‌کننده می‌شود. در [۶] طراحی مدار با استفاده از یک خازن منفی شناور^۲ در فناوری CMOS با استفاده از توپولوژی^۳ NIC با ساختار کراس کوپل شده انجام گرفته است که این مدار در محدوده فرکانسی مورد نظر از خود یک مقاومت منفی نشان می‌دهد که ممکن است در همه‌ی کاربردها مفید

⁴ Current Conveyers

⁵ Current Conveyers Second Generation

⁶ Current Mode

¹ Cross-Coupled

² Floating

³ Negative Impedance Converters



۲- مبانی نظری

۲-۱- مدارهای معادل خازن منفی

خازن‌های پارازیتی موجود در مدارات همواره جزء جدانشدنی مدارات CMOS هستند که همواره پهنای باند این مدارات را محدود کرده‌اند. در سال‌های اخیر، استفاده از سلف‌های مثبت برای ایجاد رزونانس و بهبود پهنای باند در موارد متعددی برای بهبود این خرابی مدار پیشنهاد شده است [۱۱، ۱۰]، اما به دلیل استفاده در فرکانس‌های محدود و پایین، کمتر مورد استقبال قرار گرفته است. مدارهای CMOS همچنین سعی می‌کنند با استفاده از سلف‌های غیرفعال تا حد امکان سطح تراشه را کاهش دهند که چالش دیگری ایجاد می‌کند که با استفاده از سلف‌ها برای تشدید مغایرت دارد. اخیراً طراحی مدارهای خازن منفی بسیار مورد توجه قرار گرفته است، زیرا خازن‌های منفی در فرکانس‌های بالاتر و وسیع‌تر تداخل نخواهند داشت. در اکثر این مدارهای خازن منفی، مقاومت منفی تشخیص داده می‌شود و این به بهبود پارامترهای نویز مدارها و بهبود پهنای باند کمک می‌کند. در طراحی مدار خازن منفی، دو حالت وجود خواهد داشت که برای ساده‌سازی، مدارهایی برای تسهیل در تحلیل امپدانس و پذیرش نمودارها ارائه شود. در این طرح‌ها نیز فرض بر این است که مقاومت منفی ایجاد شده است. دو روش برای قرار دادن مدار خازن منفی در مدار وجود دارد: (۱) حالت تک سر و موازی (۲) حالت تفاضلی و سری حالت اول برای حذف پارازیت‌های موازی در مدار قرار می‌گیرد و حالت دوم پارازیت‌های سری را از بین می‌برد.

۲-۲- ضریب کیفیت (Q)

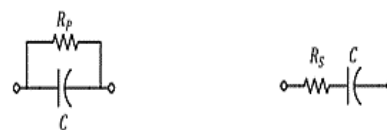
فاکتور کیفیت نشان می‌دهد که یک دستگاه ذخیره انرژی چقدر به حالت ایده آل خود نزدیک است. یک خازن ایده آل هیچ انرژی هدر نمی‌دهد و Q بی‌نهایت دارد، اما یک مقاومت سری RS مشابه شکل (۱-الف)، آن را به مقدار زیر کاهش می‌دهد.

$$Q_S = \frac{1}{R_S \omega C} \quad (1)$$

در (۱)، صورت کسر نشان‌دهنده مؤلفه‌ی مطلوب و مخرج آن نشان‌دهنده مؤلفه‌ی نامطلوب است. اگر مشابه شکل (۱-ب) تلفات مقاومتی در خازن با مقاومت موازی Rp مدل شود، به صورت زیر بیان می‌شود.

$$Q_P = \frac{R_P \omega C}{1} \quad (2)$$

در این حالت Q ایده آل و بی‌نهایت تنها در صورتی حاصل می‌شود که $R_P = \infty$ باشد [۱۲].



شکل (۱): مدار خازن (الف) سری (ب) موازی با مقاومت [۱۲].

درواقع برای محاسبه‌ی ضریب کیفیت می‌توان بیان کرد:

$$Z_{in} + R + jX \quad ; \quad Q = \left| \frac{X}{R} \right| = \left| \frac{Im[Z_{in}]}{Re[Z_{in}]} \right| \quad (3)$$

طبق (۳) در شرایط منفی بودن مقدار خازن، به دلیل قدر مطلق کاملاً یکسان با ضریب کیفیت خازن، مثبت خواهد بود.

۲-۳- طرح تک سر خازن منفی وابسته به سلف

استفاده از یک سلول خازن منفی در مدار یک سلف فعال باندپهن می‌تواند به کاهش اثرات خازن‌های انگلی موازی با مدار کمک کند. در ادامه، استفاده از سلول خازن منفی در طراحی تقویت‌کننده‌های توزیع‌شده UWB و همچنین استفاده از سلول القایی تقویت‌شده با خازن منفی در مدارهای انتقال فاز بررسی می‌شود. سلف‌های فعال و خازن‌های منفی در طراحی مدارهای RF مختلف مانند فیلترهای فعال، تقویت‌کننده‌های امپدانس انتقال، تقویت‌کننده‌های توان (PAs) و نوسانگرهای کنترل‌شده ولتاژ (VCOs) برای بهبود پارامترهای عملیاتی مدار استفاده شده‌اند [۱۵-۱۸]. بیشتر کاربردهای سلف فعال (AIND) و خازن منفی (NCAP) در باندبندبیک مشاهده شده است. از آنجاکه تغییر در مقدار سلف و خازن به‌طور چشمگیری با فرکانس متناسب است و این امر طراحی مدارهای RF باند پهن را به چالش می‌کشد.

۲-۴- خازن منفی ساده CMOS با پاسخ فرکانسی

بهبودیافته

مدارهای خازن منفی یا ژنراتورهای خازن منفی (NCG) بلوک‌های ساختمانی آنالوگ بسیار مفیدی هستند که برای کاربردهای مختلف متعددی استفاده می‌شوند که این موارد را قادر می‌سازد:

۱- بهبود ساختارهای موجود، از طریق جبران ظرفیت انگلی نامطلوب، مانند افزایش پهنای باند انواع مختلف تقویت‌کننده‌ها [۲۱ و ۲۲]، افزایش سرعت برخی از معماری‌های DAC، بهبود مدارهای حفاظتی ESD [۲۵]، بهبود طراحی سلف فعال [۱۹ و ۲۳]

۲- طراحی معماری مدارهای جدید مانند فیلترهای تساوی فشرده جدید، ساختارهای نوسان‌ساز جدید RC و LC و غیره.

چندین احتمال برای تولید زمین منفی یا خازن شناور وجود دارد که عمدتاً باعث پوسیدگی می‌شوند. به‌طور کلی، هر مبدل امپدانس منفی شناخته‌شده (NIC) که از تقویت‌کننده‌های عملیاتی یا نوار نقاله‌های حامل جریان استفاده می‌کند، می‌تواند استفاده شود. خازن منفی ایجادشده با استفاده از چنین رویکردی دقیق و با نوسانات سیگنال مجاز زیاد است. نقطه‌ضعف این است که چنین رویکردی به یک منطقه بزرگ و افزایش قدرت نیاز دارد. این به‌ویژه برای تولید خازن‌های شناور ضعیف عمل می‌کند. همچنین چندین ساختار ساده شناخته‌شده وجود دارد که می‌تواند به‌عنوان یک NCG شناور استفاده شود که از جمله تقویت‌کننده منبع مشترک با خازن‌های رفت و برگشتی و جفت R-C موازی منبع هستند [۲۴]. یا یک



متعددی از خازن منفی به همراه سلول امپدانس منفی استفاده می‌شود که می‌توان به استفاده از سلول خازن منفی برای افزایش رنج میزان‌سازی دیود و راکتور و یا استفاده از سلول خازن و سلف منفی در ساختار اسیلاتور کنترل‌شده با ولتاژ (VCO) اشاره نمود. با استفاده از سلول خازن منفی و سلف منفی به میزان‌سازی پیوسته فرکانسی با تغییرات توان خروجی کم می‌توان دست‌یافت. از کاربردهای دیگر سلول خازن منفی می‌توان به استفاده از خازن منفی برای افزایش فرکانس در اسیلاتورهای حلقوی با بار مقاومتی اشاره نمود.

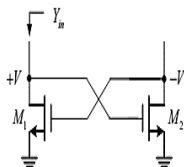
۳-۲- بررسی مقاومت و خازن منفی

در حالت ایده آل در طراحی مدار، مقاومتی برای خازن و سلف در نظر نمی‌گیرند در نتیجه هیچ اتلافی در خازن و سلف رخ نمی‌دهد؛ اما خازن و سلف در حالت غیرایده‌آل از خود مقاومت نشان داده و همیشه مقداری تلفات انرژی در آن وجود دارد. بنابراین برای پایداری مدارات فرکانس بالا، انرژی تلف‌شده در خازن و سلف، باید جبران گردد. به‌طور مثال این عمل را می‌توان با استفاده از یک مقاومت منفی ایجادشده توسط هدایت الکتریکی یک تقویت‌کننده انجام داد. امروزه روش‌های مختلفی برای ایجاد مقاومت منفی در مدار استفاده می‌شود. یک روش مرسوم برای دستیابی به مقاومت منفی استفاده از مدار کراس-کوپل^۵ (تزوئج دو ترانزیستور) می‌باشد که در شکل ۲ شماتیک آن نشان داده شده است. همان‌طور که از شکل ۲ پیداست در این روش، مقاومت منفی از درین‌های یک جفت ترانزیستور NMOS به دست می‌آید. زوج ترانزیستورهای تزوئج شده می‌تواند به مدار LC اضافه شوند و یا برای تولید خروجی‌های تفاضلی مورد استفاده قرار گیرند. خروجی‌های تفاضلی شامل درین ترانزیستورهای NMOS می‌باشند. خروجی‌های تفاضلی در اکثر مدارات RF مورد نیاز می‌باشند، به خاطر اینکه میکسرهای استاندارد دارای ورودی‌های تفاضلی می‌باشند.

علاوه بر این، استفاده از خروجی‌های تفاضلی باعث کم شدن نویز حالت مشترک و کاهش اعوجاج مرتبه دوم حاصل از افزاره‌های متصل به خروجی مدار می‌شود. همچنین بسیاری از مدارات فرکانس بالا برای از بین بردن سیگنال حالت مشترک نیاز به خروجی‌های تفاضلی دارد. ادمیتانس این مدار از رابطه زیر به دست می‌آید:

$$Y_{in} = SC_{in} - g_{m1} \quad (۴)$$

خازن پارازیتی از رابطه زیر به دست می‌آید:



شکل (۲): مقاومت منفی دیده‌شده از یک جفت ترانزیستور

NCG مؤثر که به‌عنوان یک مولد آرامش شناخته می‌شود، همراه با ماسفت‌های متقابل که در [۲۵] توضیح داده شده است، اگرچه ساختار دوم یک مقاومت منفی و همچنین خازن منفی ایجاد می‌کند، با یک رقم نویز اجتناب‌ناپذیر و تا حدودی خطی عمل می‌کند، بسیار ساده، امکانات زیادی را برای بهبود و کنترل ارائه می‌دهد و بنابراین برای تجزیه‌وتحلیل و طراحی پیشنهادی انتخاب شد.

۳- روش پیشنهادی (طراحی خازن منفی با استفاده از ساختار کراس کوپل شده)

امروزه با رشد روزافزون سیستم‌های ارتباطات بی‌سیم، افزایش سرعت انتقال اطلاعات، امری ضروری است. برای دستیابی به سرعت انتقال بالای اطلاعات، به پهنای باند وسیع‌تر و کار در محدوده فرکانسی بالاتر نیاز است. همچنین حجم اطلاعات ارسالی به‌صورت مستقیم با پهنای باند متناسب است. از این رو می‌توان نتیجه گرفت که سیستم‌های پهن باند در بازه زمانی مشخص اطلاعات بیشتری را نسبت به سیستم‌های باند باریک منتقل می‌کنند. همین امر موجب شده که در سال‌های اخیر توجه بیشتری به مدارات پهن باند شود. بزرگ‌ترین چالش در مدارات پهن باند، محدودیت‌های فرکانسی حاصل از ظرفیت‌های خازنی پارازیتی است. یک خازن بزرگ می‌تواند سرعت یک مدار را محدود کند، حتی مقاومت مربوط به گره آن کوچک باشد. همچنین یک خازن بسیار کوچک نیز می‌تواند سرعت مدار را محدود می‌کند، اگر مقاومت مربوط به گره آن بزرگ باشد. در سال‌های اخیر پیشرفت‌هایی در صنعت نیمه‌هادی و فرآیندهای ساخت افزاره‌ها، خازن‌های پارازیتی را کاهش داده است، با این حال هنوز خازن‌های پارازیتی در بسیاری از موارد، عملکرد مدارات فرکانس بالا را محدود می‌کنند. تا به حال به‌منظور بهبود پهنای باند و کاهش خازن‌های پارازیتی روش‌های زیادی پیشنهاد شده که در این میان می‌توان از مدار خازن منفی به‌عنوان یکی از بهترین روش‌ها نام برد.

۳-۱- کاربرد خازن منفی

مدار خازن منفی یک روش مناسب برای به حداقل رساندن اثرات خازن‌های پارازیتی است. در اکثر مواقع در طراحی مدارات خازن منفی، مقاومت منفی نیز تشکیل می‌شود که در این شرایط از مقاومت منفی می‌توان برای کاهش تلفات مدار نیز استفاده کرد. از مدار خازن منفی در طراحی مدارات فرکانس بالای مختلف مانند تقویت‌کننده‌های توزیع‌شده^۱، تقویت‌کننده‌های بهره متغیر^۲، مدارات جبران‌ساز فرکانسی، مدارات تقویت‌کننده بهره بالا، انتقال‌دهنده‌های فاز فعال، تقویت‌کننده‌های امپدانس انتقال^۳، مدارات کنترل بهره خودکار^۴ و آنتن‌های ماکرواستریپ، استفاده شده است. در موارد

⁴ Automatic gain control

⁵ cross-coupled

¹ Distributed amplifiers

² Variable gain amplifier

³ Trans impedance amplifier

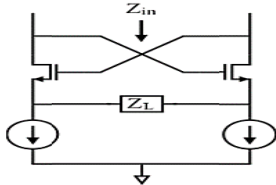


$$2I_X - V_X \left[(C_2 + C_1)S + \frac{1}{r_0} - g_m \right] - z \left(\frac{2I_X - (2C_2 + C_1)V_X S}{2ZS(C_2 + C_3) + 2} \right) \left(C_2 S - \frac{1}{r_0} - g_m \right) = 0 \quad (15)$$

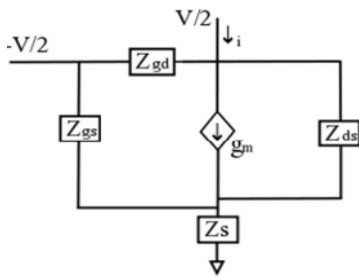
با تقسیم دو طرف (15) بر V_X و با فرض $Y_{total} = \frac{I_X}{V_X}$ به صورت (16) به دست می آید.

$$Y_{total} = \frac{\left[(c_2 + c_1)s + \frac{1}{r_0} g_m \right] [2z(c_2 + c_3)s + 2] - z s (2c_2 + c_1) (c_2 s - \frac{1}{r_0} - g_m)}{2z(c_2 + c_3)s + 4 + 2z \left(\frac{1}{r_0} + g_m \right)} \quad (16)$$

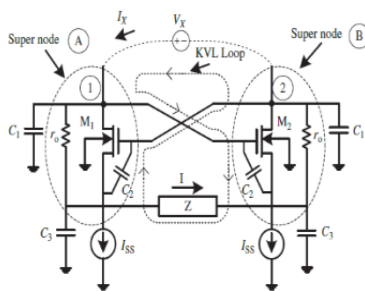
لازم به ذکر است اگر اثر رسانایی بدنه² دستگاه‌های $M1$ و $M2$ در نظر گرفته شود، جریان کمی با مقدار $g_{mb}V_2$ و $g_{mb}V_1$ به ترتیب در KCL گره‌های ۱ و ۲ اضافه می‌شود. از این رو، با در نظر گرفتن اثر بدنه، ضریب $(C_2 + C_1)S + \frac{1}{r_0} - g_m$ در (17) به $(C_2 + C_1)S + \frac{1}{r_0} - g_m - g_{mb}$ تغییر می‌کند. از آنجایی که g_{mb} بسیار کوچک‌تر از g_m است، اثر بدنه نادیده گرفته شده و در تجزیه و تحلیل زیر اثر قابل توجهی ندارد. اگر Z با یک خازن C_X جایگزین شود، امپدانس آن برابر با $\frac{1}{C_X S}$ خواهد بود. بنابراین، با فرض $\frac{1}{C_X S}$ ، (16) به (17) تغییر می‌کند.



شکل (۳): زوج ترانزیستورهای تزویج شده با مرکزیت مشترک



شکل (۴): مدل سیگنال کوچک مدار مقاومت منفی



شکل (۵): مدل سیگنال کوچک ساختار پیشنهادی

(17)

$$Y_{total} = \frac{s \left[[C_1(C_2 + C_3 + 2C_X) + C_2(C_3 + 2C_X)]S + \left(\frac{1}{r_0} - g_m \right) (2C_2 + C_3 + 2C_X) + \left(\frac{1}{r_0} + g_m \right) (2C_2 + C_1) \right]}{2 \left[(C_2 + C_3 + 2C_X)S + \left(\frac{1}{r_0} + g_m \right) \right]}$$

² body conductance effect

$$C_{in} = C_{db1} + C_{gs2} + C_{gd1} \left(1 - \frac{1}{K_1} \right) + C_{gd2} (1 - K_2) \quad (5)$$

به دلیل اینکه که ترانزیستورهای M_1 و M_2 کاملاً شبیه هم‌اند، پس بهره میلر $K_2 = 1 - K_1$ می‌باشد؛ بنابراین خازن پارازیتی از رابطه (6) به دست می‌آید:

$$C_{in} = C_{db} + C_{gs} + 4C_{gd} \quad (6)$$

این روش به‌تنهایی نمی‌تواند محدودیت‌های ذاتی خازن پارازیتی را حل کند، به همین خاطر برای غلبه بر این محدودیت‌ها، چندین روش گزارش شده است؛ بنابراین از زوج ترانزیستورهای تزویج شده با مرکزیت مشترک استفاده شده است که تا حدودی خازن پارازیتی کاهش یافته که در شکل (۳) این مدار نشان داده شده است. همچنین مدل سیگنال کوچک این مدار در شکل (۴) نشان داده شده است.

۳-۳- محاسبه ادمیتانس خروجی

شکل (۵) مدل سیگنال کوچک¹ ساختار پیشنهادی را نشان می‌دهد؛ که C_2 خازن متصل به پایه گیت-سورس است، C_1 و C_3 به ترتیب خازن‌های معادل گره‌های درین و سورس را نشان می‌دهند. I_{SS} جریان سورس است که امپدانس خروجی بالایی دارد. در ادامه قسمت موهومی I_{SS} در C_3 در نظر گرفته شده است. قسمت حقیقی (مقاومتی) I_{SS} را می‌توان در محدوده فرکانسی نادیده گرفت که در آن مدار پیشنهادی به‌عنوان خازن منفی عمل می‌کند. این فرض برای سادگی تحلیل است که تأثیر کمی در معادلات زیر دارد. برای اثبات منفی بودن ظرفیت خازنی از پورت‌های خروجی ساختار پیشنهادی، ادمیتانس خروجی باید محاسبه شود. به عبارت دیگر I_X/V_X باید محاسبه شود. بنابراین، KVL در مسیر ۱ برابر است با:

$$V_{gs2} - V_{gs1} = V_X + ZI \quad (7)$$

KCL در سوپر گره‌های A و B منجر به روابط زیر می‌شود:

$$-I_X + V_{gs2}C_2S - V_{gs1}C_2S + I + (V_3 + ZI)C_3S + V_1C_1S = 0 \quad (8)$$

$$I_X + V_{gs1}C_2S - V_{gs2}C_2S - I + V_3C_3S + V_2C_1S = 0 \quad (9)$$

با تفریق (8) از (9) داریم

$$2I_X + 2(V_{gs1} - V_{gs2})C_2S - 2I - ZC_3SI - V_XC_1S = 0 \quad (10)$$

با جایگزینی (7) در (10)

$$I = \frac{2I_X - (2C_2 + C_1)V_X S}{2ZS(C_2 + C_3) + 2} \quad (11)$$

با KCL در گره‌های ۱ و ۲

$$-I_X + V_{gs2}C_2S + \frac{V_{gs2} - ZI}{r_0} + V_1C_1S + g_m V_{gs1} = 0 \quad (12)$$

$$-I_X + V_{gs1}C_2S + \frac{V_{gs1} - ZI}{r_0} + V_2C_1S + g_m V_{gs2} = 0 \quad (13)$$

با تفریق کردن (11) از (12) و در نظر گرفتن

$$2(I_X - V_X \left[(C_2 + C_1)S + \frac{1}{r_0} - g_m \right] - ZI \left(C_2 S - \frac{1}{r_0} - g_m \right)) = 0 \quad (14)$$

با جایگذاری I از (11) در (14)

¹ small-signal model



(۲۹)

$$Y_{total} = \frac{[(C_2 + C_1)S + \frac{1}{r_0} - g_m][2Z(C_2 + C_3)S + 2] - ZS(2C_2 + C_1)(C_2S - \frac{1}{r_0} - g_m)}{2Z(C_2 + C_3)S + 4Z(\frac{1}{r_0} + g_m)}$$

$$Y_{total} = \frac{AS^2 + BS}{CS}$$

معادله (۲۹) نشان دهنده امپدانس یک خازن با ظرفیت A/C به موازات مقاومتی با مقدار B/C است. لازم به ذکر است که با برقراری شرط (۲۳) مقاومت منفی حاصل خواهد شد. از آنجایی که A و C هر دو مثبت هستند، مقدار خازن در این حوزه فرکانس^۱ مثبت خواهد بود. در فرکانسهای بسیار بالا، (۱۸) به صورت زیر تغییر می یابد:

$$Y_{total} \approx \frac{AS}{C} \quad (۳۰)$$

که به این معنی است که مدار به عنوان یک خازن مثبت با مقدار A/C عمل می کند. تمامی نتایج فوق در جدول (۱) خلاصه شده است.

۳-۵- محدودیت های فرکانس خازن منفی

در این بخش، نمودار قطبی^۲ ادmittانس خروجی ساختار پیشنهادی تخمین زده می شود. محدودیت فرکانس خازن منفی پیشنهادی با استفاده از این نمودار محاسبه خواهد شد. لازم به ذکر است که ضریب B در بخش زیر به عنوان مقدار منفی در نظر گرفته شده است زیرا (۲۳) به راحتی می تواند برآورده شود.





در فرکانسهای پایین، مطابق شکل (۶)، فاز ادmittانس خروجی^۳ -90° درجه است (B منفی است). با افزایش جزئی فرکانس، یک مقاومت منفی اضافه می شود. هر چه فرکانس بیشتر باشد قسمت موهومی آن کوچک تر است. از این رو، فاز ادmittانس خروجی با افزایش فرکانس به 180° درجه تمایل پیدا می کند. $f_{\frac{3\pi}{4}}$ فرکانسی است که در آن قسمت حقیقی (مربوط به مقاومت منفی) و قسمت موهومی (مربوط به خازن منفی) ادmittانس خروجی برابر خواهد بود؛ بنابراین:

$$\left| \frac{C}{B} \right| = \left| \frac{D}{B\omega - \frac{3\pi}{4}} \right| \quad (۳۱)$$

یعنی فاز (۳۱) $-\frac{3\pi}{4}$ خواهد بود. از این رو

$$F - \frac{3\pi}{4} = \frac{1}{2\pi} \left| \frac{D}{C} \right| \quad (۳۲)$$

جدول (۱): نتایج کلی تحلیل های معادلات روش پیشنهادی

$Y_{total} = \frac{AS^2 + BS}{CS + D}$	Frequency domain	Output admittance approximation	Model
	Low frequencies	$Y_{total} \approx \frac{BS}{D}$	
	Intermediate frequencies	$Y_{total} \approx \frac{BS}{CS + D}$	
	High frequencies	$Y_{total} \approx \frac{AS^2 + BS}{CS}$	
	Very high frequencies	$Y_{total} \approx \frac{AS}{C}$	

رابطه (۱۷) نشان می دهد که در برخی از حوزه های فرکانس، خازن منفی را می توان از این ساختار به دست آورد. شرایطی که می توان خازن منفی را به دست آورد، در بخش بعدی معرفی خواهد شد.

۳-۴- فرضیات خازن منفی

در این بخش تمامی شرایط به دست آوردن خازن منفی از مدار پیشنهادی بر اساس معادلات فوق تحلیل خواهد شد. برای این منظور و سادگی بیشتر در تحلیل، معادله (۱۷) به صورت زیر در نظر گرفته شده است.

$$Y_{total} = \frac{AS^2 + BS}{CS + D} \quad (۱۸)$$

که

$$A = C_1(C_2 + C_3 + 2C_X) + C_2(C_3 + 2C_X) \quad (۱۹)$$

(۲۰)

$$B = \left(\frac{1}{r_0} - g_m\right)(2C_2 + C_3 + 2C_X) + \left(\frac{1}{r_0} + g_m\right)(2C_2 + C_1)$$

$$C = 2(C_2 + C_3 + 2C_X) \quad (۲۱)$$

$$D = 2\left(\frac{1}{r_0} + g_m\right) \quad (۲۲)$$

لازم به ذکر است که ضرایب A ، C و D همیشه مثبت هستند. ضریب B منفی است زمانی که:

$$g_m r_0 > \frac{(4C_2 + 2C_X + C_1 + C_3)}{2C_X + C_3 - C_1} \quad (۲۳)$$

با فرض اینکه ظرفیت خازنی پارازیتی درین و سورس، یعنی C_1 و C_3 به اندازه کافی کوچک هستند؛ بنابراین، نامعادله (۲۳) به صورت زیر تغییر می یابد.

$$g_m r_0 > \frac{2C_2}{C_X} + 1 \quad (۲۴)$$

در فرکانسهای پایین (یعنی برای S به اندازه کافی کوچک) (۱۸) به صورت زیر تغییر می کند:

$$Y_{total} \approx \frac{BS}{D} \quad (۲۵)$$

لازم به ذکر است که وجود g_m در ضریب B آن را در مقایسه با ضریب A به اندازه کافی بزرگ می کند. به طور مشابه D بسیار بزرگ تر از C است. معادله (۲۵) نشان دهنده ادmittانس خازن با ظرفیت B/D است. زمانی که شرط (۲۳) برآورده شود، ظرفیت خازنی منفی به دست خواهد آمد. بنابراین مقدار خازن منفی برابر خواهد بود با:

$$C_{NEG} = \frac{B}{D} = \frac{\left(\frac{1}{r_0} - g_m\right)(2C_2 + C_3 + 2C_X) + \left(\frac{1}{r_0} + g_m\right)(2C_2 + C_1)}{2\left(\frac{1}{r_0} + g_m\right)} \quad (۲۶)$$

با فرض اینکه $g_m r_0 \gg 1$

$$C_{NEG} \approx -C_X + \frac{C_1 - C_3}{2} \quad (۲۷)$$

در فرکانسهای میانی، معادله (۱۹) به صورت زیر تغییر می کند.

$$Y_{total} \approx \frac{BS}{CS + D} = \frac{1}{\frac{C}{B} + \frac{D}{BS}} \quad (۲۸)$$

معادله (۲۸) ادmittانس خازن با ظرفیت B/D را به صورت سری با مقاومتی با مقدار C/B نشان می دهد. هنگامی که شرط (۲۳) برآورده شود، مقاومت و ظرفیت خازنی منفی به دست می آید. در فرکانسهای بالاتر، (۱۸) توسط رابطه زیر تخمین زده می شود:

³ output admittance

¹ frequency domain

² polar diagram



بنابراین، با جایگذاری D و C در رابطه (۳۲)

$$F - \frac{3\pi}{4} = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{\frac{1}{r_0} + g_m}{C_2 + C_3 + 2C_X} \right] \approx \frac{1}{2\pi} \left[\frac{g_m}{C_2 + C_3 + 2C_X} \right] \quad (33)$$

هنگامی که فرکانس به بیش از $f_{-3\pi/4}$ افزایش یابد، مقاومت منفی غالب خواهد بود. با افزایش بیشتر فرکانس، قسمت موهومی به سمت صفر میل می کند که در آن فاز ادمیتانس خروجی برابر با $-\pi$ خواهد بود. لازم به ذکر است در بالای این فرکانس علامت خازن از مقدار مثبت به مقدار منفی تغییر می کند. بنابراین:

$$Z_{total}(j\omega) = \frac{D + jC\omega}{-A\omega^2 + jB\omega} \quad (34)$$

$$P(Z_{total}(j\omega)) = \tan^{-1} \left(\frac{C\omega - \pi}{D} \right) + \pi - \tan^{-1} \left(\frac{B\omega - \pi}{A\omega^2 - \pi} \right) = \pi$$

این فرکانس f_π نامیده می شود. از این رو

$$\tan^{-1} \left(\frac{C\omega - \pi}{D} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{B\omega - \pi}{A\omega^2 - \pi} \right) \quad (35)$$

بنابراین

$$\frac{C\omega - \pi}{D} = \frac{|B|}{A\omega - \pi} \quad (36)$$

از این رو

$$F - \pi = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{|B|D}{AC}} \quad (37)$$

با فرض $g_m r_0 \gg 1$

$$F - \pi \approx \frac{g_m}{2\pi(C_2 + C_3 + 2C_X)} \sqrt{\frac{2C_X + 3 + C_1}{C_1 + \frac{C_2(2C_X + C_3)}{C_2 + C_3 + 2C_X}}} \quad (38)$$

این معادله رابطه خطی^۱ بین f_π و g_m را نشان می دهد. برای داشتن خازن منفی در فرکانس های بالاتر، می توان g_m را به قیمت مصرف توان بیشتر افزایش داد. با توجه به (۳۹)، کاهش C_X منجر به افزایش f_π به قیمت کمتر شدن مقدار خازن منفی می شود. لازم به ذکر است که رابطه بین $f_{-3\pi/4}$ و $f_{-\pi}$ با g_m و C_X توسط شبیه سازی در بخش بعدی تأیید خواهد شد.

۴- نتایج شبیه سازی

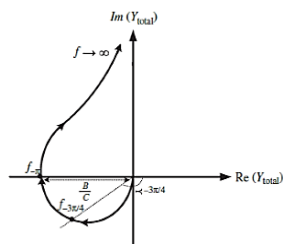
در این مقاله یک ساختار جدید برای به دست آوردن خازن منفی با استفاده از فناوری CMOS پیشنهاد شده است. با در نظر گرفتن تمامی خازن های پارازیتی، امپدانس خروجی دیده شده از دو سر مدار پیشنهادی به دست آمده است. امپدانس خروجی دیده شده از دو سر مدار، علاوه بر دارا بودن بخش خازنی منفی، یک بخش مقاومتی منفی هم دارد. از این مدار در کاربردهای مدارات مجتمع فرکانس رادیویی و متامتریال های پهن باند می توان استفاده نمود. به طور مثال با قرار دادن این امپدانس در گره های خروجی یک اسیلاتور حلقوی با طبقات تفاضلی علاوه بر کاهش خازن معادل دیده شده از آن گره، مقاومت معادل آن را هم کاهش می دهد در نتیجه موجب افزایش فرکانس نوسان می شود. یک راه مناسب برای کم کردن خازن مؤثر، موازی کردن خازن های گره خروجی با خازن منفی است. شکل (۷) ساختاری

را نشان می دهد که می توان توسط آن خازن منفی مورد نظر را تحقق داد. همان طور که از شکل زیر معلوم است دو ترانزیستور سورس مشترک به گونه ای تشکیل فیدبک مثبت می دهند که بتوان از ورودی این ساختار امپدانس معادل خازن منفی دریافت نمود. با اضافه نمودن خازن منفی در گره خروجی، می توان خازن با رابطه زیر را ایجاد نمود:

$$Z_{in} \approx -Z_L - \frac{2}{gm} + \frac{2}{gm^3} \quad (40)$$

مدار شکل (۸)، مدل پیشنهادی می باشد که ساختار آن در بخش قبل تشریح گردید و در نرم افزار ADS رسم شده است. ابعاد و مشخصات مدار پیشنهادی در جدول (۲) نشان داده شده است. جریان شاخه ها در شکل (۹) نشان داده شده است. با توجه به شکل از منبع جریان ۲.۱۴ میلی آمپر جریان کشیده می شود؛ پس توان مصرفی ۳.۸۵ میلی وات است. به خروجی خازن ۵ پیکوفاراد وصل شد و شبیه سازی پارامتر S انجام گرفت. نمودار پارامتر S(1,1) در شکل (۱۰) نشان داده شده است که بر اساس آن، تا ۵۰۰ مگاهرتز نمودار در نیمکره بالا بوده و دارای مقدار موهومی امپدانس مثبت است. در فرکانس های بیشتر از ۵۰۰ مگاهرتز نمودار در نیمکره پایین بوده و دارای مقدار موهومی امپدانس منفی است؛ که معیار فرکانسی بسیار خوبی را برای خازن منفی ایجاد کرده است.

در شکل (۱۱)، قسمت حقیقی و موهومی امپدانس ورودی (به ترتیب نمودار آبی رنگ و قرمز رنگ) نشان داده شده است. با توجه به شکل، قسمت موهومی یا همان امپدانس مدار طراحی شده تا فرکانس ۵۰۰ هرتز مثبت می باشد و بعد از فرکانس ۵۰۰ هرتز وارد محدوده منفی می گردد می باشد. همچنین قسمت حقیقی تا فرکانس ۵۰۰ هرتز منفی می باشد و از این فرکانس به سمت صفر میل می کند. در شکل های (۱۲-۱۴) به ترتیب نمودار خازن ورودی در حالت هایی که به خروجی خازن ۵ پیکوفاراد، ۱۰ پیکوفاراد و ۲۰ پیکوفاراد وصل شده، نشان داده شده است. با توجه به شکل در خروجی ۵ پیکوفاراد مقدار خازن در فرکانس های پایین ۱/۵- پیکوفاراد و فرکانس رزونانس ۵/۵ گیگاهرتز است. در خروجی ۱۰ پیکوفاراد مقدار خازن در فرکانس های پایین ۳- پیکوفاراد و فرکانس رزونانس ۰/۴۲ گیگاهرتز است. در خروجی ۲۰ پیکوفاراد مقدار خازن در فرکانس های پایین ۷ پیکوفاراد و فرکانس رزونانس ۰/۳ گیگاهرتز است. در هر سه حالت، کمتر از فرکانس رزونانس خازن کاملاً در محدوده منفی است و در فرکانس بیشتر از فرکانس رزونانس خازن در محدوده مثبت است.



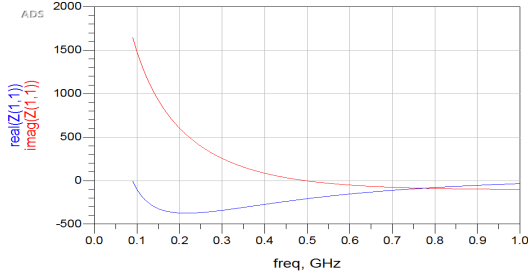
شکل (۶): ساختار فرکانسی خازن منفی پیشنهادی

^۱ linear relation

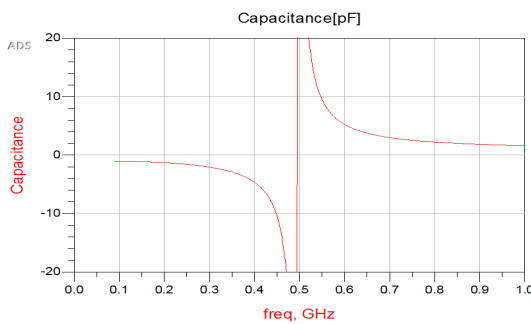


جدول (۲): ابعاد ترانزیستورها

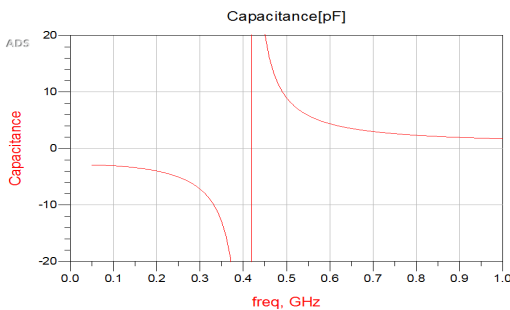
Transistors	Type	Simulated W/L
M1, M2	NMOS	50 / 0.5
M3, M4	NMOS	50 / 0.5
M5, M6	NMOS	50 / 0.5
M7, M8	PMOS	100 / 0.5



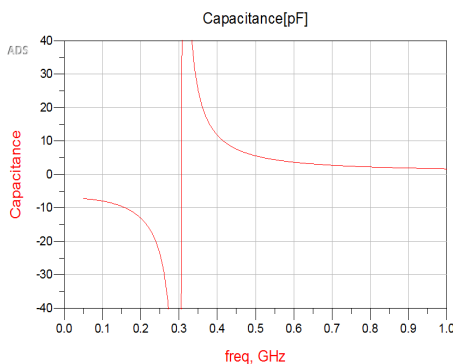
شکل (۱۱): نمودار امپدانس ورودی بر حسب فرکانس



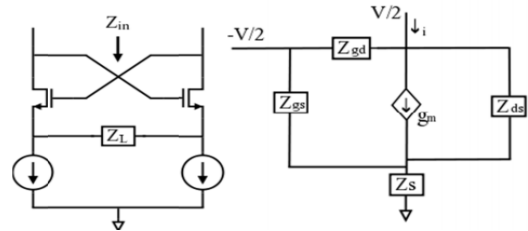
شکل (۱۲): نمودار خازن تولیدشده بر حسب فرکانس (خروجی به خازن ۵ پیکوفاراد متصل شده)



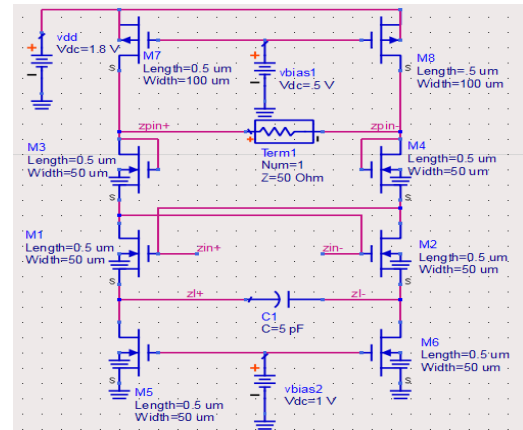
شکل (۱۳): نمودار خازن تولیدشده بر حسب فرکانس (خروجی به خازن ۱۰ پیکوفاراد متصل شده)



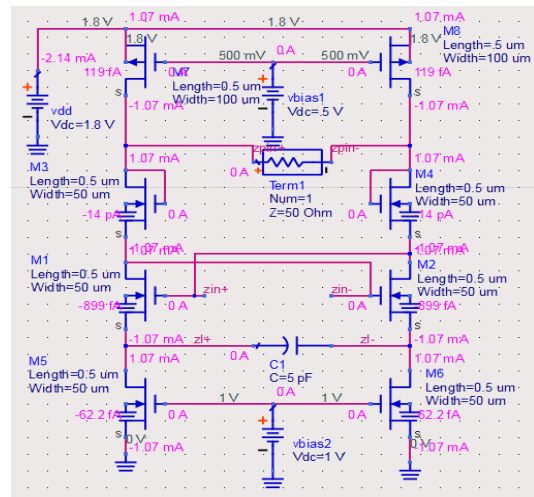
شکل (۱۴): نمودار خازن تولیدشده بر حسب فرکانس (خروجی به خازن ۲۰ پیکوفاراد متصل شده)



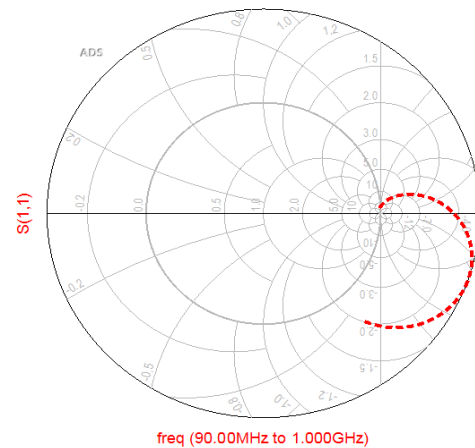
شکل (۷): مدار خازن منفی و سیگنال کوچک



شکل (۸): مدار پیشنهادی

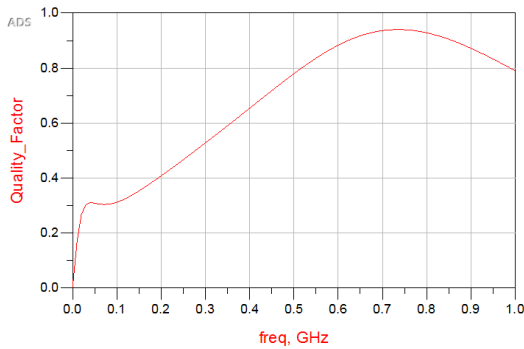


شکل (۹): محاسبه جریان شاخه‌ها در نرم‌افزار ADS

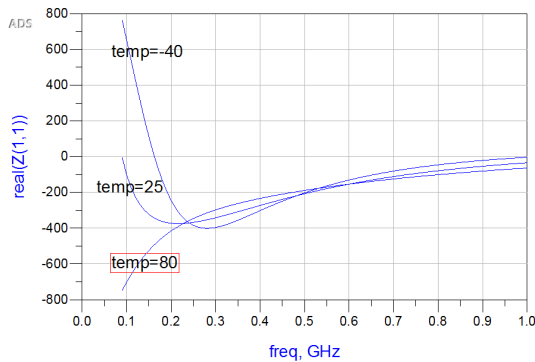


شکل (۱۰): پارامتر S(1,1)

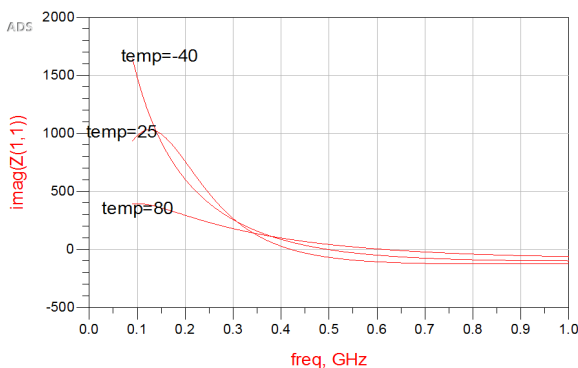




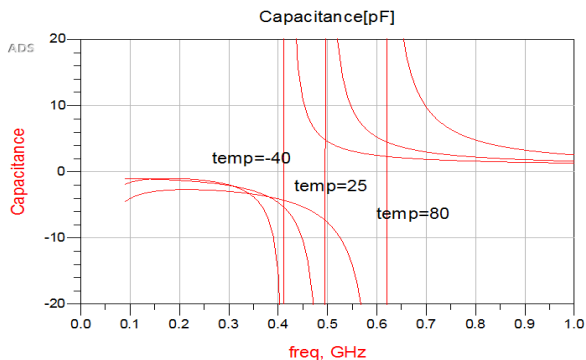
شکل (۱۵): نمودار ضریب کیفیت برحسب فرکانس



شکل (۱۶): نمودار قسمت حقیقی تغییرات گوشه‌های دمایی بر روی خازن منفی برحسب فرکانس



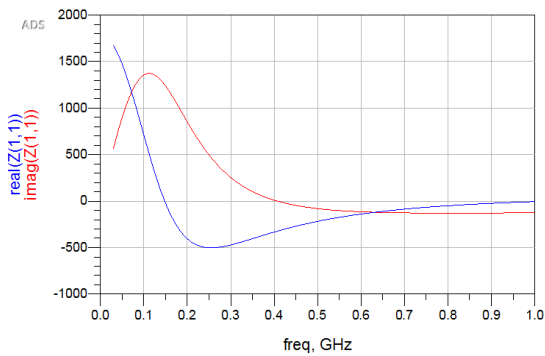
شکل (۱۷): نمودار قسمت موهومی تغییرات گوشه‌های دمایی بر روی خازن منفی برحسب فرکانس



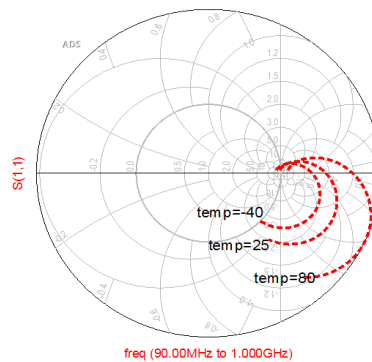
شکل (۱۸): نمودار خازن ورودی برحسب دما

در شکل (۱۵)، نمودار ضریب کیفیت برحسب فرکانس نشان داده شده است که مشاهده می‌گردد که هر چه فرکانس افزایش می‌یابد ضریب کیفیت سیستم نیز بیشتر می‌گردد و نشان‌دهنده این است که سیستم دارای عملکرد قابل قبولی است. در شکل (۱۶)، قسمت حقیقی امپدانس ورودی در دماهای -40 ، 25 و 80 درجه سانتی‌گراد نشان داده شده است. با توجه به خروجی ترسیم‌شده توسط نرم‌افزار هرچقدر دما کمتر باشد، امپدانس مثبت‌تر است و هرچقدر دما بزرگ‌تر گردد امپدانس منفی‌تر می‌گردد؛ که نشان‌دهنده این است که هرچقدر دما بالاتر باشد مقاومت منفی بهتری داریم. در شکل (۱۷)، قسمت موهومی امپدانس ورودی در دماهای -40 ، 25 و 80 درجه سانتی‌گراد نشان داده شده است. با توجه به خروجی ترسیم‌شده، این است که هرچقدر دما بالاتر باشد مقاومت منفی بهتری داریم. در شکل (۱۸)، نمودار خازن ورودی در حالتی که به خروجی خازن 5 پیکوفاراد وصل شده، در دماهای -40 ، 25 و 80 درجه سانتی‌گراد نشان داده شده است. با توجه به شکل هرچقدر دما بالاتر رود، مقدار خازن و فرکانس رزونانس بیشتر می‌شود. در شکل (۱۹)، نمودار پارامتر $S(1,1)$ در حالتی که به خروجی خازن 5 پیکوفاراد وصل شده، در دماهای -40 ، 25 و 80 درجه سانتی‌گراد نشان داده شده است؛ که با توجه به شکل هر چه دما بزرگ‌تر باشد مقاومت منفی بهتری داریم. در شکل (۲۰)، نمودار نویز ارجاعی ورودی برحسب فرکانس نشان داده شده است، با توجه به وجود خازن در فرکانس‌های پایین، نویز در حد نانو ولت و ناچیز است. در شکل (۲۱)، نمودار نویز ارجاعی خروجی برحسب فرکانس نشان داده شده است، با توجه به وجود خازن در فرکانس‌های پایین نویز در حد نانو ولت و بسیار ناچیز است. برای بررسی اثرات ناشی از تغییرات تصادفی پارامترهای ترازیستورها در فرآیند ساخت (نظیر ولتاژ آستانه یا قابلیت تحرک الکترون‌های آزاد و حفره‌ها) در گوشه‌های مختلف فرآیند ساخت FF، FS، SS و SF مدار شبیه‌سازی شده است، در شکل‌های (۲۲-۲۵)، قسمت حقیقی و موهومی امپدانس ورودی (به ترتیب نمودار آبی‌رنگ و قرمز رنگ) به ترتیب در گوشه‌های FS، SS، FF و SF نشان داده شده است. از شکل‌ها می‌توان دریافت که در حالت Fast-Fast قسمت موهومی در اکثر فرکانس‌ها مثبت بوده، به همین خاطر تغییرات تصادفی در حالت Fast-Fast برای تولید خازن منفی مناسب نیست؛ و در قسمت حقیقی در گوشه FF ما بهترین حالت مقاومت منفی را داریم؛ و بدترین حالت مقاومت منفی را در قسمت حقیقی در گوشه FS، SS، FF و SF نشان داده شده است؛ که با توجه به شکل در گوشه FF بهترین حالت پوشش فرکانسی را داشته و در گوشه SS کمترین حالت پوشش فرکانس را دارا می‌باشد و برای تولید خازن منفی مناسب نمی‌باشد. در شکل‌های (۳۰-۳۳) پارامتر $s(1,1)$ به ترتیب در گوشه‌های FS، SS، FF و SF نشان داده شده است.

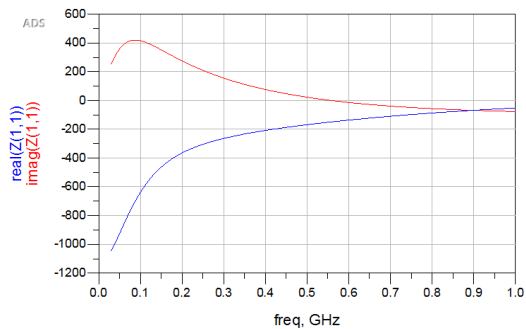




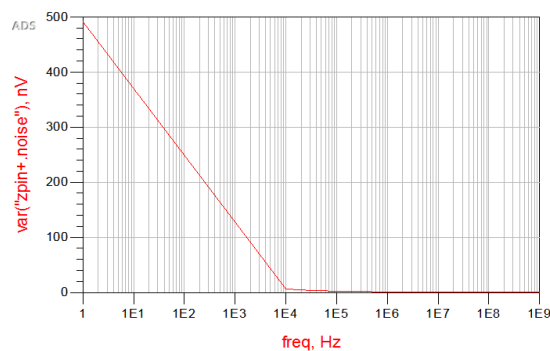
شکل (۲۳): امپدانس در فرکانس گوشه SS



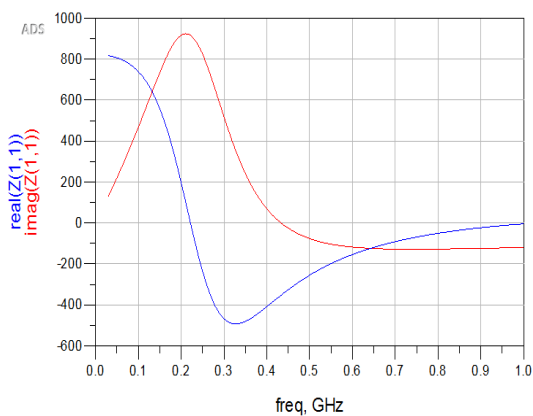
شکل (۱۹): نمودار پارامتر $S(1,1)$



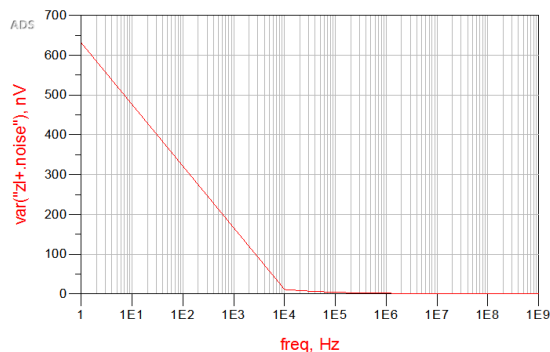
شکل (۲۴): امپدانس در فرکانس گوشه FS



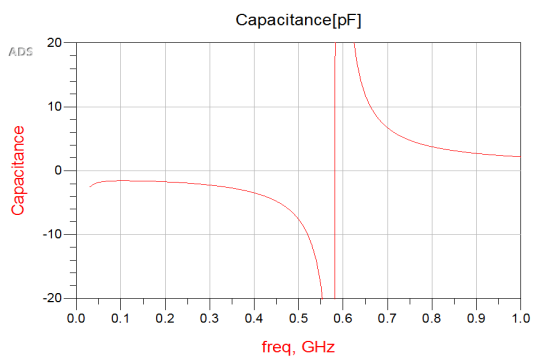
شکل (۲۰): نویز ارجاعی ورودی برحسب فرکانس



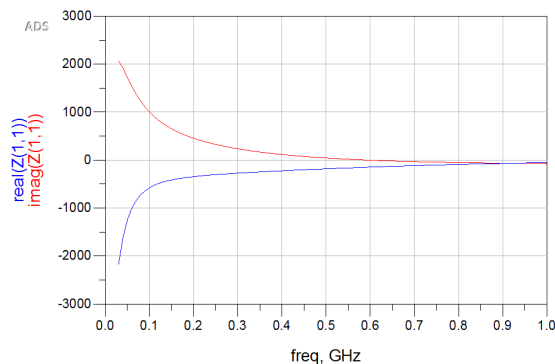
شکل (۲۵): امپدانس در فرکانس گوشه SF



شکل (۲۱): نویز ارجاعی خروجی برحسب فرکانس

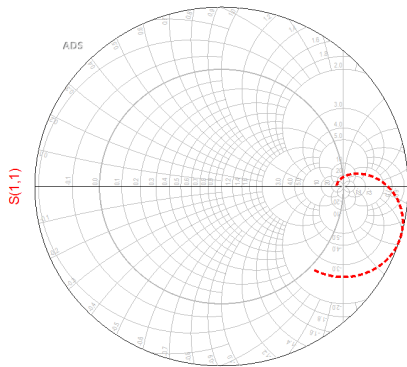


شکل (۲۶): خازن تولیدشده برحسب فرکانس در گوشه FF

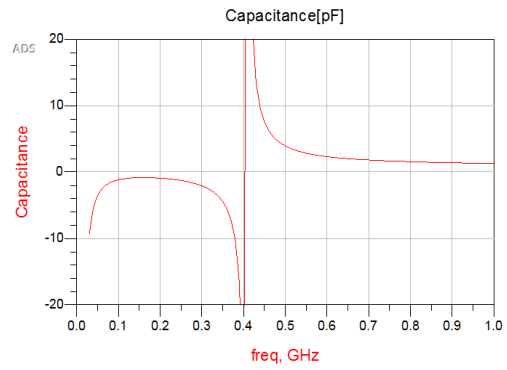


شکل (۲۲): امپدانس در فرکانس گوشه FF

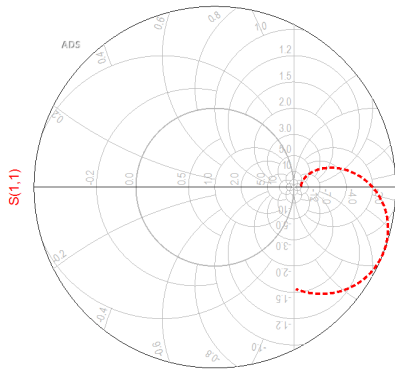




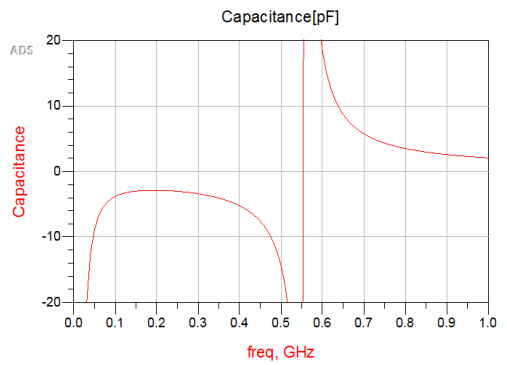
شکل (۳۱): پارامتر $s(1,1)$ به ترتیب در گوشه SS



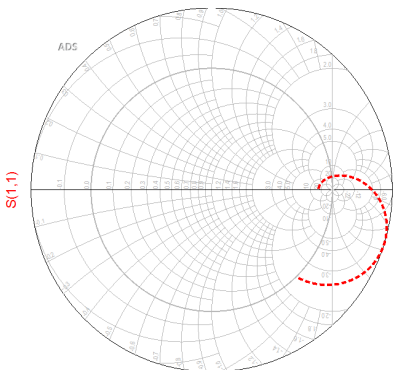
شکل (۲۷): خازن تولیدشده برحسب فرکانس در گوشه SS



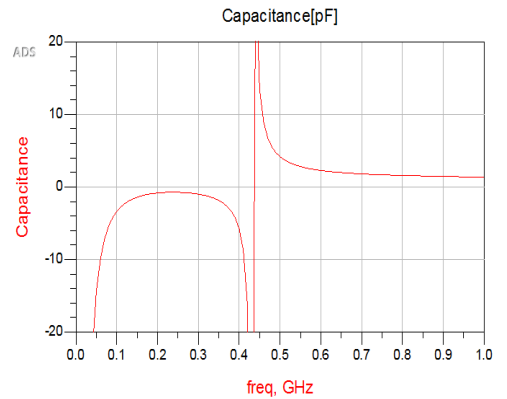
شکل (۳۲): پارامتر $s(1,1)$ به ترتیب در گوشه FS



شکل (۲۸): خازن تولیدشده برحسب فرکانس در گوشه FS



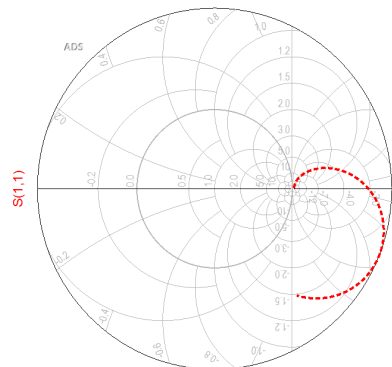
شکل (۳۳): پارامتر $s(1,1)$ به ترتیب در گوشه SF



شکل (۲۹): خازن تولیدشده برحسب فرکانس در گوشه SF

جدول (۳) نتایج شبیه سازی

Parameter	Simulation	Simulation	Simulation
Technology	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm
Supply Voltage (V)	1.8	1.8	1.8
CI (pF)	5	10	20
Resonance freq. (MHz)	500	420	300
Negative Capacitance (pF)	-1.5	-3	-7
I (mW)	2.14	2.14	2.14
Power (mW)	3.85	3.85	3.85
Input-Referred Noise (nVrms/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	500	500	500
Output Noise (nVrms/ $\sqrt{\text{Hz}}$)	650	650	650



شکل (۳۰): پارامتر $s(1,1)$ به ترتیب در گوشه FF



[4] Kshatri, Varun S and Partners. *Measurement and Simulation of a CMOS Current Conveyor Negative Capacitor for Metamaterials*. Department of Electrical and Computer Engineering, University of North Carolina at Charlotte. From <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6950689>, 2014

[5] Ghadiri, Aliakbar. Moez, Kambiz. *Gain-Enhanced Distributed Amplifier Using Negative Capacitance*. IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS—I: REGULAR PAPERS, VOL. 57, NO. 11, NOVEMBER 2010.

[6] Covington III, John M. C and Partners. *A Cross-Coupled CMOS Negative Capacitor for Wideband Metamaterial Applications*. Department of Electrical and Computer Engineering, The University of North Carolina at Charlotte. From <https://ieeexplore.ieee.org/document/6950696>, 2014

[7] Mrković, Boško. Ašenbrener, Martina. *The simple CMOS negative capacitance with improved frequency response*. Tehnoalarm d.o.o. Zagreb, Croatia, University of Rijeka/Department of Informatics, Rijeka, Croatia. From <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6240619>, 2012

[8] Pushkar, Deika. *Modeling and Simulation of Negative Capacitance MOSFETs (dissertation)*. Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology, Hyderabad, 2018.

[9] Kshatri, Varun S and Partners. *Capacitance and Bandwidth Tradeoffs in a Cross-Coupled CMOS Negative Capacitor*. Department of Electrical and Computer Engineering, Charlotte, NC, USA, 2013.

[10] J. K. Kwon, K. D. Kim, W. C. Song and G. H. Cho, "Wideband high dynamic range CMOS variable gain amplifier for low voltage and low power wireless applications," in *Electronics Letters*, vol. 39, no. 10, pp. 759-760, 15 May 2003.

[11] H. D. Lee, K. A. Lee and S. Hong, "A Wideband CMOS Variable Gain Amplifier With an Exponential Gain Control," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 6, pp. 1363-1373, June 2007.

[12] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1997.

[13] B. Razavi, *design of analog cmos integrated circuits*, McGraw-Hill US, 2000.

[14] C. Zelle, "A spherical representation of the Smith chart," in *IEEE Microwave Magazine*, vol. 8, no. 3, pp. 60-66, June 2007.

[15] S. Kolev, B. Delacressonniere and J. -. Gautier, "Using a negative capacitance to increase the tuning range of a varactor diode in MMIC technology," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2425-2430, Dec. 2001.

[16] Carpentier, J.F. & Tilhac, C. & Caruyer, Greg & Dumont, F. & Parat, G. & Ancy, P. (2005). *A tunable bandpass BAW-filter architecture and its application to WCDMA filter*. 4 pp. 10.1109/MWSYM.2005.1516564.

[17] Yue Wu, Xiaohui Ding, M. Ismail and H. Olsson, "RF bandpass filter design based on CMOS active inductors," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 50, no. 12, pp. 942-949, Dec. 2003.

[18] P. Vincent et al., "A 1V 220MHz-Tuning-Range 2.2GHz VCO Using a BAW Resonator," 2008 IEEE International Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, San Francisco, CA, 2008, pp. 478-629.

[19] A. Ghadiri and K. Moez, "Wideband Active Inductor and Negative Capacitance for Broadband RF and Microwave Applications," in *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 11, pp. 1808-1814, Nov. 2014.

[20] A. Ghadiri and K. Moez, "Gain-Enhanced Distributed Amplifier Using Negative Capacitance," in *IEEE Transactions*

نتایج شبیه‌سازی در جدول ۳، گزارش شده است که نشان می‌دهد که با خازن بار ۵ پیکوفاراد تا فرکانس ۵۰۰ مگاهرتز، خازن منفی در بازه ۱/۵- تا ۲۰- پیکوفاراد تولید می‌کند که توان مصرفی آن با منبع تغذیه ۱/۸ ولت در حدود ۳/۵ mW است. محدوده فرکانسی خازن منفی وسیع و مصرف توان نسبتاً پایین و ضریب کیفیت مناسب از مزیت‌های این طرح است.

۵- نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک خازن منفی بر مبنای فناوری کراس کوپل شده طراحی شد. این خازن با استفاده از فناوری CMOS ساخته می‌شود. ابتدا مدار معادل آن و روابط ریاضی بین تغییرات ولتاژ و جریان شرح داده شد و سپس پاسخ فرکانسی آن شرح داده شد. در گام بعدی، مدارهای بهبود یافته برای خازن منفی معرفی شدند که این مدارها سبب می‌شد که پاسخ فرکانسی مدار بهبود یابد. کاربرد خازن منفی در مدارات گوناگون در بخش سوم شرح داده شد. در این بخش، پایداری مدارها نیز بررسی شد. در بخش چهارم، ابتدا مدار پیشنهادی در نرم‌افزار کیدنس با استفاده از فناوری ۱۸۰ نانومتری به وسیله یک خازن ۵ پیکوفاراد ترسیم گردید که اندازه تراشه با در نظر گرفتن خازن ۵ پیکوفاراد برابر ۱۵۲/۸۰ میکرومتر در ۶۱/۴۰ میکرومتر می‌باشد. اندازه تراشه بدون خازن ۳۲ میکرومتر در ۶۱/۴۰ میکرومتر است. در مرحله بعدی مدار پیشنهادی در ADS شبیه‌سازی شد و پاسخ فرکانسی و توان آن بررسی شد. مشخص شد که مدار ما می‌تواند در ظرفیت‌های مختلف کار کند. با توجه به فرکانس کاری مدار، ظرفیت خازن می‌تواند منفی یا مثبت باشد. ضریب کیفیت مدار نشان‌دهنده آن است که مدار عملکرد قابل قبولی دارد. همچنین امپدانس مدار در حالت‌های مختلف چک و بررسی شد و نشان داده شد که مقدار مقاومت آن در فرکانس‌های مختلف کم است. همچنین نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که محدوده فرکانسی خازن منفی وسیع و مصرف توان نسبتاً پایین و ضریب کیفیت مناسب از مزیت‌های این طرح است.

مراجع

[۱] شهابی سیرمندی، بهزاد. (۱۳۹۲). *افزایش بهره‌ی تقویت‌کننده‌های گسترده با استفاده از سلول خازن منفی* (پایان‌نامه کارشناسی ارشد). دانشگاه تحصیلات تکمیلی، کرمان.

[۲] علوی، سید امین. علوی سید احسان. حکیمی، احمد. (۱۳۹۳). *افزایش بهره و پهنای باند تقویت‌کننده توزیع شده با کاهش تلفات و اثرات خازن‌های پارازیتی خط انتقال گیت*. نشریه مهندسی برق و کامپیوتر ایران، الف-مهندسی برق، سال ۱۲، شماره ۲، پاییز ۱۳۹۳، صفحه ۱۴۰-۱۳۵.

[۳] فلاح، محمد. غلامی، محمد. اردشیر، غلامرضا. *استفاده از خازن منفی برای افزایش فرکانس در اسلایتورهای حلقوی با بار مقاومتی*. دانشگاه صنعتی نوشیروانی بابل. دسترسی در ۱۴۰۰/۰۴/۰۳ از سایت <https://civilica.com/doc/154411/>



on *Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, no. 11, pp. 2834-2843, Nov. 2010.

[21] S. A. Alavi, S. Ghadirian, and S. J. S. M. Chabok, "Bandwidth and gain extension technique for CMOS distributed amplifiers using negative capacitance and resistance cell," *Microelectronics Journal*, vol. 60, no. Supplement C, pp. 60-64, 2 Jan. 2017.

[22] M. Dongi and M. Jalali, "A wideband CMOS VGA with dB-linear gain based on active feedback and negative capacitance," *2017 Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, Tehran, 2017, pp. 506-510.

[23] A. Hajimiri, "Distributed integrated circuits: An alternative approach to high-frequency design," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 40, no. 2, pp. 168-173, Feb. 2002.

[24] E. J. Bond, X. Li, S. C. Hagness, and B. D. Van Veen, "Microwave imaging via space-time beamforming for early detection of breast cancer," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 1690-1705, Aug. 2003.

[25] S. Mohammadi, J. W. Park, D. Pavlidis, J. L. Guyaux, and J. C. Garcia, "Design optimization and characterization of high-gain GaInP/GaAs HBT distributed amplifiers for high-bit-rate telecommunication," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 48, pp. 1038-1044, Jun. 2000.



کنترل مستقیم توان در ژنراتورهای القایی توربین بادی با تغذیه دوگانه با استفاده از کنترلگر فازی

فرهاد بهادری جهرمی^{۱*}

۱- گروه مهندسی برق، واحد فسا، دانشگاه آزاد اسلامی، فسا، ایران
Bahadori.fr@gmail.com

چکیده: باد یک منبع مناسب و قدرتمند انرژی است. تولید توان در یک توربین بادی با سرعت متغیر، موضوعی جالب توجه است چراکه در سیستم‌های مبدل انرژی باد، حداکثر بهره‌برداری در هر سرعتی قابل دستیابی است. اما این سیستم برای محاسبه سرعت بهینه توربین نیاز به پارامترهای آن دارد. در این مقاله، یک روش کنترلی برای ردگیری نقطه توان بیشینه در سیستم مبدل انرژی باد ارائه می‌شود که به منظور شبیه‌سازی و طراحی از این روش و کنترل فازی به روش ممدانی استفاده شده است. در این مقاله، سیستم مبدل انرژی باد، مولد القایی دوسو تغذیه که با روتور و استاتور به شبکه متصل می‌شود، می‌باشد. ورودی سیستم کنترل، تفاضل سرعت مطلوب ژنراتور و سرعت واقعی آن است. سرعت مطلوب همان سرعت دورانی است که در آن ژنراتور توان بیشینه را از توربین بادی دریافت می‌کند. پس از انجام شبیه‌سازی ها و طراحی کنترلی کننده فازی مناسب برای سیستم، مشخص شد که انتخاب نادرست یک پارامتر تأثیر نامطلوبی بر روند کنترل یک سیستم دارد.

واژه‌های کلیدی: سیستم‌های تبدیل انرژی باد، توربین‌های بادی با سرعت متغیر، ژنراتورهای القایی با تغذیه دوگانه، ردیابی نقطه حداکثر توان

Direct Power Control in Doubly-fed Wind Turbine Induction Generators using Fuzzy Controller

Farhad Bahadori-Jahromi^{1*}

¹ Department of Electrical Engineering, Fasa Branch, Islamic Azad University, Fasa, Iran
Bahadori.fr@gmail.com

Abstract:

Wind is a convenient and powerful source of energy. Power generation in a variable speed wind turbine is an interesting topic; since in wind energy converter systems, maximum utilization can be achieved at any speed. But this system needs its parameters to calculate the optimal speed of the turbine. In this article, a control method for tracking the maximum power point in the wind energy converter system is presented, which has been used for simulation and design along with fuzzy control by Mamdani method. In this article, the wind energy converter system is a two-fed induction generator, which is connected to the grid with a rotor and a stator. The input of the control system is the difference between the desired speed of the generator and its actual speed. The optimal speed is the rotational speed at which the generator receives the maximum power from the wind turbine. After conducting simulations and designing a suitable fuzzy controller for the system, it was found that the incorrect selection of a parameter has an adverse effect on the control process of a system.

Keywords: Wind Energy Conversion Systems, Variable Speed Wind Turbines, Doubly-Fed Induction Generators, Maximum Power Point Tracking

DOI: 00.00000/0000

تاریخ چاپ مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۰۸

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۵/۰۳



۱- مقدمه

استفاده شده است. در [۱۵] به بررسی سیستماتیک توربین‌های بادی، شناسایی و جبران‌سازی بهینه سیستم توربین بادی پرداخته است. در پژوهش فوق بر روی توربین‌های 4.8MW، 1.5MW، 275kW و 50kW کار شده و نشان داده شده که با تنظیمات شناساگر به‌طور دقیق و طراحی مناسب کنترل‌کننده می‌توان به اهداف کنترلی در سیستم‌های توربین بادی دست یافت. در [۱۶] به طراحی کنترل‌کننده از راه دور برای توربین پرداخته شده است. در مقاله فوق جهت دستیابی به کیفیت توان مطلوب از فیلترینگ مورفولوژیکی استفاده شده است. همچنین جهت بررسی عملکرد روش، به حذف هارمونیک‌های ناخواسته و بهبود پاسخ سیستم پرداخته است.

کنترل‌کننده‌های تناسبی-انترگرالی-مشتقی و مخصوصاً تناسبی-انترگرالی از بهترین و معروف‌ترین کنترل‌کننده‌هایی هستند که در کنترل سیستم‌های صنعتی مورد استفاده قرار می‌گیرند. لذا در [۱۷] از یک کنترل‌کننده تناسبی-مشتقی جهت کنترل توربین بادی متغیر استفاده شده است. نتایج حاصله و ارائه شده حاکی از عملکرد نسبتاً مناسب کنترل پیشنهادی در پژوهش فوق می‌باشد. کنترل ساختاری ارائه شده در [۱۸] یکی دیگر از روش‌های کنترلی پیاده‌سازی شده بر روی سیستم‌های توربین بادی می‌باشد. در [۱۹] توربین بادی به‌صورت مدل ریاضیاتی مبتنی بر روش اولیبر-لاگرانژ مورد تحقیق واقع شده است.

۲- مدل دینامیکی توربین بادی

برای مطالعات کنترل فرکانس، بحث بر روی حلقه‌های کنترل توان حقیقی متمرکز می‌شود. مدل مورد استفاده برای این مطالعات به صورت شکل (۱) می‌باشد [۱۶-۱۸]. توان مکانیکی ایجاد شده تابعی از سرعت باد، سرعت روتور و زاویه گام می‌باشد که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_m = \frac{\rho}{2} A_r V_w^3 C_p(\lambda, \theta) \quad (1)$$

در این معادله، ρ چگالی هوا، V_w سرعت باد و C_p ضریب توان است و تابعی از λ و θ می‌باشد. λ نسبت سرعت نوک تیغه روتور به سرعت باد می‌باشد و θ زاویه گام پره است. C_p مشخصه توربین باد می‌باشد و به صورت یک مجموعه از منحنی‌های C_p بر حسب λ تهیه می‌شود و θ در آن به‌صورت یک پارامتر است. منحنی‌های C_p بر حسب λ برای یک نمونه توربین باد جنرال الکتریک در شکل (۲) نشان داده شده است. برازش منحنی انجام شده برای به‌دست آوردن نمایش ریاضی منحنی‌ها به صورت (۲) می‌باشد.

$$C_p(\lambda, \theta) = \sum_{i=0}^4 \sum_{j=0}^4 \alpha_{i,j} \theta^i \lambda^j \quad (2)$$

برازش منحنی یک تقریب خوب برای مقادیر $2 < \lambda < 13$ می‌باشد. مقادیر λ خارج از این بازه، سرعت‌های باد خیلی بالا و پایین را نشان می‌دهد که خارج از محدوده کارکرد توربین می‌باشد.

امروزه سیستم‌های تبدیل انرژی باد (WECS)^۱ به عنوان یک جایگزین مناسب برای سوخت‌های فسیلی مورد توجه هستند. به همین دلیل بهره‌برداری پایدار و کارآمد از انرژی باد و به‌دنبال آن بررسی سیستم‌های مبدل انرژی باد به عنوان یک موضوع مهم مورد مطالعه قرار گرفته‌اند. این سیستم‌های مبدل، عمدتاً شامل توربین‌های بادی با سرعت متغیر (VSWT)^۲ هستند؛ اگرچه سیستم‌های توربین بادی با سرعت متغیر معمولاً بر پایه ژنراتورهای القایی با تغذیه دوگانه (DFIGs)^۳ هستند [۱]. لذا انرژی باد به‌عنوان مهمترین و پرکاربردترین انرژی تجدیدپذیر در قرن ۲۱ شناخته شده است [۲]. مهمترین بخش سیستم تولید انرژی الکتریکی از باد، مولد می‌باشد. یک توربین بادی می‌تواند به‌صورت سرعت-ثابت و یا سرعت-متغیر عمل کند. در حالت سرعت-ثابت، سرعت توربین همواره یکسان می‌باشد، اما در حالت سرعت-متغیر، سرعت چرخش روتور با توجه به سرعت باد تغییر می‌کند [۳]. در مقایسه با حالت سرعت-ثابت، حالت سرعت-متغیر مزیت‌هایی از قبیل تولید توان بیشتر، محدوده عملکردی بالاتر و همچنین پایداری بیشتر دارد. البته از آنطرف هم پیچیدگی طراحی و پیاده‌سازی سیستم و میزان نیازمندی به نگهداری بیشتر سیستم‌های سرعت-متغیر بیشتر از سرعت-ثابت، و همچنین عمر طولانی‌تر، ارزانتر بودن و مقاوم بودن سیستم‌های سرعت-ثابت بیشتر از سرعت-متغیر می‌باشد [۴].

بررسی‌ها و مطالعات مختلفی در زمینه شبیه‌سازی و کنترل سیستم‌های توربین بادی انجام شده است. در [۴ و ۱]، چند روش برای MPPT توربین بادی با مولد القایی دوسو تغذیه معرفی شده و سرعت دورانی بهینه به وسیله ضریبی مرتبط با سرعت باد، محاسبه شده است. با این وجود در این مقالات اثر خطای پارامتری در مدل سیستم، اغتشاش در باد و شرایط آب و هوایی لحاظ نشده است. به همین دلیل ممکن است ضرایب تغییر کرده و نقطه سرعت بهینه به‌درستی به سیستم کنترل معرفی نشود که نتیجه آن عدم ردگیری نقطه توان بیشینه خواهد بود. برای مقابله با این آثار، روش کنترل تطبیقی MPPT که براساس جستجوی هیل-کلایمپ^۴ است در [۵] ارائه شده است. تحلیل تئوری رفتار دینامیکی مولد القایی دوسو تغذیه در [۶] مورد بررسی قرار گرفته است. یک روش کنترلی دکوپله بدون سنسور در [۷] معرفی شده و نتایج حاصله گواهی از عملکرد خوب روش پیشنهادی دارد. در [۸] یک سیستم مولد توربین بادی کامل پیاده‌سازی شده و از یک روش جدید کنترل ولتاژ جهت کنترل سیستم استفاده شده است. در [۹] به طراحی کنترل‌کننده و بررسی عملکرد آن برای کنترل توربین بادر در وضعیت بادهای شدید پرداخته شده است. در [۱۰] از روش‌های کنترل کلاسیک استفاده شده و در [۱۱-۱۳] از روش کنترل LQG تطبیقی استفاده شده است. همچنین در [۱۴] از روش کنترل نظارتی جهت کنترل توربین باد

¹ Wind Energy Conversion System

² Variable Speed Wind Turbine (VSWT)

³ Doubly-Fed Induction Generators (DFIGs)

⁴ Hill Climb Searching



۳- مدل ریاضی ژنراتور القایی تغذیه دوگانه

شکل (۳) مدار معادل DFIG را در مبنای سنکرون (نسبت به طرف استاتور) نشان می‌دهد. روابط حاکم بر مدار فوق بصورت زیر می‌باشند:

$$\begin{aligned}
 V_s^s &= R_s I_s^s + \frac{d\phi_s^s}{dt} + j\omega_s \phi_s^s \\
 V_r^s &= R_r I_r^s + \frac{d\phi_r^s}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \phi_r^s \\
 \phi_s^s &= L_s I_s^s + L_m I_r^s \\
 \phi_r^s &= L_m I_s^s + L_r I_r^s
 \end{aligned} \quad (4)$$

در رابطه فوق $L_r = L_{\delta r} + L_m$ و $L_s = L_{\delta s} + L_m$ است. توان‌های اکتیو و راکتیو لحظه‌ای هم از رابطه زیر به دست می‌آیند:

$$P_s + jQ_s = -\frac{3}{2} V_s^s I_s^s \quad (5)$$

اندازه و سرعت دوران شار استاتور در ولتاژهای ایده‌آل شبکه، ثابت هستند. به این ترتیب $\frac{d\phi_s^s}{dt} = 0$ و اگر از تلفات مسی در استاتور نیز چشم‌پوشی شود، رابطه زیر نتیجه می‌شود:

$$V_s^s = j\omega_s \phi_s^s \quad (6)$$

معمولا برای سادگی در محاسبات با به‌کارگیری تبدیل abc به dq0 تعداد متغیرهای مسئله را کاهش می‌دهند. در این مورد با استفاده از یک PLL^۱ می‌توان فرکانس سیگنال مورد نظر را استخراج کرد و از آن برای انجام تبدیل abc به dq0 که معروف به تبدیل پارک^۲ است، استفاده نمود. رابطه (۷)، ماتریس این تبدیل را نشان می‌دهد.

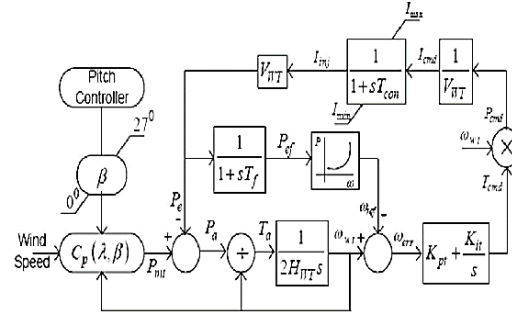
$$V_{dq0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} V_{abc} \quad (7)$$

$$V_{abc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} V_{dq0} \quad (8)$$

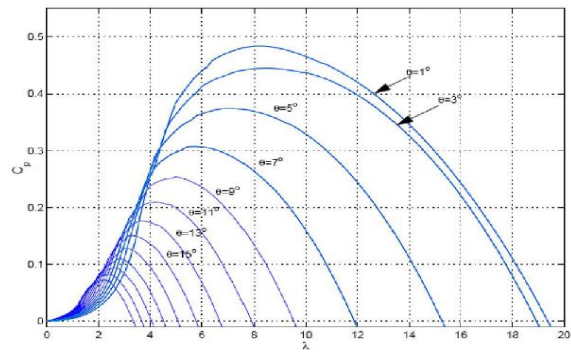
در روابط فوق می‌توان جریان یا ولتاژ هر متغیر سه فاز دیگری را نیز برای تبدیل به کار برد. حال این تبدیل به‌گونه‌ای به‌کار برده می‌شود که بردار ولتاژ استاتور بر روی محور d ثابت شود، لذا:

$$\varphi_{sd} = 0, \varphi_{sq} = -\frac{V_{sd}}{\omega_s} \quad (9)$$

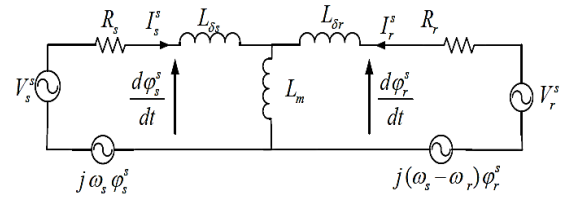
با توجه به روابط اخیر می‌توان روابط توان اکتیو و راکتیو را به‌صورت زیر بازنویسی کرد:



شکل (۱): بلوک دیاگرام کنترلرهای توان اکتیو و زاویه‌ی گام در DFIG [۱۵]



شکل (۲): منحنی‌های توان باد [۱۵]



شکل (۳): مدار معادل DFIG انتقال یافته به سمت استاتور [۱۴]

با توجه به منحنی‌های C_p در شکل (۲) مربوط به توربین‌های بادی سرعت متغیر، سرعت توربین بسته به میزان سرعت باد به‌گونه‌ای کنترل می‌شود که حداکثر توان ممکن توسط توربین تولید شده یا به عبارت دیگر، نقطه کار روی اوج این منحنی قرار گیرد. از آن جا که اندازه‌گیری توان الکتریکی ساده‌تر و دقیقتر از اندازه‌گیری سرعت باد است، در عمل برای ردیابی نقطه حداکثر توان (MPPT)، سرعت مرجع توربین برحسب توان اندازه‌گیری شده محاسبه می‌شود. سرعت مرجع به طور نرمال $1/2$ pu می‌باشد؛ اما برای سطوح توان زیر ۷۵ درصد کاهش می‌یابد. سرعت مرجع برای دنبال کردن ماکزیمم توان از باد برای سطوح زیر 0.75 توان نامی توسط رابطه زیر تعیین می‌شود:

$$\omega_{ref} = -0.67P^2 + 1.42P + 0.51 \quad (3)$$

که در این رابطه P توان الکتریکی اندازه‌گیری شده می‌باشد. برای سطوح توان بیشتر از نامی، سرعت روتور توسط گام ملخ کنترل خواهد شد.

² Park Transformation

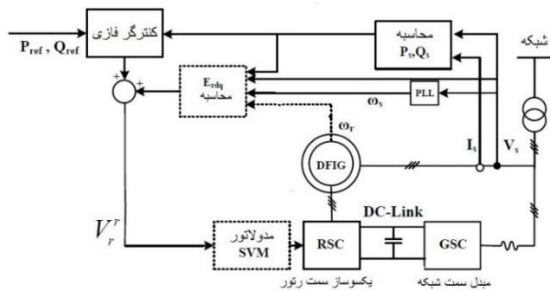
¹ Phase-Locked Loop



۴- طرح کنترل مستقیم توان در DFIG با استفاده از کنترلگر فازی

شکل (۴) نمای کلی از طرح کنترلی را نشان می‌دهد. این شکل، طرح کلی را برای شبیه‌سازی در اختیار می‌گذارد. البته جزئیات نسبتاً زیادی برای پیاده‌سازی آن وجود دارد. همانطور که در شکل مشاهده می‌شود، توان‌های اکتیو و راکتیو از روی ولتاژ و جریان استاتور محاسبه و به همراه توان‌های اکتیو و راکتیو مرجع، به عنوان ورودی به کنترل‌کننده فازی وارد می‌شوند. البته باید توجه داشت که ورودی سیستم فازی در واقع اختلاف بین توان خط استاتور و توان مرجع است ولی برای سادگی در نمایش، در شکل فرض شده است که محاسبه خطا و انتگرال آن در درون بلوک کنترلگر فازی صورت می‌گیرد. همچنین برای محاسبه مقادیر E_{rd} و E_{rq} ، ابتدا با استفاده از یک PLL [۱۸]، فرکانس سنکرون، استخراج شده و به همراه سرعت دوران روتور، یعنی ω_r ، به عنوان ورودی به بلوک محاسبه E_{rdq} داده می‌شود. در نهایت با جمع خروجی کنترلگر فازی و بلوک محاسبه E_{rdq} ، سیگنال ولتاژ روتور، V_r^r به دست می‌آید.

معمولاً برای اینکه بتوان ولتاژ را بر روی پایانه‌های روتور تنظیم کرد از یک مکانیزم یکسوساز به همراه مبدل DC به AC استفاده می‌شود که برای ثبات بیشتر ولتاژ لینک DC، در بین آنها از یک خازن با ظرفیت بالا استفاده می‌شود. مهمترین موضوع این است که چگونه پالس‌های لازم برای ترستورهای یکسوساز فراهم شود تا ولتاژ مربوطه بر روی پایانه‌های روتور تولید شود. برای تولید پالس‌های یکسوساز، از روی یک سیگنال مرجع از تکنیک (SVM) [۲۰] استفاده می‌شود. در شکل (۴) این تکنیک با به کارگیری بلوک مدولاتور SVM پیاده‌سازی می‌شود. در واقع مدولاتور سیگنال روتور تولیدی از کنترلگر فازی و بلوک محاسبه E_{rdq} را به عنوان سیگنال فرمان دریافت و بر اساس آن برای برآورده شدن هدف کنترل، پالس‌ها را برای یکسوساز سمت روتور تولید می‌کند. مبدل سمت شبکه نیز به این منظور استفاده می‌شود که ولتاژ DC لازم را روی پایانه یکسوساز فراهم آورد. اگر امکان استفاده از یک منبع ولتاژ DC بر روی لینک DC وجود داشته باشد نیاز به استفاده از مبدل سمت شبکه نخواهد بود. چراکه می‌توان با استفاده از تنظیم ولتاژ لینک DC و به کارگیری SVM، ولتاژ مطلوب را روی پایانه‌های روتور فراهم آورد.



شکل (۴): طرح کنترل مستقیم توان در DFIG با استفاده از کنترلگر فازی

$$\begin{aligned} P_s &= K_\sigma V_{sd} \varphi_{rd} \\ Q_s &= -K_\sigma V_{sd} \left(\frac{L_r}{L_m} \cdot \frac{V_{sd}}{\omega_s} + \varphi_{rq} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

در رابطه فوق $K_\sigma = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$ است.

جهت استخراج ترم‌های کنترلی مرتبط با ولتاژ روتور برای تنظیم توان‌های اکتیو و راکتیو، کار به صورت زیر دنبال خواهد شد. فرض بر این است که در شرایط کار عادی ژنراتور، ولتاژ استاتور ثابت است، لذا میزان تغییرات توان‌ها در یک بازه زمانی T_s بصورت زیر قابل ارزیابی است:

$$\begin{aligned} \Delta P_s &= K_\sigma V_{sd} \Delta \varphi_{rd} \\ \Delta Q_s &= -K_\sigma V_{sd} \Delta \varphi_{rd} \end{aligned} \quad (11)$$

روابط فوق نشان می‌دهند که می‌توان با تغییر شار روتور $\Delta \varphi_{rd}$ ، تغییرات توان‌های اکتیو و راکتیو را کنترل کرد. اگر (۴) در بازه زمانی T_s بازنویسی شود:

$$\frac{\Delta \varphi_{rd}^s}{T_s} = V_r^s - R_r I_r^s - j(\omega_s - \omega_r) \varphi_r^s \quad (12)$$

و لذا با انتقال رابطه فوق به مبنای dq0 نتیجه می‌شود:

$$\Delta \varphi_{rd} = T_s V_{rd} + T_s (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rq} \quad (13)$$

$$\Delta \varphi_{rq} = T_s V_{rd} + T_s (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd}$$

به سادگی می‌توان دریافت که با توجه به روابطی که تاکنون ارائه شده است، ولتاژ روتور در مبنای dq0 بصورت زیر می‌شود:

$$V_{rd} = \frac{\Delta P_s}{T_s K_\sigma V_{sd}} + \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} Q_s + \frac{\omega_s - \omega_r}{L_m \omega_s} V_{sd} \quad (14)$$

$$V_{rq} = -\frac{\Delta Q_s}{T_s K_\sigma V_{sd}} + \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} P_s$$

رابطه‌های اخیر را می‌توان به صورت دو ترمی مانند زیر نوشت.

$$V_{rd} = U_{rd} + E_{rd} \quad (15)$$

$$V_{rq} = U_{rq} + E_{rq}$$

که در آنها:

$$E_{rd} = \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} Q_s + \frac{\omega_s - \omega_r}{L_m \omega_s} V_{sd} \quad (16)$$

$$E_{rq} = \frac{\omega_s - \omega_r}{K_\sigma V_{sd}} P_s$$

حال می‌توان محل اثر کنترل‌کننده فازی را مشخص کرد. ترم‌های U_{rd} و U_{rq} با استفاده از کنترل‌کننده فازی تولید می‌شوند. در واقع برای تولید این ترم‌ها از دو سیستم فازی مشابه استفاده خواهد شد. خروجی یکی از این سیستم‌ها U_{rd} و دیگری U_{rq} خواهد بود. ورودی‌ها برای سیستم فازی هم به صورت خطای توان و انتگرال خطای توان در نظر گرفته می‌شوند. می‌توان هر دو توان اکتیو و راکتیو را بطور همزمان در نظر گرفت یا اینکه تنها یکی را تنظیم کرد. در این مقاله، تنها تنظیم توان اکتیو در نظر گرفته شده است.

¹ Space Vector Modulation



است. در شکل (۵) با توجه به اینکه توابع تعلق برای U_{rq} و U_{rd} مانند هم هستند، در یک شکل نشان داده شده‌اند. همچنین مشاهده می‌شود که سه گروه فازی P و Z و N برای هر ورودی و پنج گروه فازی NL, NM, Z, PM, PL برای خروجی در نظر گرفته شده است. اگر فازی-سازی از نوع منفرد، غیرفازی‌سازی به روش میانگین مراکز، اجتماع قواعد با ماکسیسم‌گیری و در نهایت استلزام ضرب ممدانی برای استنتاج قواعد فازی در نظر گرفته شوند، سیستم فازی دارای مدل ریاضی زیر خواهد بود [۲۱].

$$f(x) = \frac{\sum_{l=1}^m \bar{y}^l \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i)}{\sum_{l=1}^m \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^l}(x_i)} \quad (19)$$

در رابطه فوق m تعداد قوانین فازی است، $\mu_{A_i^l}(x_i)$ معرف مقدار تابع تعلق ورودی i ام در قانون l ام است، \bar{y}^l هم معرف مرکز گروه فازی خروجی در قانون l ام می‌باشد. استنتاج رابطه فوق نیازمند دانستن جدول قواعد فازی است که به صورت زیر بیان می‌شوند:

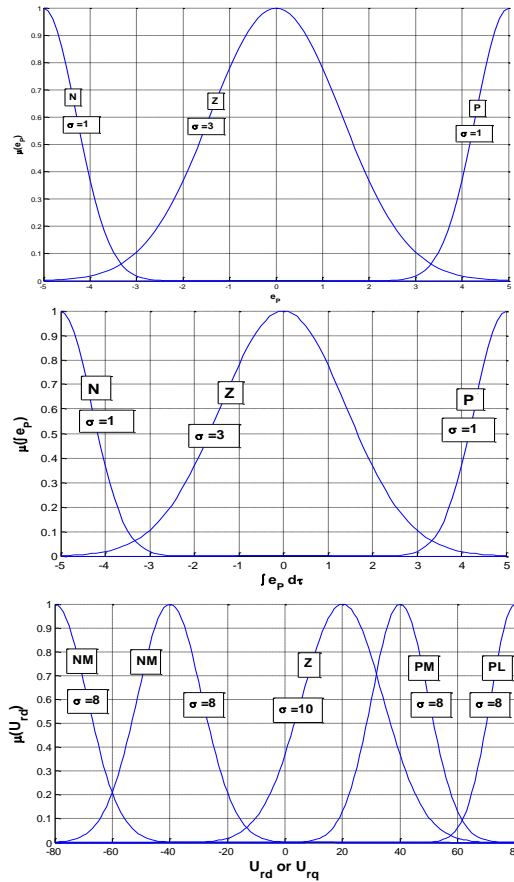
$$\text{rule } l: \text{if } x_1 \text{ is } A_1^l \text{ and } x_2 \text{ is } A_2^l \text{ and } \dots \text{ then } y \text{ is } B^l \quad (20)$$

که در آن معرف گروه فازی خروجی در قانون l ام است. البته اگر غیرفازی‌سازی از نوع میانگین‌گیری بر روی مراکز گروه‌های فازی خروجی باشد، دیگر نیاز به دانستن رابطه اصلی B^l نیست و تنها دانستن مراکز آنها کفایت می‌کند. در جدول (۱) قواعد فازی پیشنهاد می‌شود. پارامترهای DFIGN در جدول (۲) در نظر گرفته شده است. در شکل (۶) ورودی مرجع مربوط به توان اکتیو نشان داده شده است.

انتخاب این نوع ورودی مرجع که دارای تغییرات پله‌ای است، برای ارزیابی عملکرد کنترل‌کننده مناسب است. در شکل (۷) سیگنال کنترلی U_{rd} نشان داده شده است. با توجه به اینکه سیستم فازی برای تولید U_{rd} و U_{rq} مشابه هم بوده و ورودی‌های مشابهی هم دریافت می‌کنند لذا این دو سیگنال با یکدیگر برابر خواهند بود. مطلوب این است که ولتاژ لینک DC مقدار ثابتی داشته باشد. در این جا مشاهده می‌شود که دامنه تغییرات این ولتاژ قابل قبول است. توان خروجی نسبت به توان مطلوب شکل (۸) مقایسه شده‌اند. مشاهده می‌شود که با بکارگیری کنترل‌کننده فازی، ردگیری توان به صورت قابل قبولی صورت گرفته است. ولتاژ و جریان سه فاز استاتور و ولتاژهای روتور در مبنای d و q در شکل‌های (۹-۱۰) نشان داده شده است. در نهایت در شکل (۱۱) خطا و انتگرال خطای ردگیری توان که به عنوان ورودی‌های سیستم فازی هستند نشان داده شده است. مشاهده می‌شود که با وجود نوسانات پله‌ای در سیگنال مرجع، خطای ردگیری نوسانات شدید ندارد.

جدول (۱): جدول قواعد فازی

e_p	P	Z	N	P	Z	N	P	Z	N
$\int e_p dt$	P	P	P	Z	Z	Z	N	N	N
U_{rd} یا U_{rq}	P L	P M	Z	PM	Z	NM	Z	NM	NL



شکل (۵): توابع تعلق فازی برای ورودی‌های e_p و $\int e_p dt$ و خروجی‌های U_{rd} و U_{rq}

کنترل‌کننده فازی در واقع یک مدل ریاضی ورودی خروجی است که با به کارگیری برخی مفاهیم ریاضیات فازی شکل می‌گیرد. این مدل می‌تواند دارای چند ورودی باشد ولی خروجی آن یکی است. به همین منظور در این مورد باید از دو کنترل‌کننده فازی برای تولید U_{rd} و U_{rq} استفاده شود. البته ساختار دو کنترل‌کننده مشابه یکدیگر است. قدم اول در طراحی کنترل‌کننده فازی، مشخص کردن ورودی‌ها و خروجی، محدوده تغییرات آنها و اختصاص گروه‌های فازی به آنها است. در این مورد، ورودی کنترل‌کننده خطای توان و انتگرال خطای توان است که صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$e_p = P_s - P_{s,ref}, \quad I_{e_p} = \int_0^t e_p(\tau) d\tau \quad (17)$$

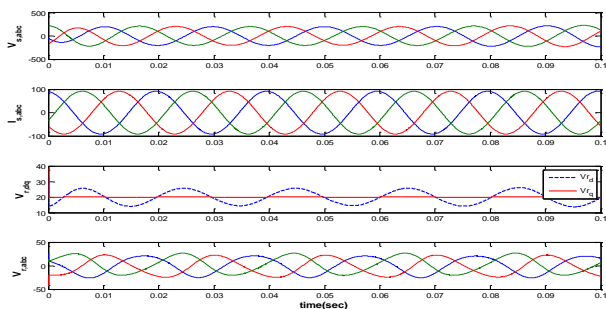
به همین ترتیب می‌توان خطا و انتگرال خطای توان راکتیو را نیز در نظر گرفت. البته در این شبیه‌سازی تنها کنترل توان اکتیو مورد بررسی قرار گرفته است. شکل (۵) گروه‌های فازی اختصاص یافته به ورودی‌ها و خروجی را نشان می‌دهد. تمام توابع از نوع گوسی و بصورت زیر هستند.

$$\mu_{A_i^l}(x_i) = e^{-\frac{(x_i - \bar{x}_i^l)^2}{\sigma_i^l}} \quad (18)$$

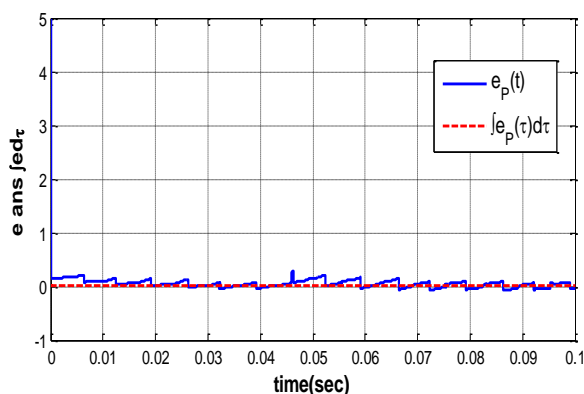
در رابطه قبل اندیس l معرف شماره قانون فازی است، اندیس i شماره ورودی و l نشان‌دهنده مرکز تابع مربوط به ورودی i ام در قانون l ام

جدول (۲): پارامترهای DFIG در شبیه سازی نسبت به طرف استاتور

توان نامی	ولتاژ	R_s	R_r	L_m	L_s, L_r	p	نسبت دور استاتور به دور موتور	دور موتور
20 MW	690 V	0.435 Ω	Ω 0.819	70 mH	2 mH	P=2	0.3	100 rpm



شکل (۱۰): ولتاژ و جریان سه فاز استاتور و ولتاژهای روتور در مبنای d و q



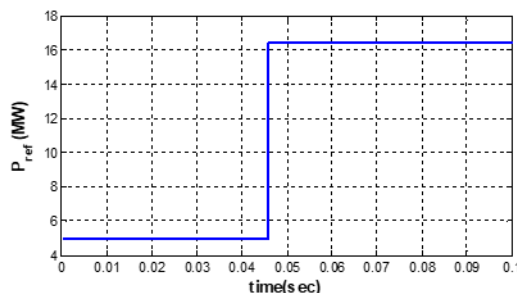
شکل (۱۱): خطا و انتگرال خطای ردگیری

۵- نتیجه گیری

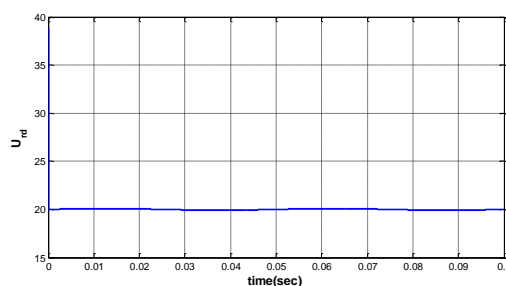
در این مقاله، یک کنترل کننده فازی جهت بهبود عملکرد سیستم توربین بادی طراحی و پیاده سازی شد. فرض بر این بود که مدل مولد القایی دوسو تغذیه (DFIG) در اختیار است و ساختار مدل توربین بادی در دسترس می باشد. با توجه به طراحی کنترل کننده فازی و اعمال آن بر روی سیستم توربین بادی نتایج بسیار قابل توجه و مطلوبی به دست آمد که همانطور که مشاهده شد، نشان از عملکرد مناسب کنترل کننده فازی می باشد. از آنجا که سیستم مورد بررسی در این مقاله بسیار غیرخطی است می توان نتیجه گرفت که با طراحی دقیق و مناسب کنترل کننده های فازی می توان سیستم های غیرخطی را به خوبی کنترل نموده و عملکرد مطلوب را از آنها شاهد بود.

مراجع

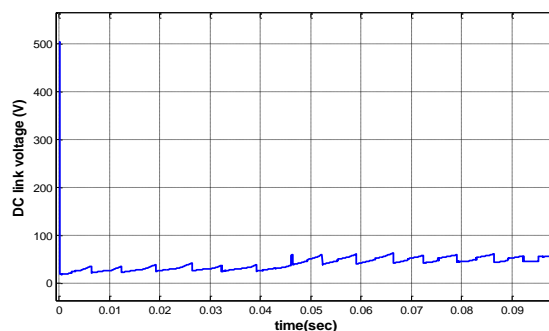
- [1] Liang J . Yongxing Qiu .(2015). "The modeling and numerical simulations of wind turbine generation system with free vortex method and Simulink", Energy Conversion and Management 103 pp: 762–777,2015.
- [2] Sukanta Roga and etl. , Recent Technology and Challenges of Wind Energy Generation: A Review, Sustainable Energy Technologies and Assessments, No.52, pp:1-17, May 2022.
- [3] Mohammadjavad Mobarra and etl., Variable Speed Diesel Generators: Performance and Characteristic Comparison, Failure Diagnosis and Prognosis of Induction Machines, Energies , 15(2), 592,2022.



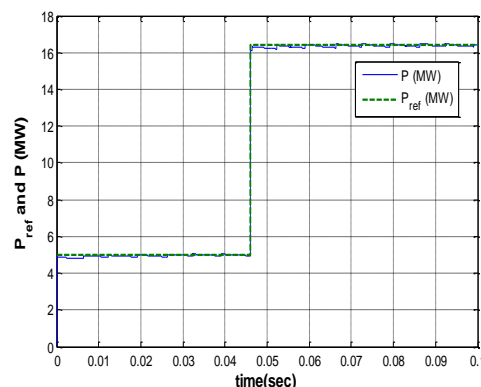
شکل (۶): توان اکتیو مرجع (P_ref (MW)



شکل (۷): سیگنال کنترل U_dc



شکل (۸): ولتاژ لینک DC



شکل (۹): مقایسه توان مطلوب و توان خروجی با به کارگیری کنترل فازی



- [19] S. M. Muyeen, R. Takahashi, T. Murata, and J. Tamura. (2009). "Integration of an Energy Capacitor System With a Variable-Speed Wind Generator," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 24, no. 3, 2009.
- [20] G. Lalor, A. Mullane, and M.O. Malley, "Frequency control and wind turbine technologies," *IEEE Trans. Power System*, vol. 20, no. 4, pp. 1905–1913, Nov. 2005.
- [21] Tina Samavat and etl., A Comparative Analysis of the Mamdani and Sugeno Fuzzy Inference Systems for MPPT of an Islanded PV System, *international journal of energy research*, vol.2023, Apr 2023.
- [4] Tapia A, Tapia G, Ostolaza JX, etl. (2003). Modeling and control of a wind turbine driven doubly fed induction generator. *IEEE Trans Energy Convers* 2003;18(2):194–204.
- [5] Petersson A, Thiringer T, Harnfors L, et al. Modeling and experimental verification of grid interaction of a DFIG wind turbine. *IEEE Trans Energy Convers*,20(4):878–886,2005.
- [6] Batoul Amen Alsati and etl., Study the impact of transient state on the doubly fed induction generator for various wind speeds, *Journal of Engineering and Applied Science*, NO.65, Jun 2023.
- [7] Akel F, Ghennam T, Berkouk EM, etl. , An improved sensorless decoupled power control scheme of grid connected variable speed wind turbine generator. *Energy Convers Manage* ,No78,pp:584–594,2014.
- [8] Koa HS, Yoonb GG, Kyunga NH, etl. , Modeling and control of DFIG-based variable-speed wind-turbine. *Electr Power Syst Res*,No78,2008.
- [9] Bekka H, Taraft S, Rekioua D, Bacha S. , Power control of a wind generator connected to the grid in front of strong winds. *J Electr Syst*,9(3),pp:267–278,2013.
- [10] Bianchi, F.D., De Battista, H., Mantz, R.J. (2010). Robust multivariable gain- scheduled control of wind turbines for variable power production. *Int. J. Syst. Control* 1 (3), 103–112.
- [11] Mateescu, R., Pintea, A., Stefanoiu, D. , Discrete-time LQG control with disturbance rejection for variable speed wind turbines. In: *1st International conference on Systems and Computer Science—ICSCS 2012*, Lille, France, August, pp. 1–6,2012.
- [12] Nourdine, S., Camblong, H., Vechiu, I., Tapia, G. , Comparison of wind turbine LQG controllers designed to alleviate fatigue loads. In: *18th Mediterranean Conference on Control and Automation—MED 2010*, Marrakech, Morocco, June, pp: 1591–1596,2010.
- [13] Maria Letizia Corradini and etl., A control strategy for variable-speed variable-pitch wind turbines within the regions of partial- and full-load operation without wind speed feedback, *Asian Journal of control*, Vol.25, Issue5, Sep 2023.
- [14] Ramadge, P., Wonham, W.M. , Supervisory control of a class of discrete event processes. In: *Bensoussan, A., Lions, J.L. (Eds.), Lecture Notes in Control and Information Sciences*, vol. 63. Springer-Verlag, Heidelberg, pp. 475–498, 1987.
- [15] S. Morimoto, H. Nakayama, M. Sanada, and Y. Takeda. (2005). "Sensorless Output Maximization Control for Variable-Speed Wind Generation System Using IPMSG," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 1, pp.60-67, Jan/Feb. 2005.
- [16] T. Senjyu, N. Nakasone, A. Yona, S. A. Yousuf, T. Funabashi, and H. Sekine. , "Operation Strategies for Stability of Gearless Wind Power Generation Systems," *Proceedings of IEEEIPES General Meeting 2008 (GM 2008)*, CD-ROM, pp: 1-24, July 2008.
- [17] Md. E. Haque, M. Negnevitsky, and K. M. Muttaqi. (2010). "A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine With a Permanent-Magnet Synchronous Generator," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 46, no. 1,2010.
- [18] W. Qiao, L. Qu, and R. G. Harley. , "Control of IPM Synchronous Generator for Maximum Wind Power Generation Considering Magnetic Saturation," *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol. 45, no. 3, pp. 1095-1105, May/June 2009.



مدل‌سازی سیستم‌های ذخیره‌کننده انرژی در ریزشبکه‌ها با هدف کاهش هزینه و آلاینده‌های زیست محیطی

مهدی متوسل^{۱*}

۱- گروه مهندسی برق، واحد شیراز، دانشگاه آزاد اسلامی، شیراز، ایران
Mehdi_motevasel@yahoo.com

چکیده: در این مقاله به منظور بهبود عملکرد یک ریزشبکه، یک مدل کامل و عملی برای ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی ارائه گردیده است. به منظور بهینه‌کردن انرژی در ریزشبکه، یک تابع هدف دو منظوره در نظر گرفته شده که هدف اصلی این تابع آن است که با در نظر گرفتن عدم قطعیت موجود در ریزشبکه، به حداقل کردن همزمان هزینه‌های کل بهره‌برداری و آلاینده‌های زیست محیطی بپردازد. در قسمت بهینه‌سازی، با توجه به فضای جستجوی بزرگ مسئله فوق و همچنین غیرخطی بودن آن، از الگوریتم پیشنهادی بهبود یافته ازدحام ذرات استفاده شده است. مقایسه جواب‌های به دست آمده از طریق الگوریتم بهینه‌سازی فوق با سایر الگوریتم‌های بهینه‌سازی نشان می‌دهد که الگوریتم فوق کارا تر بوده و دارای سرعت و دقت بالاتری می‌باشد. در نهایت، الگوریتم پیشنهادی جهت مدیریت انرژی الکتریکی کل ریزشبکه، نقاط کار کلیه منابع تولید پراکنده، نحوه شارژ و دشارژ ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی و همچنین میزان توان الکتریکی مبادلاتی با شبکه بالادست را در شرایطی که کل هزینه‌های بهره‌برداری و آلودگی‌های زیست محیطی تولیدی به‌طور همزمان حداقل گردد، بهینه می‌نماید.

واژه‌های کلیدی: ریزشبکه، ذخیره‌کننده انرژی، هزینه، آلاینده زیست محیطی

Modeling of Energy Storage Systems in Microgrids with the Aim of Reducing Cost and Environmental Pollutants

Mehdi Motevasel^{1*}

¹Department of Electrical Engineering, Shiraz Branch, Islamic Azad University, Shiraz, Iran
Mehdi_motevasel@yahoo.com

Abstract:

In this article, in order to improve the performance of a micro-grid, a complete and practical model for electric energy storage is presented. In order to optimize the energy in the micro-grid, a dual-purpose objective function has been considered, and the main purpose of this function is to simultaneously minimize the total operating costs and environmental pollutants by considering the uncertainty in the micro-grid. In the optimization part, due to the large search space of the above problem and its non-linearity, the proposed improved particle swarm algorithm has been used. Comparing the answers obtained through the above optimization algorithm with other optimization algorithms shows that the above algorithm is more efficient and has higher speed and accuracy. Finally, the proposed algorithm for managing the electrical energy of the entire micro-grid, the working points of all scattered production sources, how to charge and discharge electrical energy storage devices, as well as the amount of electrical power exchanged with the upstream network, in the condition that the total operating costs and environmental pollution Production is simultaneously minimized and optimized.

Keywords: Micro-grid, energy saver, cost, environmental pollution

DOI: 00.00000/0000

تاریخ چاپ مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۲۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۱۷

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۵/۰۱

کمتری هستند ولی باز محاسبات ریاضی پیچیده‌ای دارند [۱۹ و ۲۰]. اما روش‌های تقریبی بین حجم محاسباتی بالا و دقت برنامه یک تعادل مناسب برقرار می‌کند. به‌طور کلی روش تخمین 2m نقطه‌ای به عنوان یکی از بهترین روش‌های تقریبی محسوب می‌گردد که می‌توان با استفاده از آن با کارایی و قابلیت اعتماد بالا به مدلسازی عدم قطعیت در شبکه‌های قدرت پرداخت. با وجود آنکه روش تخمین 2m نقطه‌ای از جریان‌های معمولی و قطعی جهت پیدا کردن زمان‌های آماری متغیرهای تصادفی خروجی استفاده می‌کند اما به مراتب نسبت به روش مونت کالو دارای حجم و تعداد دفعات شبیه‌سازی کمتری می‌باشد [۲۱]. در این مقاله روش تخمین 2m نقطه‌ای جهت مدلسازی عدم قطعیت‌های موجود در دیملند الکتریکی ساعتی و قیمت انرژی در بازار برق به همراه توان‌های خروجی سلول‌های فتوولتائیک و توربین‌های بادی مورد استفاده قرار می‌گیرد. در واقع، ابتدا به تعیین مدل الکتریکی کامل ذخیره‌کننده انرژی پرداخته می‌شود. سپس روش 2m نقطه‌ای برای عدم قطعیت موجود در ریزش شبکه مدلسازی می‌شود و در آخر نیز به کمک الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات بهبود یافته نقاط بهینه مشابه تولید پراکنده، نحوه شارژ و دشارژ ذخیره‌کننده انرژی و توان مبادلاتی با شبکه بالادست بهینه می‌گردد.

۲- مدلسازی ذخیره‌کننده انرژی الکتریکی

یکی از ذخیره‌کننده‌های انرژی، ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی می‌باشند که قادرند انرژی الکتریکی را به صورت‌های مختلف در خود نگه داشته و در مواقع مورد نیاز به شبکه تزریق نمایند. باتری‌های لیتروشمیایی یکی از پرکاربردترین این نوع ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی هستند که برای مدلسازی آنها بایستی ظرفیت ذخیره‌سازی و نرخ شارژ و دشارژ آنها مد نظر قرار گیرد. حال فرض می‌شود E_S^{\max} ماکزیمم ظرفیت قابل ذخیره باتری بر حسب کیلووات ساعت بوده و P_{ch}^{\max} و P_{dech}^{\max} به ترتیب نرخ ماکزیمم شارژ و دشارژ آنها بر حسب کیلو وات می‌باشد. در عمل دشارژ کامل باتری‌ها می‌تواند باعث کاهش طول عمر مفید آنها گردد. لذا بایستی باتری‌های لیتروشمیایی دارای یک مینیمم ظرفیت عملی باشند که با E_S^{\max} نمایش داده می‌شود. بنابراین با توجه به موارد فوق اگر $E_S(t)$ را به عنوان حالت شارژ باتری در ساعت t ام در نظر بگیریم، محدودیت حالت شارژ و دشارژ باتری را می‌توان به صورت زیر نمایش داد:

$$E_S^{\min} \leq E_S(t) \leq E_S^{\max} \quad (1)$$

حال اگر توان شارژ و دشارژ ذخیره‌کننده‌های الکتریکی را $P_S(t)$ تعریف کنیم، آنگاه به صورت زیر به دست آورد:

$$P_S(t) = E_S(t) - E_S(t-1), t = 1, 2, \dots, T \quad (2)$$

که در این رابطه، $P_S(t)$ بایستی محدودیت‌های زیر را داشته باشد:

به‌طور کلی ریز شبکه به مجموعه‌ای از واحدهای تولید پراکنده با ظرفیت‌های معمولاً کمتر از پانصد کیلو وات اطلاق می‌گردد که می‌توانند به دو صورت متصل یا منفصل از شبکه بالادست خود عمل نمایند [۱-۴]. ذخیره‌کننده‌های انرژی نقش بسیار مهمی را در مدیریت انرژی و برنامه‌ریزی ریزش شبکه‌ها به عهده دارند. به طوری که می‌توانند با شارژ و دشارژ هوشمند بازدهی سیستم را بهبود بخشند [۵-۶]. این ادوات قادر هستند که با ذخیره انرژی‌های الکتریکی در ساعات کم مصرف و آزاد کردن آنها در زمان‌های پیک بار، ضمن پیک‌زدائی شبکه سبب کم شدن هزینه‌های بهره‌برداری ریز شبکه‌ها و منافع اقتصادی زیادی نیز گردند [۷]. علاوه بر آن، به عنوان یک واسط بین تولید و مصرف قادرند تولیدات منابع تولید پراکنده و توان‌های مبادلاتی با شبکه بالادست را طوری بهینه نمایند که آلودگی کل نیز به بهترین شکل ممکن حداقل شود [۸-۹]. اکثر مراجع علمی مدل کاملی که قادر باشند تمامی قیود در شرایط عملی ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی را تامین نمایند را ارائه نموده‌اند [۱۰-۱۵]. امروزه به دلیل مسائل آب و هوایی، اقتصادی و غیره، عدم قطعیت‌هایی در قسمت‌های مختلف زیر شبکه‌ها وجود دارد که بدون در نظر گرفتن آنها نمی‌توان به درستی به مدیریت انرژی در آنها پرداخت [۱۶]. به عنوان مثال به دلیل شرایط آب و هوایی، تولید منابع تولید پراکنده مانند توربین بادی و پنل‌های خورشیدی می‌تواند دست خوش تغییرات گردد. لذا به دلیل رفتار تصادفی سرعت باد یا تابش نور خورشید، توان تولیدی خروجی سلول‌های فتوولتائیک، توربین‌های بادی همواره با عدم قطعیت مواجه هستند. علاوه بر آن به دلیل تولید برق در شبکه بالا دست، مقدار بار الکتریکی مصرف‌کنندگان نیز می‌تواند برخلاف پیش‌بینی‌های انجام پذیرفته تغییر کند [۱۷]. در این راستا راهکارهای دقیق، نیازمند ورود بدون خطای اطلاعات قیمت انرژی الکتریکی در بازار برق هستند که مقدار دقیق بار مصرفی مشترکین قابل پیش‌بینی نمی‌باشد. بنابراین روش‌های بهینه‌سازی سنتی بایستی تحت شرایط فوق انجام پذیرد تا بتوان به بهترین و واقعی‌ترین جواب‌ها دست پیدا نمود. در این راستا، بایستی روش‌های جدیدی را به کار برد تا عدم قطعیت‌های موجود در جواب‌های خروجی را در نظر بگیرد و ریسک جواب‌های فوق را که به دلیل تصادفی بودن اطلاعات ورودی انسان به وجود آمده به کمترین مقدار خود تقلیل دهد. به‌طور کلی روش‌های احتمالی را می‌توان به سه دسته روش شبیه‌سازی مونت کالو، روش‌های تحلیل و روش‌های تقریبی تقسیم‌بندی نمود [۱۸].

روش مونت کالو یک روش درست و دقیق می‌باشد؛ اما ضعف این روش حجم بالای عملیات محاسباتی آن می‌باشد. روش‌های تحلیلی نسبت به روش مونت کالو دارای تعداد دفعات شبیه‌سازی

روش آماری فوق قابل انجام می‌باشد. در این راستا در هر مرحله شبیه‌سازی، یکی از متغیرهای تصادفی ورودی برابر با مقادیر میانگین آنها مطابق زیر قرار داده می‌شود:

$$S_{(l,po)} = f(c, \mu_{z_1}, \mu_{z_2}, \dots, z_{l,po}, \dots, \mu_{z_m}) \quad (7)$$

$$l = 1, 2, \dots, m, po = 1, 2$$

در رابطه بالا $z_{l,1}$ و $z_{l,2}$ موقعیت تصادفی ورودی z_1 است. زمانی - که جواب‌های قطعی مسئله $S_{(l,po)}$ به دست آمد، مقادیر انحراف از معیار و میانگین متغیرهای تصادفی خروجی قابل پیش‌بینی می‌باشد.

۳-۱- پیاده‌سازی روش تخمین $2m$ نقطه‌ای

در ادامه مراحل گام به گام روش تخمین $2m$ نقطه‌ای جهت به دست آوردن مشخصات متغیر تصادفی خروجی آورده شده است: ابتدا m را تعیین کرده، $E(S^h) = 0$ ($h = 1, 2$) تنظیم و پارامتر غیرمسلّم z_1 انتخاب می‌شود. مطابق (λ) مقدار چولگی z_1 ($\lambda_{pl,3}$) تعیین می‌شود.

$$\lambda_{pl,3} = \frac{E[(z_l - \mu_{z_l})^3]}{(\sigma_{z_l})^3} \quad (8)$$

در (λ) $E[(z_l - \mu_{z_l})^3] = \sum_{j=1}^N (z_{l,j} - \mu_{z_l})^3 \times \text{prob}(z_{l,j})$ می‌باشد، که N تعداد دفعات رصد کردن z_l و $\text{prob}(z_{l,j})$ نیز احتمال مشاهده هر کدام از $z_{l,j}$ ها می‌باشد، که توسط اپراتور سیستم تعیین می‌گردد. دو موقعیت مکانی استاندارد مطابق رابطه زیر به دست می‌آید:

$$\xi_{l,po} = \frac{\lambda_{z_1,3}}{2} + (-1)^{3-po} \sqrt{\left(m + \left(\frac{\lambda_{z_1,3}}{2}\right)\right)}, po = 1, 2 \quad (9)$$

سپس دو موقعیت مکانی پیش‌بینی شده به دست می‌آید.

$$z_{l,k} = \mu_{z_l} + \xi_{z_l,k} \cdot \sigma_{z_l}, po = 1, 2 \quad (10)$$

جواب قطعی مسئله برای po امین موقعیت مکانی پیش‌بینی شده طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود:

$$S_{(l,po)} = f(\mu_{z_1}, \mu_{z_2}, \dots, z_{l,po}, \dots, \mu_{z_m}), l = 1, 2, \dots, m \quad (11)$$

دو ضریب وزنی مربوط به z_l تعیین می‌شود.

$$w_{l,po} = \frac{(-1)^{po} \xi_{l,3-po}}{m (\xi_{l,1} - \xi_{l,2})}, po = 1, 2 \quad (12)$$

مشخصات متغیرهای تصادفی خروجی به روز رسانی می‌شود.

$$E(S^h) = E(S^h) + \sum_{po=1}^2 w_{l,po} \cdot (S(l, po))^h, h = 1, 2 \quad (13)$$

مراحل فوق تا زمانی که تمام پارامترهای نامشخص مدنظر قرار بگیرد ادامه می‌یابد. مقادیر میانگین و انحراف معیار کلیه متغیرهای تصادفی خروجی طبق رابطه زیر محاسبه می‌شود.

$$\mu_S = E(S^h), \sigma_S = \sqrt{E(S^h) - (E(S^h))^2} \quad (14)$$

$$\begin{cases} P_S(t) / \eta_D \leq P_{dech}^{max} \text{ For discharging } (P_S(t) > 0) \\ -\eta_C P_S(t) \leq P_{ch}^{max} \text{ For charging } (P_S(t) < 0) \end{cases} \quad (3)$$

در معادلات بالا η_D کارایی دشارژ باتری و η_C کارایی شارژ باتری می‌باشد. مقادیر منفی و مثبت $P_S(t)$ نشان‌دهنده حالت شارژ و دشارژ باتری می‌باشد. برای مدل‌سازی ذخیره‌کننده انرژی الکتریکی (باتری‌های الکتروشیمیایی) باید دو شرط مهم زیر برقرار باشد:

• از آنجا که در هر ساعت بسته به مقدار $P_S(t)$ انرژی ذخیره شده در باتری‌ها دائماً در حال تغییر است، لذا در هر ساعت کاری بایستی $P_S(t)$ طوری تعیین گردد که انرژی کل ذخیره شده در باتری بین محدوده‌های مجاز خود باقی بماند. محدودیت‌های $P_S(t)$ برای هر ساعت بصورت ذیل قابل بیان است:

$$E_S^{min} - E_S(0) \leq \sum_{k=1}^t P_S(k) \leq E_S^{max} - E_S(0), \forall t = 1, 2, \dots, T \quad (4)$$

• به منظور بهینه کردن انرژی کل یک ریز شبکه در یک دوره زمانی T ساعته، بایستی انرژی ابتدائی ذخیره‌کننده‌های الکتریکی و انرژی انتهایی آن با هم مساوی باشد ($E_S(0) = E_S(T)$). این محدودیت را می‌توان به صورت قید زیر بیان نمود:

$$\frac{1}{\eta_D} \sum_{P(t)>0, t=1}^T P_S(t) + \eta_C \sum_{P(t)<0, t=1}^T P_S(t) = 0 \quad (5)$$

۳-۲- مدل‌سازی عدم قطعیت

در این مقاله از روش تخمین $2m$ نقطه‌ای هانگ جهت مدل‌سازی عدم قطعیت‌های موجود در توان‌های خروجی PV و WT ، قیمت انرژی در بازار برق، و دیماند الکتریکی مصرف‌کنندگان ریز شبکه استفاده می‌شود. به‌طور کلی تابع ریاضی مدیریت انرژی ریزشبه‌ها را به صورت ذیل می‌توان بیان نمود:

$$S = f(c, z_1, z_2, \dots, z_m) \quad (6)$$

که در آن v مجموعه متغیرهای خروجی، S خروجی مسئله و نهایتاً تابع f نیز معادلات مربوط به توابع هدف ریزشبه می‌باشد. c مجموعه متغیرهای واقعی و غیر تصادفی است. Z_i ($i = 1, \dots, m$) متغیرهای ورودی تصادفی تحت عدم قطعیت با تابع احتمالی Df_{z_i} می‌باشند. به منظور پیدا کردن مشخصه‌های آماری متغیرهای تصادفی خروجی، روش فوق به تعدادی از مشخصه‌های متغیرهای ورودی تصادفی مانند ضرائب میانگین (μ_{pl})، واریانس (σ_{pl}) و ضریب چولگی ($\lambda_{pl,3}$) نیاز دارد. روش تخمین $2m$ نقطه‌ای دو ملاحظه برای هر یک از متغیرهای ورودی تصادفی z_l با عنوان‌های $(z_{l,1}, w_{l,1})$ و $(z_{l,2}, w_{l,2})$ در نظر می‌گیرد. $(po = 1, 2) Z_{l,po}$ به عنوان po امین موقعیت مکانی z_l نام‌گذاری می‌گردد و $(po = 1, 2) w_{l,po}$ یک فاکتور وزنی است که اهمیت موقعیت مکانی جهت ارزیابی مشخصه‌های آماری متغیرهای تصادفی را نشان می‌دهد. پیدا کردن جواب قطعی مسئله با اجرای $2m$ مرتبه



تابع چگالی احتمالی متغیر تصادفی خروجی را می‌توان با محاسبه مقادیر میانگین و انحراف از معیار و سری گرام چابکر تخمین زد.

۴- تابع هدف

هدف اصلی ریزشبه، تامین بهینه بارهای حرارتی و الکتریکی با در نظر گرفتن مسائل اقتصادی و زیست محیطی می‌باشد. در این طرح مقاله، فرض می‌شود که انرژی حرارتی تولیدی منابع تولید پراکنده (مانند میکروتوربین و پیل سوختی) یک رابطه خطی با تولید انرژی الکتریکی آن‌ها دارد. در این راستا به منظور مدیریت هوشمند انرژی در یک ریزشبه دو تابع هدف برای تامین برق مصرف‌کنندگان به شرح زیر در نظر گرفته می‌شود.

۴-۱- حداقل کردن همزمان هزینه‌های بهره‌برداری و آلاینده‌های زیست محیطی تولیدی

هزینه بهره‌برداری ریز شبکه شامل هزینه فروش توان الکتریکی منابع تولید پراکنده، هزینه‌های تعمیرات و نگهداری و هزینه‌های ناشی از خاموش و روشن شدن منابع، هزینه خرید یا فروش انرژی الکتریکی از شبکه بالادست می‌باشد. تابع هدف اقتصادی فوق را می‌توان به صورت ذیل خلاصه نمود:

$$F = \text{Min} \sum_{t=1}^T \left\{ \sum_{i=1}^{N_g} \left[u_i(t) P_{gi}(t) (B_{gi}(t) + K_{OM_i}) + EF_{gi} \times P_{gi}(t) + S_{gi} |u_i(t) - u_i(t-1)| \right] + \sum_{j=1}^{N_{Es}} \left[u_j(t) P_{Sj}(t) B_{Sj}(t) + P_{Grid}(t) B_{Grid}(t) + EF_{grid} \times P_{Grid}(t) \right] \right\} \quad (15)$$

که در آن N_g تعداد کل منابع تولید پراکنده، N_{Es} تعداد ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی (باتری‌های الکتروشیمیایی)، $B_{gi}(t)$ و $B_{Sj}(t)$ به ترتیب قیمت پیشنهادی i امین منابع تولید پراکنده و j امین ذخیره‌کننده انرژی الکتریکی در ساعت t ام می‌باشد. $P_{gi}(t)$ توان تولیدی i امین منبع تولید پراکنده در ساعت t ام و $P_{Sj}(t)$ نیز توان شارژ شده یا دشارژ شده i امین منبع ذخیره‌کننده الکتریکی در ساعت t ام است. $u_i(t)$ یک بردار حالت است که نشان‌دهنده روشن یا خاموش بودن واحدها در ساعت t ام می‌باشد. S_{gi} هزینه روشن شدن یا خاموش شدن i امین منبع تولید پراکنده در ساعت t ام است، K_{OM_i} ضریب مربوط به هزینه‌های تعمیر و نگهداری i امین منبع تولید پراکنده می‌باشد. در رابطه فوق $P_{Grid}(t)$ توان الکتریکی فروخته شده یا خریداری شده از شبکه بالادست در ساعت t ام می‌باشد و EF_{grid} و EF_{gi} ضریب آلاینده‌گی i امین منبع تولید پراکنده و ضریب آلاینده‌گی شبکه بالادست می‌باشد.

$$P_{Grid}(t) = P_L(t) - \left[\sum_{i=1}^{N_g} P_{gi}(t) + \sum_{j=1}^{N_{Es}} P_{Sj}(t) \right] \quad (16)$$

۴-۲- الگوریتم بهینه‌سازی

الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات (PSO)¹ یک روش بهینه‌سازی است که از رفتار جمعی گله پرندگان الهام می‌گیرد. این الگوریتم اولین بار در سال ۱۹۹۵ به‌عنوان یک الگوریتم بهینه‌سازی تصادفی مبتنی بر جمعیت پیشنهاد شد که مفهوم رفتار اجتماعی مشاهده شده در گله‌های پرندگان است. در الگوریتم ازدحام ذرات، جمعیتی از ذرات، راه‌حل‌های بالقوه را برای مسئله بهینه‌سازی نشان می‌دهند. هر ذره تحت تأثیر تجربه خود و دانش مشترک ذرات با بهترین عملکرد ازدحام در فضای جستجو حرکت می‌کند. این الگوریتم یک روش بهینه‌سازی قدرتمند است که از رفتار جمعی ذرات الهام گرفته شده و به دلیل سادگی، همگرایی سریع و استحکام، به ابزاری ارزشمند برای حل انواع مسائل بهینه‌سازی تبدیل شده است. در این مقاله به منظور بهینه کردن تابع هدف ارائه شده در (۱۵)، از الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات استفاده شده است. همچنین به منظور رسیدن به جواب‌های بهینه‌تر از یک مدل بهبود یافته پیشنهادی (MPSO)² استفاده شده است.

۴-۲-۱- الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات بهبود یافته (MPSO)

در الگوریتم بهینه‌سازی ازدحام ذرات، اندازه طول واحد حرکت ذرات $(X(i, j))$ یکی از پارامترهای مهم در سرعت همگرایی و دقت جواب بهینه می‌باشد؛ به‌طوری‌که اگر طول آن زیاد باشد دقت جواب بهینه به دست آمده کاهش پیدا می‌کند و در صورتی که طول آن کم باشد سرعت همگرایی کاهش می‌یابد. برای افزایش کارایی الگوریتم بهینه‌سازی پیشنهادی و بالا رفتن دقت و سرعت آن، یک تابع غیرخطی دینامیکی نزولی به جای مقادیر ثابت $X(i)$ در نظر گرفته شده است. تابع غیرخطی فوق را به صورت زیر تعریف نمود:

$$X(i, j+1) = \left(\frac{X(i, j) - X(N_c)}{N + X(N)} \right) (N - j) \quad (17)$$

در عبارت فوق j مرحله پروسه تکرار الگوریتم بوده و $X(N)$ یک پارامتر از پیش تعیین شده می‌باشد.

۵- شبیه سازی

در این قسمت به منظور ارزیابی روش پیشنهادی، الگوریتم فوق بر روی یک ریزشبه در یک بازه ۲۴ ساعته تست می‌شود. این ریزشبه شامل انواع منابع تولید پراکنده (توربین بادی، فتوولتائیک، میکروتوربین و پیل سوختی) و ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی می‌باشد. به منظور تامین مطمئن بارهای حرارتی، میکروتوربین و پیل سوختی به عنوان سیستم‌های تولید همزمان برق و حرارت در نظر گرفته شده است. این ریزشبه قادر است جهت تامین بهینه بارهای

² Modified Particle Swarm Optimization

¹ Particle Swarm Optimization



که به دلیل آلودگی های بیشتری که توسط شبکه های بالادست ریزشکبه ها تولید می شود، الگوریتم مورد نظر منابع تولید پراکنده را مجبور به تولید در حداکثر سقف مجاز نماید تا خرید انرژی از شبکه بالادست را به حداقل رسانده و در بعضی از ساعات نیز بتواند حتی به آن نیز انرژی بفروشد.

جدول (۱): محدودیت های منابع تولید پراکنده ریزشکبه

Type	Min power (kW)	Max Power (kW)	shut down Start up cost (Euro/kW)
MT	6	30	0.107
FC	3	30	0.138
PV	0	25	0
WT	0	15	0
ESS	-30	30	0

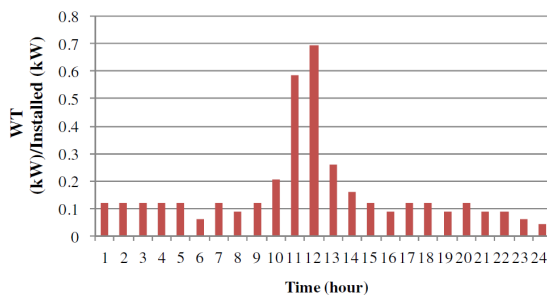
جدول (۲): قیمت انرژی الکتریکی شبکه بالادست (Euro/kWh)

و دیماند الکتریکی (kW)

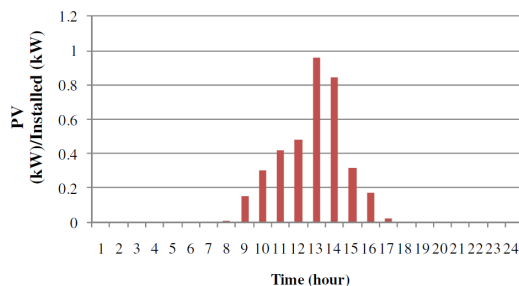
Hr	Elec Price	P_{L_elec}	Hr	Elec Price	P_L
1	0.033	52	13	0.215	72
2	0.027	50	14	0.572	72
3	0.02	50	15	0.286	76
4	0.017	51	16	0.279	80
5	0.017	56	17	0.086	85
6	0.029	63	18	0.059	88
7	0.033	70	19	0.05	90
8	0.054	75	20	0.061	87
9	0.215	76	21	0.181	78
10	0.572	80	22	0.077	71
11	0.572	78	23	0.043	65
12	0.572	74	24	0.037	

جدول (۳): ضرایب آلودگی منابع تولید پراکنده و شبکه

Emission type	Emission factors (kg/MWh)	
	MT	Grid
NOX	0.2	2.295
CO2	724	922
SO2	0.0036	3.583



شکل (۱): نمودار نرمال شده توان خروجی توربین بادی



شکل (۲): نمودار نرمال شده توان خروجی پنل خورشیدی

الکتریکی خود، توان الکتریکی محدودی را با توجه به مسائل اقتصادی و زیست محیطی با شبکه فشار متوسط بالا دست خود مبادله نماید. همه منابع تولید پراکنده مجاز به تولید الکتریسته تنها در محدوده های مجاز خود هستند. همچنین جهت بهینه نمودن عملکرد کل ریزشکبه، آنها قادرند واحدهای خود را بسته به شرایط مختلف خاموش و یا روشن کنند. عدم قطعیت موجود در منبع خورشیدی و بادی نیز توسط روش $2m$ در نظر گرفته شده است.

در جدول (۱) ماکزیمم و مینیمم تولید توان هر یک از منابع تولید پراکنده به همراه هزینه خاموش یا روشن شدن آنها آورده شده است. قیمت انرژی الکتریکی شبکه بالادست و دیماند الکتریکی ریزشکبه در طول مدت شبانه در جدول (۲) آورده شده است. ضرایب آلودگی نیز برای منابع تولید پراکنده و شبکه بالادست در جدول (۳) بیان گردیده است قیمت تمام شده تولید توان برای هر یک از منابع تولید پراکنده و هزینه شارژ و شارژ ذخیره کننده انرژی در جدول (۴) نشان داده است. نمودار نرمال شده توان خروجی پیش بینی شده مولدهای PV و WT در شکل (۱-۲) آورده شده است. همچنین در شبکه مورد مطالعه برای ذخیره کننده انرژی الکتریکی

$$P_{exch}^{max} = 60kW, E_S(0) = 5kW, \eta_C = \eta_D = 90\%$$

$$P_{th_ch}^{max} = P_{th_dech}^{max} = 40kW \text{ و } E_S^{max} = 150kW \text{ می باشد.}$$

در این مرحله، الگوریتم بهینه سازی MPSO جهت بهینه نمودن هزینه کل بهره برداری و آلاینده های تولیدی مورد استفاده قرار می گیرد. به منظور نشان دادن کارایی و دقت الگوریتم پیشنهادی MPSO، مجموعه جواب های حاصل با الگوریتم های بهینه سازی ژنتیک و PSO مقایسه گردیده است (جدول (۵)). مقایسه نتایج نشان می دهد که الگوریتم بهینه سازی پیشنهادی MPSO هم کارا بوده و هم نسبت به الگوریتم های PSO و GA علاوه بر رسیدن به جواب های بهتر، دارای میانگین و انحراف از معیار بهتری نیز می باشد.

نقاط کار بهینه هر یک از منابع تولید پراکنده، همچنین نحوه شارژ و دشارژ بهینه ذخیره کننده انرژی و توان مبادلاتی با شبکه بالادست در جدول (۶) نشان داده شده است. نتایج نشان می دهد که هنگامی که قیمت انرژی در شبکه بالادست کمتر از قیمت تمام شده انرژی تولیدی منابع تولید پراکنده ریزشکبه باشد، ذخیره کننده انرژی الکتریکی باتری با توجه به ماکزیمم ظرفیت خود شارژ می گردد. در دوره پیک بار که قیمت انرژی در شبکه بالادست بالا باشد، تمامی منابع تولید پراکنده تا حداکثر سقف قابل تولید خود، انرژی تولید می کنند و ذخیره کننده انرژی الکتریکی نیز دشارژ می گردد این در حالی است که پس از تأمین بارهای الکتریکی داخلی ریزشکبه، مازاد انرژی به شبکه بالادست فروخته می شود. علاوه بر آن همزمان با تأمین انرژی بارهای الکتریکی ریزشکبه، انرژی شارژ و دشارژ ذخیره کننده های انرژی الکتریکی نیز تأمین می شود. توابع جریمه مربوط به آلاینده زیست محیطی در تابع هدف، با در نظر گرفتن آلاینده های زیست محیطی به عنوان تابع هدف باعث می شود



جدول (۴): قیمت‌های تمام شده تولید انرژی توسط منابع تولید

پراکنده (Euro / kWh)

Hour	MT	FC	PV	WT	Battery
1	0.0823	0.1277	0	0.021	0.1192
2	0.0823	0.1277	0	0.017	0.1192
3	0.0831	0.1285	0	0.0125	0.1269
4	0.0831	0.129	0	0.011	0.1346
5	0.0838	0.1285	0	0.001	0.1423
6	0.0838	0.1292	0	0.015	0.15
7	0.0846	0.1292	0	0.021	0.1577
8	0.0854	0.13	0.0646	0.033	0.1608
9	0.0862	0.1308	0.0654	0.062	0.1662
10	0.0862	0.1315	0.0662	0.125	0.1677
11	0.0892	0.1323	0.0669	0.15	0.1731
12	0.09	0.1315	0.0677	0.155	0.1769
13	0.0885	0.1308	0.0662	0.125	0.1692
14	0.0885	0.1308	0.0654	0.135	0.16
15	0.0885	0.1308	0.0646	0.115	0.1538
16	0.09	0.1315	0.0638	0.085	0.15
17	0.0908	0.1331	0.6538	0.035	0.1523
18	0.0915	0.1331	0.0662	0.025	0.15
19	0.0908	0.1338	0	0.02	0.1462
20	0.0885	0.1331	0	0.23	0.1462
21	0.0862	0.1315	0	0.033	0.1431
22	0.0846	0.1308	0	0.015	0.1385
23	0.0838	0.13	0	0.021	0.1346
24	0.0831	0.1285	0	0.017	0.1269

در این مقاله به بهینه‌سازی و تعیین نقاط کار بهینه برای اجزای یک ریزشبکه پرداخته شده است. در این راستا ابتدا یک مدل با در نظر گرفتن تمامی شرایط عملی برای ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی ارائه گردیده است. به منظور در نظر گرفتن عدم قطعیت‌های موجود در یک ریزشبکه، از روش تخمین دونقطه‌ای استفاده شده است. همچنین یک تابع هدف دو منظوره شامل مسائل زیست محیطی و اقتصادی در نظر گرفته شده که هدف اصلی این تابع آن است که به حداقل کردن همزمان هزینه‌های کل بهره‌برداری و آلاینده‌های زیست محیطی بپردازد. در قسمت بهینه‌سازی با توجه به فضای جستجوی بزرگ مسئله فوق و همچنین غیرخطی بودن آن، از الگوریتم پیشنهادی بهبود یافته ازدحام ذرات استفاده شده است. نهایتاً الگوریتم پیشنهادی بر روی یک ریزشبکه نمونه اعمال گردید و نتایج نشان می‌دهد که الگوریتم فوق قادر است به طرز مناسبی نقاط کار بهینه کلیه منابع تولید پراکنده، نحوه شارژ و دشارژ ذخیره‌کننده‌های انرژی الکتریکی و همچنین میزان توان الکتریکی مبادلاتی با شبکه بالادست را در شرایطی که کل هزینه‌های بهره‌برداری و آلودگی‌های زیست محیطی تولیدی به‌طور همزمان حداقل گردد، به‌دست آورد.

مراجع

- [1] G. Melath, S. Rangarajan and V. Agarwal, "Comprehensive power management scheme for the intelligent operation of photovoltaic-battery based hybrid microgrid system", *IET Renew. Power Gener.*, vol. 14, no. 1, pp. 1688-1698, 2020
- [2] Z. Yi, W. Dong and A. H. Etemadi, "A unified control and power management scheme for PV-battery-based hybrid microgrids for both grid-connected and islanded modes", *IEEE Trans. Smart Grid*, vol. 9, no. 6, pp. 5975-5985, Nov. 2018.
- [3] S. Sen and V. Kumar, "Simplified modeling and HIL validation of solar PVs and storage-based islanded microgrid with generation uncertainties", *IEEE Syst. J.*, vol. 14, no. 2, pp. 2653-2664, Jun. 2020.
- [4] X. Zhang, B. Wang, U. Manandhar, H. Beng Gooi and G. Foo, "A model predictive current controlled bidirectional three-level DC/DC converter for hybrid energy storage system in DC microgrids", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 5, pp. 4025-4030, May 2019.
- [5] B. R. Ravada and N. R. Tummuru, "Control of a supercapacitor-battery-PV based stand-alone DC-microgrid", *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 35, no. 3, pp. 1268-1277, Sep. 2020.
- [6] . Shan, J. Hu, K. W. Chan, Q. Fu and J. M. Guerrero, "Model predictive control of bidirectional DC-DC converters and AC/DC interlinking converters—A new control method for PV-Wind-Battery microgrids", *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 10, no. 4, pp. 1823-1833, Oct. 2019.
- [7] O. Wallscheid and E.F.B. Ngoumtsa, "Investigation of disturbance observers for model predictive current control in electric drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 12, pp. 13 563-13 572, Dec. 2020.
- [8] J. Guo, "Robust tracking control of variable stiffness joint based on feedback linearization and disturbance observer

جدول (۵): مقایسه روش بهینه‌سازی MPSO با الگوریتم‌های دیگر

Standard deviation (Euro)	Average (Euro)	Worst solution (Euro)	Best solution (Euro)	Algorithm
0.3234	159.29	161.456	154.197	GA
0.2517	154.14	160.347	151.265	PSO
0.0964	145.37	145.567	145.347	MPSO

جدول (۶): تعیین نقاط بهینه منابع تولید پراکنده، نحوه شارژ و

دشارژ ذخیره‌کننده انرژی و توان مبادلاتی با شبکه بالادست

Hr	MT	FC	PV	WT	Battery	Utility
1	0	17.07	0	0.94	-4.88	38.86
2	6.95	29.64	0	0.94	4.88	7.566
3	13.64	15.35	0	0.94	-32.57	52.62
4	13.45	4.82	0	0.94	-30.06	61.83
5	12.6	0	0	0.94	10.21	32.14
6	8.38	17.75	0	0.48	22.19	14.17
7	13.99	23.03	0	0.94	-8.72	40.75
8	14.61	12.64	0.07	0.69	-3.57	50.55
9	17.90	4.11	1.31	0.94	-31.06	82.78
10	22.46	17.34	2.64	1.64	20.54	15.35
11	29.65	24.0	3.68	4.66	-21.46	37.37
12	13.33	11.20	4.20	5.53	2.99	36.73
13	21.27	16.82	11.89	2.07	0.38	19.54
14	21.56	20.02	11.48	1.252	23.23	-5.55
15	0	13.29	2.75	0.94	8.23	50.77
16	16.92	24.67	1.47	0.69	17.98	18.24
17	29.45	10.50	0.19	0.94	-16.09	59.99
18	10.17	22.46	0	0.945	-0.70	55.11
19	12.68	0	0	0.67	-17.24	93.87
20	13.90	19.25	0	0.94	13.42	39.46
21	17.93	10.02	0	0.69	25.73	23.61
22	22.17	4.99	0	0.699	16.58	26.54
23	7.34	11.61	0	0.48	0	45.5
24	22.48	20.52	0	0.32	0	12.66



- with estimation error compensation", *IEEE Access*, vol. 8, pp. 173 732–173 754, 2020.
- [9] H. Bakhshi Yamchi, H. Shahsavari, N. T. Kalantari, A. Safari and M. Farrokhifar, "A cost-efficient application of different battery energy storage technologies in microgrids considering load uncertainty", *J. Energy Storage*, vol. 22, pp. 17-26, Apr. 2019.
- [10] M. Faisal, M. A. Hannan, P. J. Ker, M. S. A. Rahman, R. A. Begum and T. M. I. Mahlia, "Particle swarm optimised fuzzy controller for charging–discharging and scheduling of battery energy storage system in MG applications", *Energy Rep.*, vol. 6, pp. 215-228, Dec. 2020.
- [11] M. S. Reza, M. Mannan, S. B. Wali, M. A. Hannan, K. P. Jern, S. A. Rahman, et al., "Energy storage integration towards achieving grid decarbonization: A bibliometric analysis and future directions", *J. Energy Storage*, vol. 41, Sep. 2021.
- [12] E. Borri, A. Tafone, G. Zsembinszki, G. Comodi, A. Romagnoli and L. F. Cabeza, "Recent trends on liquid air energy storage: A bibliometric analysis", *Appl. Sci.*, vol. 10, no. 8, pp. 2773, Apr. 2020.
- [13] S. B. Wali, M. A. Hannan, M. S. Reza, P. J. Ker, R. A. Begum, M. S. A. Rahman, et al., "Battery storage systems integrated renewable energy sources: A bibliometric analysis towards future directions", *J. Energy Storage*, vol. 35, Mar. 2021.
- [14] A. Q. Al-Shetwi, M. A. Hannan, K. P. Jern, M. Mansur and T. M. I. Mahlia, "Grid-connected renewable energy sources: Review of the recent integration requirements and control methods", *J. Cleaner Prod.*, vol. 253, Apr. 2020.
- [15] M. A. Hannan, M. Faisal, P. Jern Ker, R. A. Begum, Z. Y. Dong and C. Zhang, "Review of optimal methods and algorithms for sizing energy storage systems to achieve decarbonization in microgrid applications", *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 131, Oct. 2020.
- [16] V. V. S. N. Murty and A. Kumar, "Multi-objective energy management in microgrids with hybrid energy sources and battery energy storage systems", *Protection Control Mod. Power Syst.*, vol. 5, no. 1, pp. 1-20, 2020.
- [17] X. Wu, S. Qi, Z. Wang, C. Duan, X. Wang and F. Li, "Optimal scheduling for microgrids with hydrogen fueling stations considering uncertainty using data-driven approach", *Appl. Energy*, vol. 253, Nov. 2019.
- [18] A. Mansour-Saatloo et al., "Multi-objective IGDT-based scheduling of low-carbon multi-energy microgrids integrated with hydrogen refueling stations and electric vehicle parking lots", *Sustain. Cities Soc.*, vol. 74, Nov. 2021.
- [19] T. Ding, M. Qu, C. Huang, Z. Wang, P. Du and M. Shahidehpour, "Multi-period active distribution network planning using multi-stage stochastic programming and nested decomposition by SDDIP", *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 36, no. 3, pp. 2281-2292, May 2021.
- [20] X. Cao, X. Sun, Z. Xu, B. Zeng and X. Guan, "Hydrogen-based networked microgrids planning through two-stage stochastic programming with mixed-integer conic recourse", *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.*, vol. 19, no. 4, pp. 3672-3685, Oct. 2022.
- [21] Y. Liu, R. Sioshansi and A. J. Conejo, "Multistage stochastic investment planning with multiscale representation of uncertainties and decisions", *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 33, no. 1, pp. 781-791, Jan. 2018.





بهینه کردن مصرف توان و تأخیر در طراحی جمع کننده ی کامل بر پایه ی فناوری CMOS

وحید دهقان^۱، محسن کاتبی جهرمی^{۲*}

۱- گروه مهندسی برق، واحد صفاشهر، دانشگاه آزاد اسلامی، صفاشهر، ایران
vahid.md28@yahoo.com

۲- گروه مهندسی برق، واحد صفاشهر، دانشگاه آزاد اسلامی، صفاشهر، ایران
moh_katebi_jah@yahoo.com

چکیده: هدف مقاله حاضر بررسی بهینه کردن مصرف توان و تأخیر در طراحی جمع کننده ی کامل بر پایه ی فناوری CMOS می باشد. ایده های مختلفی که در پیاده سازی مدارات جمع کننده وجود داشته، شبیه سازی شده اند. در پیاده سازی مدار سلول جمع کننده، در بعضی از مقالات، طبقات ورودی و در بعضی دیگر طبقات خروجی متفاوت است. در مقالات متفاوت از منطق های CMOS مکمل، نسبتی، ترانزیستور عبوری مکمل، گیت های انتقال و تابع اکثریت استفاده شده است. در این مقاله، یک جمع کننده ی کامل بر مبنای فناوری CMOS طراحی و توسط نرم افزار HSPICE شبیه سازی شده است. نتایج نشان می دهد که بهینه سازی مصرف توان و تأخیر در طراحی جمع کننده ی کامل با استفاده از روش پیشنهادی به شکل موثری انجام شده است و نتایج شبیه سازی، برتری جمع کننده ی پیشنهادی را نسبت به دیگر مدل ها نشان می دهد.

واژه های کلیدی: توان مصرفی، جمع کننده ی کامل، فناوری CMOS، بهینه سازی.

Optimizing power consumption and delay in designing full adder based on CMOS technology

Vahid Dehghan¹, Mohsen Katebi Jahromi^{2*}

¹ Department of Electrical Engineering, Safashahr Branch, Islamic Azad University, Safashahr, Iran
vahid.md28@yahoo.com

² Department of Electrical Engineering, Safashahr Branch, Islamic Azad University, Safashahr, Iran
moh_katebi_jah@yahoo.com

Abstract: The aim of this article is to investigate the optimization of power consumption and delay in the design of full adder based on CMOS technology. Different ideas that have existed in the implementation of adder circuits have been simulated. In the implementation of the adder cell circuit, in some articles the input classes are different and in some others the output classes are different. In different articles, complementary CMOS logic, ratio, complementary pass transistor, transfer gates and majority function have been used. In this paper, a full adder based on CMOS technology is designed and simulated by HSPICE software. The results show that the optimization of power consumption and delay in the design of the full adder has been done effectively using the proposed method, and the simulation results show the superiority of the proposed adder over other models.

Keywords: power consumption, full adder, CMOS technology, optimization.

DOI: 00.00000/0000

تاریخ چاپ مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۲۸

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۵/۲۷

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۳/۱۸



۱- مقدمه

جمع، یک عملیات بسیار پایه در حساب است. تفریق، ضرب، تقسیم و محاسبه آدرس، تعدادی از عملکردهای شناخته شده‌ای هستند که بر مبنای جمع انجام می‌شوند. این عملیات به‌طور گسترده‌ای در بسیاری از کاربردهای VLSI مورد استفاده قرار می‌گیرند. به دلیل اینکه سلول تمام‌جمع‌کننده، بلاک ساختاری جمع دودویی است، بهبود کارایی جمع‌کننده یک بیتی، یک هدف مهم بوده و توجه بسیاری به آن شده است. تنوع گسترده‌ای از تمام جمع‌کننده‌ها با استفاده از سبک‌ها و فناوری‌های منطقی متفاوت تاکنون در متون تحقیقی [۴-۸] گزارش شده است. با نگاهی به تاریخ الکترونیک، ملاحظه می‌شود یکی از دلایل اولیه پیشرفت فناوری، نیاز آیندگان به استفاده از فناوری‌های جدید و پیچیده‌تر می‌باشد. مدارهای دیجیتال^۱ نیز به دلیل سادگی در طراحی، قابلیت پیاده‌سازی با فناوری‌های ارزان و مصرف توان کمتر نسبت به مدارهای آنالوگ^۲ مزیت دارند [۷]. به همین علت سعی شد، همگام با پیشرفت فناوری، مصرف انرژی نیز در مدارات از جمله مدارات CMOS بهبود یابد؛ بنابراین یکی از عوامل تأثیرگذار در عملکرد مدارها، نحوه طراحی مدار می‌باشد. با توجه به این‌که هر مدار از اجزای متنوعی ساخته شده است یکی از اجزای مهم در برخی از مدارها که با اندک تغییراتی باعث تغییر در عملکرد مدار می‌شود، جمع‌کننده^۳ می‌باشد [۷] عمل جمع یکی از پایه‌ای‌ترین عملیات مورد استفاده در دیگر عملیات ریاضی است؛ بنابراین جمع‌کننده‌ها به‌عنوان یکی از بلوک‌های ریاضی و واحد منطقی (ALU^۴) سیستم دیجیتال اهمیت ویژه‌ای پیدا می‌کنند، که عملیات تفریق، ضرب و تقسیم را به‌علاوه‌ی جمع انجام می‌دهند و در نتیجه بهبود پارامترهای عملکردی آن برای کارایی بهتر ضروری است [۴، ۷، ۸ و ۱۰].

مدار تمام جمع‌کننده تک‌بیتی یکی از مدارهای مهم محاسباتی می‌باشد، در نتیجه سرعت برای این‌گونه مدارها از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است، زیرا هرگونه کاهش تأخیر در مدار می‌تواند روند عملکردی مدار فوق را سرعت ببخشد [۱]. در طراحی یک تمام جمع‌کننده^۴، یکی از اهداف اصلی رسیدن به سرعت بالا می‌باشد و در کل دارای عملکرد مطلوبی باشد. طراحی یک تمام جمع‌کننده با ساختار ساده و مصرف توان محدود می‌تواند در ساده کردن مدارهای دیجیتالی نقش خوبی داشته باشد. معیارهای مشخصی برای طراحی بهتر تمام جمع‌کننده وجود دارد. مهم‌ترین معیار همان کاربرد مدار است. از معیارهای دیگر می‌توان به توان مصرفی کم^۵، سرعت بالا^۶ و سادگی مدار نام برد که خود این معیارها را می‌توان اجزایی از معیار کاربرد در نظر گرفت. جمع‌کننده‌ها، در وسایل دیجیتالی بسیاری کاربرد دارند و عنصر اساسی در بسیاری از مدارهای محاسباتی محسوب

می‌شوند [۹]. در این پژوهش، یک ساختار برای تمام جمع‌کننده‌های پویا ارائه می‌شود. این ساختار توسط تکنیک CMOS طراحی می‌شود. شبیه‌سازی مدارات موجود در این پژوهش همگی در شرایط یکسان توسط نرم‌افزار HSPICE با فناوری ۱۸۰ نانومتر CMOS صورت می‌گیرد.

در این مقاله یک مدار جمع‌کننده‌ی کامل با فناوری CMOS شبیه‌سازی خواهد شد که برای بهینه کردن مصرف توان و تأخیر در طراحی ارائه خواهد شد. در این راستا، ضمن بررسی جمع‌کننده‌های ارائه‌شده، جمع‌کننده‌های دیگری نیز مورد بررسی قرار می‌گیرد که تمامی آن‌ها با استفاده از نرم‌افزار HSPICE، شبیه‌سازی می‌شود، بنابراین آنالیز مدار طراحی‌شده و شبیه‌سازی‌ها به‌منظور اعتبارسنجی آنالیز با استفاده از نرم‌افزار HSPICE انجام خواهد شد. سه نوع مختلف از مدارهای CMOS شامل مدارهای با کارایی بالا (HP)، توان عملکردی پایین (LOP^۱) و توان آمادبه‌کار کم (LSTP) می‌باشند. مدارهای HP برای بیشترین سرعت و کمترین طول گیت ممکن در هر لحظه از زمان بهینه شده‌اند. در حالی که ترانزیستورهای LSTP تأکید را روی جریان‌های ناشی کم قرار می‌دهند که این امر مستلزم استفاده از ترانزیستورهای دارای کانال طولانی‌تر است [۵].

۲- مبانی نظری

۲-۱- اهمیت تمام جمع‌کننده‌ها

جمع‌کننده‌ها یکی از مهم‌ترین اجزای پردازشی در سیستم‌های کامپیوتری دیجیتال است. علاوه بر استفاده‌ی جمع‌کننده در واحد پردازش منطقی، از جمع‌کننده در تغییر مقدار شمارنده‌های برنامه و محاسبه‌ی آدرس‌های درست حافظه استفاده می‌شود. آمارها نشان می‌دهد که ۷۲٪ از عملیات حسابی در ماشین‌های RISC جمع بوده و در پردازنده‌های ARM نیز ۸۰٪ از عملیات مربوط به جمع می‌باشد. در واقع کارایی پردازنده‌ها به‌طور گسترده‌ای به سرعت و سطح مورد استفاده‌ی جمع‌کننده‌ها بستگی دارد. جمع‌کننده‌های هم‌زمان و غیر هم‌زمان از پس واحد کنترل ساعت به وجود آمدند. بلوک‌هایی که عملیات حسابی را انجام می‌دهند معمولاً در بیشتر سیستم‌های الکترونیکی مورد استفاده قرار می‌گیرند. جمع دیجیتال یک عملیات اساسی ریاضی است و اساس سایر عملیات ریاضیاتی است که معمولاً مورد استفاده قرار می‌گیرند؛ بنابراین سلول تمام جمع‌کننده کامل تک‌بیتی یک جزء ضروری از یک ALU (واحد ریاضی و منطقی) یک سیستم دیجیتالی است. افزایش عملکرد سلول تمام جمع‌کننده برای سرعت بیشتر و توان کمتر بلوک ریاضی ضروری است [۴ و ۷].

4 Full Adder
5 Low Power
6 High Speed

1 Digital
2 Analog
3 Adder



۲-۲- تمام جمع‌کننده‌های تک‌بیتی

یکی از پایه‌ای‌ترین عملیات مورد استفاده در هر سیستم الکترونیکی دیجیتال، عملیات جمع است. سلول جمع‌کننده رایج، یک تمام جمع‌کننده است که سه ورودی با هم جمع می‌شوند و دو خروجی را مطابق معادلات زیر به وجود می‌آورند [۱۰].

$$C_{out} = C_{in}(A + B) + AB \quad (۱)$$

$$Sum = C_{out}(A + B + C_{in}) + ABC_{in} \quad (۲)$$

تعداد بی‌شماری از سلول‌های تمام جمع‌کننده کامل تک‌بیتی با تعداد مختلف ترانزیستور و مبادلات عملکردی در سرعت و قدرت طراحی و شناسایی شده‌اند. هر طراحی سلولی، مزایا و معایبی دارد که در این کار مشاهده می‌شود [۱۲]. چهار نوع سلول طراحی تمام جمع‌کننده وجود دارد:

- (SCMOS) Static CMOS
- (CPL) Complementary Pass Transistor Logic
- (TG) Transmission Gate
- (HCMOS) Hybrid CMOS

۳-۲- جمع‌کننده کامل

یک جمع‌کننده کامل مداری ترکیبی است که جمع حسابی سه بیت را تشکیل می‌دهد. پارامترهای X و Y دو بیت با ارزش جمع شونده را نشان می‌دهند. ورودی سوم Z نقلی حاصل از مکان کم‌ارزش‌تر قبلی است. مدار به دو خروجی نیاز دارد زیرا جمع حسابی سه رقم دودویی بین ۰ تا ۲ می‌باشد و اعداد ۲ و ۲ به دو رقم دودویی نیاز دارند. دو خروجی با سمبل S برای جمع و C برای نقلی مشخص شده‌اند. متغیر دودویی S مقدار کم‌ارزش‌تر جمع را به دست می‌دهد. متغیر دودویی C نقلی خروجی را بیان‌گر است. جدول درستی جمع‌کننده کامل در جدول (۱) دیده می‌شود. هشت سطر زیر سه متغیر، همه ترکیبات ممکن را نشان می‌دهند. متغیرهای خروجی از جمع حسابی بیت‌های ورودی معین می‌شوند. وقتی همه بیت‌های ورودی ۰ هستند، خروجی ۰ است. خروجی S هنگامی ۱ می‌شود که فقط یک ورودی برابر ۱ باشد. یا اگر هر سه ورودی ۱ باند. خروجی C هم موقعی ۱ است که دو یا سه ورودی برابر ۱ باشند [۱۲].

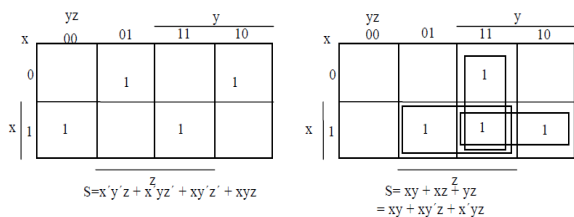
تفسیر بیت‌های ورودی و خروجی مدار ترکیبی در مراحل مختلف طراحی متفاوت است. به‌طور فیزیکی سیگنال‌های دودویی ورودی‌ها ارقامی دودویی تصور می‌شوند که به‌صورت حسابی باید با هم جمع شده و جمع دورقمی را در خروجی تولید کنند. از طرف دیگر، در جدول درستی یا هنگام پیاده‌سازی با گیت‌های منطقی، همان مقادیر به‌عنوان متغیرهای بول تعبیر می‌شوند. نقشه خروجی‌های جمع‌کننده کامل در شکل (۱) ملاحظه می‌شود. عبارات ساده‌شده به صورت (۳-۴) است. نمودار منطقی پیاده شده به‌صورت جمع حاصل‌ضرب‌ها در شکل (۲) مشاهده می‌شود.

$$S = x'y'z' + x'yz' + xy'z' + xyz \quad (۳)$$

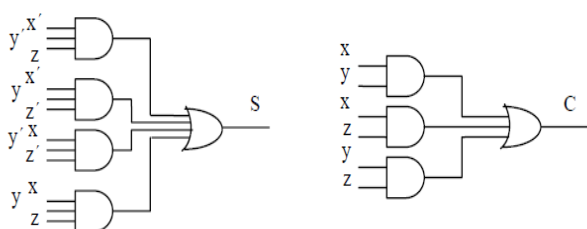
$$C = xy + xz + yz \quad (۴)$$

۴-۲- جمع‌کننده دودویی

یک جمع‌کننده دودویی مداری دیجیتال است که جمع حسابی دو عدد دودویی را تولید می‌کند. می‌توان آن را از به هم پیوستن متوالی جمع‌کننده کامل ساخت و در آن هر خروجی نقلی از هر جمع‌کننده کامل به ورودی نقلی جمع‌کننده کامل بعدی زنجیروار بسته می‌شود. شکل (۳) اتصالات درونی مدار چهار جمع‌کننده کامل (FA) برای تهیه جمع‌کننده دودویی ۴ بیت با نقلی موج گونه را نشان می‌دهد. بیت‌های مضاف از A و مضاف‌البه از B با اعداد اندیس دار از راست به چپ و با اندیس ۰ در بیت کم‌ارزش‌تر مشخص شده است. نقلی‌ها به‌صورت زنجیر جمع‌کننده‌های کامل را به هم وصل کرده‌اند. نقلی ورودی به جمع‌کننده C_0 وصل بوده و موج گونه‌وار تا نقلی خروجی C_4 انتشار می‌یابد. خروجی‌های S بیت‌های حاصل جمع را تولید می‌کنند. یک جمع‌کننده n بیت به n جمع‌کننده کامل نیاز دارد و هر خروجی نقلی به ورودی نقلی جمع‌کننده رتبه بالاتر وصل می‌شود [۱۰].



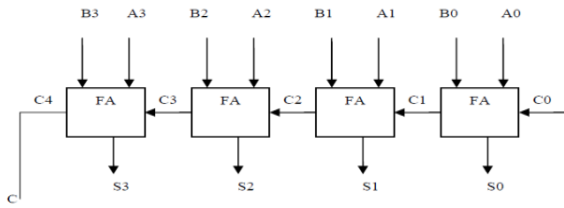
شکل (۱): جدول کارنو برای تمام جمع‌کننده بر اساس روابط (۳-۴)



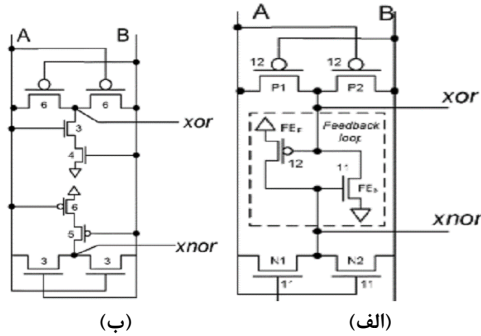
شکل (۲): شمای جمع‌کننده به‌صورت جمع حاصل‌ضرب‌ها [۱۳]

جدول ۱: جدول درستی تمام جمع‌کننده

x	y	z	C	S
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	0	1
0	1	1	1	0
1	0	0	0	1
1	0	1	1	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

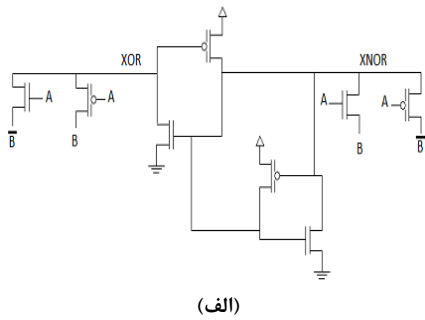


شکل (۳): جمع‌کننده چهار بیتی

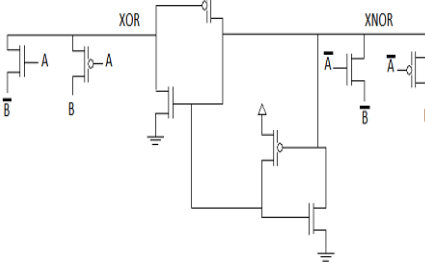


شکل (۴): مدار شش ترانزیستوری و هشت ترانزیستوری برای

عملکرد XOR-XNOR

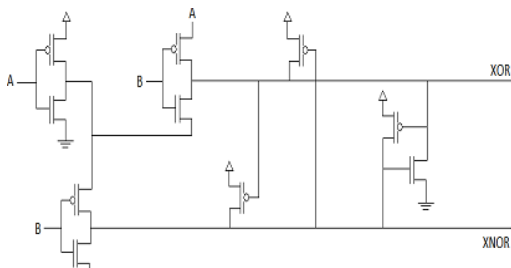


(الف)



(ب)

شکل (۵): مدارهای XOR-XNOR دو بازخوردی



شکل (۶): مدار معرفی‌شده در [۱۱]

بیت‌ها با کمک جمع‌کننده کامل و از کم‌ارزش‌ترین مکان باهم جمع می‌شوند تا بیت حاصل جمع و نقلی را تشکیل دهند. نقلی ورودی C_0 در کم‌ارزش‌ترین مکان باید باشد. مقدار C_{i+1} در یک مکان مفروض، نقلی خروجی جمع‌کننده کامل است. این مقدار به نقلی ورودی تمام جمع‌کننده‌ای که بیت‌های یک مکان بالاتر در سمت چپ را جمع می‌کند انتقال می‌یابد. بنابراین بیت‌ها از راست به چپ تولید شده و به محض تولید نقلی قبل از خود در اختیار خواهند بود. برای داشتن خروجی جمع صحیح، همه نقلی‌ها باید تولید شده باشند [۳].

۳- روش پیشنهادی

۳-۱- طراحی یک مدار XOR-XNOR کم‌مصرف مقاوم

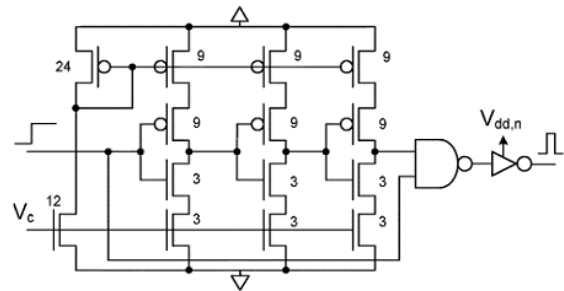
در برابر نویز

این دو ترانزیستور باعث می‌شوند در حالت گذر مؤلفه ورودی در حالات "۰۰" و یا "۱۱" حداقل یک هدایت منطقی قوی برای سوئیچ کردن ترانزیستورهای بازخورد ۱ وجود داشته باشد تا بتوان بدین‌وسیله از شرایط موجود در مدار شش ترانزیستوری گذشته دوری کرد. این عمل باعث شده تأخیر مدار به‌طور قابل توجهی بهبود یابد؛ اما یک مشکل در نتیجه اضافه کردن ترانزیستورهای PMOS و NMOS به وجود می‌آید و آن هنگامی رخ می‌دهد که مؤلفه ورودی "AB" "۱۰" است. در این حالت هر دو ترانزیستور روشن هستند، بنابراین مدار دارای توان مصرفی بالایی نیز است. مدار دیگری که در [۷] معرفی شده است، عبارت است از مداری با سیگنال‌های ورودی مکمل و معکوس و حلقه‌های بازخورد مستقیم و معکوس که در شکل (۵) نشان داده شده است. شبکه‌های بازخورد دوتایی برای برطرف کردن مشکل سطح منطقی استفاده شده، به‌گونه‌ای که حلقه بازخورد مستقیم برای بهبود سطح ولتاژ خروجی برای ترکیبات ورودی "۰۰" و "۱۱" مورد استفاده قرار گرفته است. درحالی‌که حلقه بازخورد معکوس برای بالا بردن سطح منطقی خروجی مدار برای ترکیبات ورودی "۰۱" و "۱۰" استفاده می‌شود [۷].

همان‌گونه که در [۴] آمده است این دو مدار دارای توان مصرفی پایین‌تری نسبت به مدارهای قبلی گزارش شده هستند. مدار دیگری برای توابع XOR-XNOR در [۵] پیشنهاد شده است. در این مدار هنگامی که ورودی B در منطق یک است، ترانزیستور PMOS روشن و Pass ترانزیستور NMOS خاموش است. این مدار در شکل (۶) قابل مشاهده است [۵]. از خصوصیات این مدار توان مصرفی کمتر نسبت به مدارهای معرفی‌شده در [۴] که خود به‌عنوان مدارات کم‌مصرف نسبت به مدارهای گذشته‌شان معرفی شده بودند، است. این مدار دارای سطوح خروجی ناقصی به‌زای ترکیب ورودی "۱۰" در XNOR است.



در طول سال‌ها، طراحی‌های گیت Ex-OR/Ex-NOR مختلف بر اساس منطق عبور ترانزیستور (PTL)، منطق دروازه انتقال (TG)، منطق ترانزیستور عبور تکمیلی (CPL) و منطق ترانزیستور دو گذر (DPL) انجام شده است. یکی از اشکال منطقی که در مدارهای دیجیتال کم‌توان رایج است، منطق عبور ترانزیستور (PTL) است. در این تحقیق، گیت Ex-OR/Ex-NOR مبتنی بر PTL اصلاح‌شده با استفاده از یک حلقه بازخورد پیشنهاد می‌شود. جمع‌کننده کامل دروازه اساسی در بسیاری از مدارهای حسابی مانند جمع‌کننده‌ها و ضرب‌کننده‌ها است؛ بنابراین، ارتقاء عملکرد بلوک جمع‌کننده کامل منجر به افزایش عملکرد کلی سیستم می‌شود؛ بنابراین یک جمع‌کننده کامل با گیت Ex-OR/Ex-NOR پیشنهادی ساخته می‌شود. بلوک جمع‌کننده کامل سه ورودی می‌گیرد و دو خروجی Sum و Carry تولید می‌کند. انتقال خروجی برابر با تابع اکثریت سه ورودی است که در سیستم‌های تحمل‌کننده خطا استفاده می‌شود. خروجی Sum برابر با یک تابع Ex-OR سه ورودی است. برنامه‌های مختلف از توابع Ex-OR بررسی‌کننده‌های برابری، عملگرهای حسابی، مولدهای الگوی آزمایشی و غیره استفاده می‌کنند. به‌طور خلاصه، جمع‌کننده کامل و سیگنال‌های خروجی به‌صورت جداگانه جزء کاربردی‌ترین بلوک‌های منطقی در مدارهای VLSI مسیر بحرانی تقریباً تمام سیستم‌های دیجیتال شامل بلوک‌های جمع‌کننده کامل است؛ بنابراین، افزایش بهتر عملکرد سیستم را می‌توان با افزایش سلول جمع‌کننده کامل به دست آورد. سبک منطقی موجود عمدتاً بر تأخیر، مساحت و قدرت‌مدارها تأثیر می‌گذارد. اگرچه سرعت، مصرف برق و مساحت مهم‌ترین فاکتورها هستند، اما قابلیت اطمینان، استحکام و حاشیه نویز عوامل مهم دیگری هستند که باید در نظر گرفته شوند. مدار Ex-OR/Ex-NOR در شکل (۸) نشان داده شده است. این مدار، یک عملیات نوسان کامل را - به‌جز ترکیب منطق ۱ و منطق ۰- در خروجی Ex-OR و خروجی Ex-NOR برای همه ترکیب‌های ورودی انجام می‌دهد؛ این مشکل در مدار پیشنهادی حذف شده است. در شکل (۸) هنگامی که ورودی B در منطق ۱ است، ترانزیستورهای عبور PMOS T_3 ، T_5 OFF و ترانزیستورهای عبور NMOS T_4 ، T_6 روشن هستند؛ بنابراین، خروجی Ex-OR مدار مکمل ورودی A است و خروجی Ex-NOR همان مقادیر منطقی ورودی A را می‌گیرد. وقتی ورودی B در منطق ۰ باشد، خروجی Ex-NOR مدار مکمل است. در ورودی A ترانزیستور عبور PMOS T_5 روشن و ترانزیستور عبور NMOS T_6 خاموش است؛ و خروجی Ex-OR مدار همانند ورودی A است زیرا ترانزیستور عبور PMOS T_3 روشن و ترانزیستور عبور NMOS T_4 خاموش است. ترانزیستورهای PMOS و NMOS جفت شده متقابل بین خروجی‌های Ex-OR و Ex-NOR برای دریافت نوسان کامل ولتاژ خروجی متصل می‌شوند. سطوح ولتاژ خروجی مدار برای تمامی



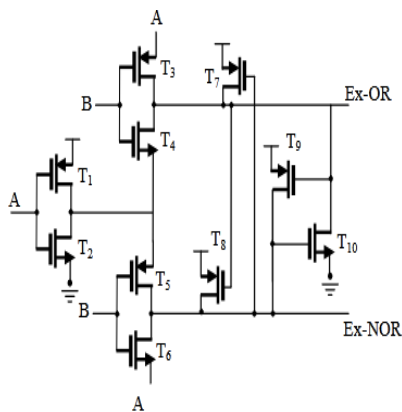
شکل (۷): مدار ایجاد نویز [۱۰]

در ادامه مداری معرفی می‌شود که دارای توان مصرفی کمتری نسبت به این مدارها و هم‌چنین مصونیت در برابر نویز مناسب‌تری نسبت به مدار معرفی‌شده در [۵] است. این مدار دارای توان مصرفی کمتری نسبت به مدارهای گذشته بوده و هم‌چنین دارای سرعت مناسبی نیز نسبت به آن‌هاست. پس از معرفی مدار پیشنهادی جدید، با شبیه‌سازی به مقایسه مابین این دو مدار پرداخته می‌شود. هم‌چنین، تعریفی از نویز و هم‌چنین روش اندازه‌گیری و ترسیم منحنی امنیت در برابر نویز (NIC) بیان خواهد شد.

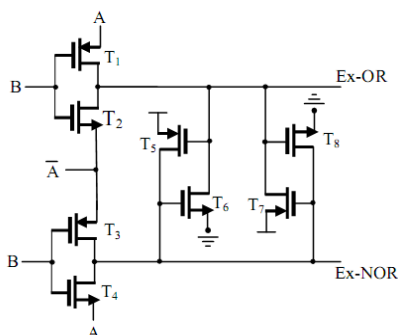
۳-۲- اندازه‌گیری نویز

با توجه به حرکت به سمت فناوری‌های زیر میکرون^۱ و در واقع با توجه به تلاش مستمر برای بهبود دادن عملکرد چیپ‌ها، نویز به‌طور قابل توجهی نقشی مهم همانند موارد دیگر از جمله مساحت، سرعت و توان مصرفی پیدا می‌کند. نویز در مدارهای جامع دیجیتال به هر پدیده‌ای که سبب می‌شود ولتاژ در یک اندازه از مقدار ظاهری خودش منحرف شود، تعریف شده است. در ادامه به بیان چگونگی اندازه‌گیری و هم‌چنین ترسیم منحنی امنیت در برابر نویز پرداخته می‌شود [۱۳-۱]. منحنی مصونیت نویز (NIC) برای اندازه‌گیری تحمل نویز مدارها مانند پالس‌های نویز استفاده می‌شود. منحنی مصونیت نویز یک گیت دیجیتال، یک مکان هندسی نقاط است. در این منحنی Tnoise نشان‌دهنده پهنای پالس نویز و Vnoise نشان‌دهنده دامنه پالس نویز است. در منحنی NIC هر مداری که بالاتر قرار گیرد، تحمل نویز بالاتری را دارد. زیرا مداری که بالاتر واقع می‌شود، نشان‌دهنده این مطلب است که در یک پهنای پالس نویز مشخص، دامنه نویز بالاتری را تحمل می‌کند. بنابراین نسبت به مدارهایی که منحنی آن‌ها پایین‌تر قرار گرفته‌اند، دارای تحمل نویز بیشتری است. برای شبیه‌سازی یک پالس، یک نویز مورد استفاده قرار گرفته که به‌وسیله یک مدار تزریق نویزی تولید می‌شود (شکل (۷)). دامنه و پهنای پالس نویز به‌وسیله تغییرات Vdd و Vc کنترل می‌شود. در این قسمت، یک گیت Ex-OR/Ex-NOR جدید با استفاده از ۱۰ ترانزیستور پیشنهاد شده و سپس از آن برای پیاده‌سازی تمام جمع‌کننده پیشنهادی استفاده شده است.

^۱ very deep submicron



شکل (۸): دروازه معمولی Ex-OR/Ex-NOR



شکل (۹): گیت Ex-OR/Ex-NOR پیشنهادی

به منظور دستیابی به سوئیچینگ ولتاژ خروجی کامل برای خروجی‌های sum و carry، ترانزیستورهای M_1, M_2, M_3 و M_4 استفاده شده‌اند. خروجی sum با اتصال گیت‌های عبور ترانزیستورهای M_1 و M_2 به خروجی‌های مدار Ex-OR/Ex-NOR فراهم می‌شود. خروجی carry نیز با اتصال گیت‌های عبور ترانزیستورهای M_3 و M_4 به خروجی‌های مدار Ex-OR/Ex-NOR فراهم می‌شود. عملکرد مداري خروجی sum به صورت زیر بیان می‌شود: هنگامیکه خروجی Ex-OR منطق '۱' و خروجی Ex-NOR منطق '۰' دارد، ترانزیستورهای گیت عبور M_2 خاموش و M_1 روشن می‌شود؛ بنابراین، خروجی sum این مدار معکوس شده ورودی C_{in} می‌باشد. هنگامیکه خروجی Ex-OR منطق '۰' و خروجی Ex-NOR منطق '۱' دارد، ترانزیستورهای گیت عبور M_1 خاموش می‌شود؛ بنابراین، خروجی sum این مدار همان ورودی C_{in} می‌باشد. عملکرد مداري خروجی carry به صورت زیر بیان می‌شود: هنگامیکه خروجی Ex-OR منطق '۱' و خروجی Ex-NOR منطق '۰' دارد، ترانزیستورهای گیت عبور M_3 روشن و M_4 خاموش می‌شود؛ بنابراین، خروجی carry این مدار همان ورودی B می‌باشد.

ترکیبات ورودی در جدول (۲) نشان داده شده است. مدار Ex-OR/Ex-NOR پیشنهادی جدید در شکل (۹) نشان داده شده است. '۰' در خروجی Ex-NOR برای ورودی A در منطق '۱' و ورودی B در منطق '۰' (که در جدول (۳) نشان داده شده است) در این مدار توسط حلقه فیدبک بازسازی با ترانزیستورهای T_7 و T_8 حذف شده است. در مدار پیشنهادی، هنگامی که ورودی A و B در منطق '۰' هستند (ترانزیستورهای T_1 و T_3 روشن هستند)، '۰' بد در خروجی Ex-OR و '1' خوب در خروجی Ex-NOR ایجاد می‌شود. '۰' بد تولید شده در Ex-OR توسط ترکیبی از ترانزیستورهای T_5 و T_6 بازنشانی می‌شود. برای ورودی A منطق '۰' و برای ورودی B منطق '۱' (ترانزیستورهای T_2 و T_4 روشن هستند)، '۱' بد در خروجی Ex-OR و '۰' خوب در خروجی Ex-NOR تولید می‌شود. '۱' بد ایجاد شده در Ex-OR توسط ترکیبی از ترانزیستورهای T_7 و T_8 بازنشانی می‌شود. برای ورودی A منطق '۱' و برای ورودی B منطق '۰' (ترانزیستورهای T_1 و T_3 روشن هستند)، '۱' خوب در خروجی Ex-OR و '۰' بد در خروجی Ex-NOR تولید می‌شود. '۰' بد ایجاد شده در Ex-NOR توسط ترکیبی از ترانزیستورهای T_7 و T_8 بازنشانی می‌شود. هنگامی که ورودی A و B در منطق '۱' هستند (ترانزیستورهای T_2 و T_4 روشن هستند)، '0' خوب در خروجی Ex-OR و '۱' بد در خروجی Ex-NOR ایجاد می‌شود. '۱' بد تولید شده در Ex-OR توسط ترکیبی از ترانزیستورهای T_5 و T_6 بازنشانی می‌شود. سیگنال A مکمل شده به کمک وارونگر CMOS ایستا تولید می‌شود؛ بنابراین این مدار Ex-OR/Ex-NOR پیشنهادی عملکرد فول سوئیچینگ کامل برای هر ترکیب ورودی انجام می‌دهد که این موضوع در جدول (۳) نشان داده شده است. یک تمام جمع‌کننده با مدار Ex-OR/Ex-NOR پیشنهادی جدید و چهار گیت انتقال ساخته می‌شود. شماتیک این مدار در شکل (۱۰) نشان داده شده است. روابط تمام جمع‌کننده ساخته شده در معادلات زیر نمایش داده شده‌اند:

$$S = (A \oplus B) \cdot C_{in} + (A \oplus B) \cdot C_{in} \quad (5)$$

$$(C_{out} = C_{in} \cdot (A \oplus B) + (A \oplus B))$$

جدول (۲): مقادیر ورودی خروجی جدول شکل (۸)

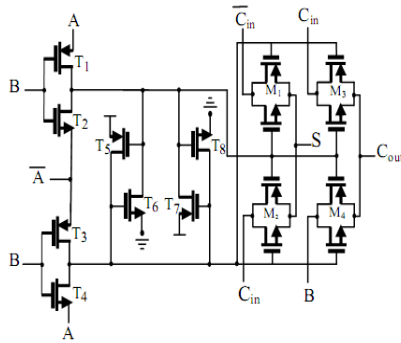
Inputs		Outputs	
Logic A	Logic B	Ex-NOR	Ex-OR
Logic '0'	Logic '0'	Good 1	Good 0
Logic '0'	Logic '1'	Good 0	Good 1
Logic '1'	Logic '0'	Bad 0	Good 1
Logic '1'	Logic '1'	Good 1	Good 0

جدول (۳): مقدار ورودی و خروجی شکل (۹)

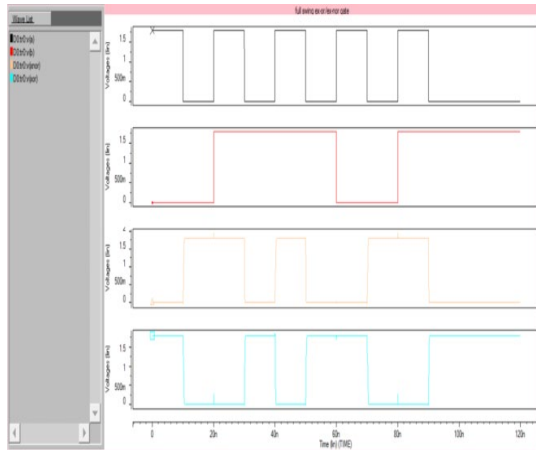
Inputs		Outputs	
Logic A	Logic B	Ex-NOR	Ex-OR
Logic '0'	Logic '0'	Good 1	Good 0
Logic '0'	Logic '1'	Good 0	Good 1
Logic '1'	Logic '0'	Bad 0	Good 1
Logic '1'	Logic '1'	Good 1	Good 0



۴- تحلیل نتایج



شکل (۱۰): تمام جمع کننده پیشنهادی



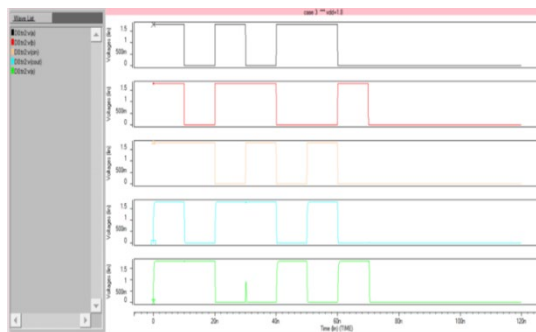
شکل (۱۱): شکل موج‌های ورودی و خروجی گیت Ex-OR/Ex-NOR به‌ازای ولتاژ تغذیه ۱/۸ ولت

جدول (۴): ابعاد ترانزیستورهای مدار گیت Ex-OR/Ex-NOR

Transistor	Type	W(μm)	L(μm)
T1	PMOS	0.81	0.18
T2	NMOS	0.27	0.18
T3	PMOS	0.81	0.18
T4	NMOS	0.27	0.18
T5	PMOS	0.81	2×0.18
T6	NMOS	0.27	2×0.18
T7	PMOS	0.81	2×0.18
T8	NMOS	0.27	2×0.18

جدول (۵): نتایج شبیه‌سازی گیت Ex-OR/Ex-NOR

	Vdd (V)	Power (μW)	Delay (ps)	PDP (×10 ⁻¹⁵ J)
EX-OR	1.8	2.82	232.62	0.6561
EX-NOR	1.8	2.82	199.86	0.5637



شکل (۱۲): شکل موج‌های ورودی و خروجی تمام جمع کننده پیشنهادی به‌ازای ولتاژ تغذیه ۱/۸ ولت

شکل (۱۱) نتایج شبیه‌سازی شده مدار Ex-OR/Ex-NOR پیشنهادی (نشان داده شده در شکل (۱۰)) را با فناوری ۰/۱۸ میکرومتر، ولتاژ تغذیه ۱/۸ ولت و با استفاده از نرم‌افزار Hspice را نشان می‌دهد. این شکل نشان می‌دهد که خروجی '۰' بد برای ترکیب ورودی A منطق '۱' و ورودی B منطق '۰' در عملکرد Ex-NOR وجود ندارد. در این شکل، نتایج نشان می‌دهند که خروجی خوب برای تمامی ترکیب‌های ورودی A و B برای هر دو منطق‌های Ex-OR/Ex-NOR وجود دارد. در جدول (۴) ابعاد ترانزیستورهای مدار گیت Ex-OR/Ex-NOR نشان داده شده است. پارامترهای مهم ارزیابی مدارات دیجیتال شامل توان، تأخیر و حاصل ضرب توان در تأخیر (PDP) می‌باشند.

نتایج حاصل از شبیه‌سازی مدار گیت Ex-OR/Ex-NOR برای ولتاژ تغذیه ۱/۸ ولت با خازن بار ۲/۱ فمتو فاراد می‌باشد. همه حالت‌ها در نظر گرفته شده و تأخیر ورودی‌های A و B تا خروجی‌های EX-OR و EX-NOR مورد ارزیابی قرار گرفته است. تأخیر از ۵۰ درصد مقدار ورودی تا ۵۰ درصد مقدار خروجی مورد ارزیابی قرار گرفته و از بین مقادیر اندازه‌گیری شده، مقدار ماکزیمم آن پیداشده و به‌عنوان تأخیر انتشار در نتایج ارائه شده است. بر اساس نتایج فوق، تأخیر ماکزیمم خروجی EX-OR برابر ۲۳۲/۶۲ پیکو ثانیه و تأخیر ماکزیمم خروجی EX-NOR برابر ۱۹۹/۸۶ پیکو ثانیه است. توان مصرفی نیز به‌طور میانگین در بازه صفر تا ۱۲۰ نانوانیبه اندازه‌گیری شد که برای این مدار مقدار ۲/۸۲ میکرو وات به دست آمد. حاصل ضرب تأخیر در توان (PDP) هم معیار مهمی برای ارزیابی مدارات دیجیتال است که در اینجا برای خروجی EX-OR مقدار آن برابر ۰/۶۵ فمتو ژول و برای خروجی EX-NOR مقدار آن برابر ۰/۵۶ فمتو ژول می‌باشد. خلاصه نتایج شبیه‌سازی مدار گیت Ex-OR/Ex-NOR در جدول (۵) نشان داده شده است.

پارامترهای مهم ارزیابی مدارات دیجیتال توان، تأخیر و حاصل ضرب توان در تأخیر (PDP) می‌باشند. تأخیر برای تمامی ترکیب‌های ورودی محاسبه شده و ماکزیمم مقدار به‌عنوان تأخیر انتشار گزارش شده است. بر اساس نتایج فوق مشاهده می‌شود که تأخیر ماکزیمم برای خازن بار ۲/۱ فمتو فاراد برابر ۳۷۴/۶۴ پیکو ثانیه می‌باشد. در بازه صفر تا ۸۰ نانوانیبه توان مصرفی میانگین برابر ۲/۷۳ میکرو وات است. حاصل ضرب توان در تأخیر (PDP) نیز برابر 1.02×10^{-15} ژول می‌شود. در جدول (۷) خلاصه نتایج شبیه تمام جمع کننده پیشنهادی به‌ازای ولتاژ تغذیه مختلف و خازن بار ۲/۱ فمتو فاراد نشان داده شده است.

در شکل ۱۳ نتایج شبیه تمام جمع کننده پیشنهادی به‌ازای ولتاژ تغذیه مختلف و خازن بار ۲/۱ فمتو فاراد برای پارامترهای اندازه‌گیری شده تأخیر، توان و حاصل ضرب تأخیر در توان نشان داده شده است.

جدول (۶): ابعاد ترانزیستورهای مدار تمام جمع‌کننده پیشنهادی

Transistor	Type	W(μm)	L(μm)
T ₁	PMOS	0.54	0.18
T ₂	NMOS	0.27	0.18
T ₃	PMOS	0.54	0.18
T ₄	NMOS	0.27	0.18
T ₅	PMOS	0.54	2×0.18
T ₆	NMOS	0.27	2×0.18
T ₇	PMOS	0.54	2×0.18
T ₈	NMOS	0.27	2×0.18
M _{1p}	PMOS	0.54	0.18
M _{1n}	NMOS	0.27	0.18
M _{2p}	PMOS	0.54	0.18
M _{2n}	NMOS	0.27	0.18
M _{3p}	PMOS	0.54	0.18
M _{3n}	NMOS	0.27	0.18
M _{4p}	PMOS	0.54	0.18
M _{4n}	NMOS	0.27	0.18

جدول ۷: نتایج شبیه‌سازی تمام جمع‌کننده پیشنهادی

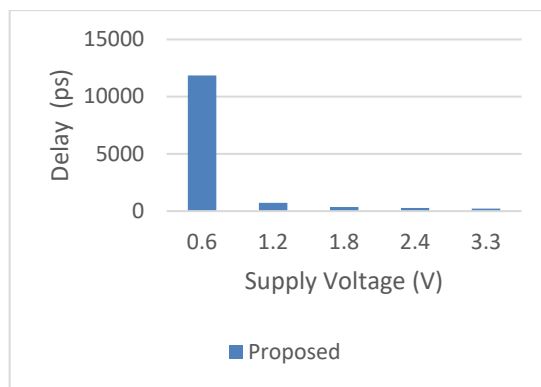
Vdd (V)	Power (μW)	Delay (ps)	PDP (×10 ⁻¹⁵ J)
3.3	10.23	211.87	2.167
2.4	5.12	271.93	1.39
1.8	2.73	374.64	1.023
1.2	1.09	734.69	0.8
0.6	0.23	11854	2.77

۵- نتیجه

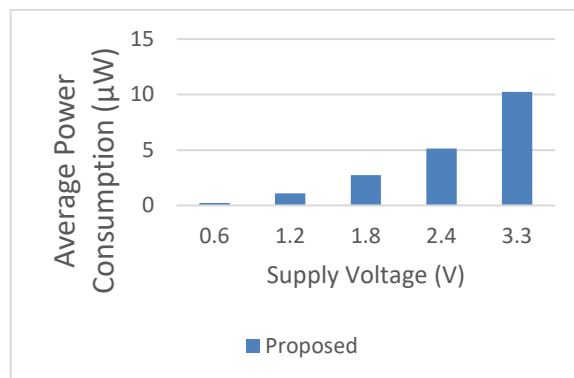
در این مقاله تجزیه و تحلیل بهینه‌سازی مصرف توان و تأخیر در طراحی جمع‌کننده‌ی کامل با استفاده از فناوری ۱۸۰ nm CMOS نانومتر ارائه شده است. در ابتدا، طراحی آمپر دوطبقه‌ای با استفاده از فناوری ۱۸۰ نانومتر توصیف شد و سپس برای غلبه بر برخی از محدودیت‌های تقویت‌کننده عملیاتی، یک تقویت‌کننده عملیاتی تا شده با بهره بالا طراحی شد که مقاومت خروجی بالایی را فراهم می‌کند و منجر به افزایش زیاد در مقایسه با مدار نرمال کاسکود می‌شود. شبیه‌سازی مدارهای Cascode و Cascode تا شده با استفاده از ابزار شبیه‌سازی HSPICE انجام می‌شود و از پارامترهای ۲-LEVEL، ۱۸۰ nm، نانومتر استفاده می‌شود. در این مقاله تحلیل کاملی از مدار ارائه شده است که نشان می‌دهد چگونه این مدار منجر به افزایش زیاد و مقاومت بالا در خروجی می‌شود. مقایسه تقویت‌کننده عملیاتی کسکود و کسکود تا شده شرح داده شده است. همچنین مقایسه نتایج شبیه‌سازی و محاسبه شده آن‌ها به صورت جداگانه شرح داده شد. این پژوهش بینش قابل توجهی در مورد عملکرد کلی و مزایای مدار کسکود تا شده ارائه می‌دهد. این طرح بر محدودیت‌ها و اشکالات مختلف معماری‌های توصیف شده قبلی که قبلاً ارائه شده است، غلبه می‌کند.

مراجع

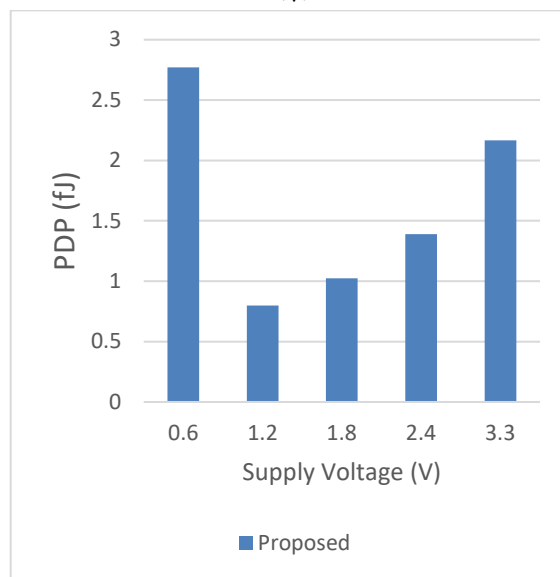
- [۱] جان ام. رابی، آ. چاندراکازان، ب. نیکولیچ "مدارهای مجتمع دیجیتال" (ترجمه د. شیرینی، و. ا. نجفی) انتشارات نص، زمستان ۹۳.
- [۲] م. صاحب زمانی، ف. صفایی و م. فتحی "طراحی VLSI دیجیتال" شیخ بهایی، ۱۳۹۴.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۱۳: تمام جمع‌کننده پیشنهادی به ازای ولتاژهای تغذیه مختلف: (الف) تأخیر، (ب) توان مصرفی میانگین و (ج) PDP



- [۳] ش. رضاپور، ر. رئیس‌گودوئی، ف. جعفری، م. فرجی "پیااده‌سازی یک سلول تمام جمع‌کننده تک‌بیتی CMOS با مصرف توان پایین"، کنفرانس بین‌المللی مهندسی برق، تهران، سازمان پژوهشی باقرالعلوم (ع)، 1395.
- [4] A. Kumar, and A. Islam. "Multi-gate device and summing-circuit co-design robustness studies@ 32-nm technology node." *Microsystem Technologies* 23, no. 9, pp.4099-4109, Sep 2017.
- [5] J.P. Colinge, ed. (FinFETs and other multi-gate transistors). Vol. 73. New York: Springer, Jul 2008.
- [6] INTERNATIONAL ROADMAP FOR DEVICES AND SYSTEMS, "MORE MOORE WHITE PAPER," 2016 EDITION, IEEE Advancing Technology for Humanity, 2016. On the WWW, at <https://irds.ieee.org>. PDF file.
- [7] M. Bahadori, M. Kamal, A. Afzali-Kusha, and M. Pedram. "A comparative study on performance and reliability of 32-bit binary adders." *Integration* 53, pp.54-67, Mar 2016.
- [8] S. Sharma, and G. Soni. "Comparision analysis of FinFET based 1-bit full adder cell implemented using different logic styles at 10, 22 and 32NM." In 2016 International Conference on Energy Efficient Technologies for Sustainability (ICEETS), pp. 660-667. IEEE, Apr 2016.
- [9] Y. S. Chauhan, D. D. Lu, V. Sriramkumar, S. Khandelwal, J. P. Duarte, N. Payvadosi, A. Niknejad, and C. Hu. (FinFET modeling for IC simulation and design: using the BSIM-CMG standard.) Academic Press, 2015.
- [10] H. C. Chin, C. S. Lim, and M. L. P. Tan. "Design and performance analysis of 1-bit FinFET full adder cells for subthreshold region at 16 nm process technology." *Journal of Nanomaterials* 16, no. 1, pp.175, Jan 2015.
- [11] S. Taghipour, and R. Niaraki Asli. "Aging comparative analysis of high-performance FinFET and CMOS flip-flops." *Microelectronics Reliability* 69, pp.52-59, Feb 2017.
- [12] A. M. Shams, T. K. Darwish, and M. A. Bayoumi. "Performance analysis of low-power 1-bit CMOS full adder cells." *IEEE transactions on very large scale integration (VLSI) systems* 10, no. 1, pp.20-29, Aug 2022.
- [13] Temporary Parameter List File for ITRS 2011 Ver2 Models in Predictive Technology Model (PTM), Available: <http://ptm.asu.edu/modelcard/PTM-MG/param.inc>. ZIP file.
- [14] S. Kim, M. Kim, S. Woo, H. Kang, and S. Kim. "Performance of ring oscillators composed of gate-all-around FETs with varying numbers of nanowire channels using TCAD simulation." *Current Applied Physics* 18, no. 3, pp.340-344, Mar 2018.
- [15] V. S. Kumar, and S. Ravindrakumar. "Design of an Area-Efficient FinFET-Based Approximate Multiplier in 32-nm Technology for Low-Power Application." In *Soft Computing and Signal Processing*, Springer, Singapore, pp. 505-513, 2019.



بررسی و شبیه‌سازی طرح کنترل توان در سیستم‌های مخابراتی برداشت‌کننده انرژی

نصراالله بیات^۱، آذر محمودزاده^{۲*}، فاطمه صفایی^۳

۱-دانشکده مهندسی برق، دانشگاه غیرانتفاعی پاسارگاد، شیراز، ایران
m.bayat265@gmail.com

۲- دانشکده مهندسی برق واحد شیراز، دانشگاه آزاد اسلامی، شیراز، ایران
azar_mahmoodzadeh@yahoo.com

۳- دانشکده مهندسی برق و الکترونیک، دانشگاه غیرانتفاعی پاسارگاد، شیراز، ایران
Samaneh.safaei@gmail.com

چکیده: در این مقاله، یک طرح کنترل توان بهینه برخط، برای یک کانال مخابراتی تک فرستنده-تک گیرنده با کانال محوشدگی و توزیع مشخص مورد مطالعه قرار گرفته است. در این سیستم مخابراتی، ظرفیت باتری محدود در نظر گرفته شده است. هدف، حداکثر نمودن نرخ ارسال داده روی کل بازه مخابراتی می‌باشد. در این الگوریتم با پیچیدگی کم مبتنی بر بهینه‌سازی محدب آنلاین برای تضمین در دسترس بودن انرژی، گره برداشت‌کننده انرژی و به حداکثر رساندن متوسط نرخ ارسال داده طولانی‌مدت پیشنهاد شده است. الگوریتم پیشنهادی حداکثر توان انتقال را با اطلاع از وضعیت شارژ محدود می‌کند و توان انتقال را بر اساس اطلاعات تاریخی تخصیص می‌دهد. علاوه بر این، قیدهای مربوط به در دسترس بودن انرژی با تجزیه و تحلیل نظری دقیق ارائه می‌شود به طوری که بهینه‌سازی میانگین توان بلند مدت را تضمین می‌کند. این روش نسبت به هم‌تایان خود روش چشمگیری می‌باشد.

واژه های کلیدی: برداشت انرژی از محیط، ظرفیت محدود باتری، کانال محوشدگی، مخابرات بی‌سیم، بهینه‌سازی توان.

Investigation and simulation of power control plan in energy harvesting telecommunication systems

Nasrollah Bayat¹, Azar Mahmoodzadeh^{2*}, Fatemeh Safaei³

¹ Department of Electrical Engineering, Pasargad University, Shiraz, Iran
M.bayat265@gmail.com

² Department of Electrical Engineering, Shiraz Branch, Islamic Azad University, Shiraz, Iran
azar_mahmoodzadeh@yahoo.com

³ Department of Electrical Engineering, Pasargad University, Shiraz, Iran
Samaneh.safaei@gmail.com

Abstract:

In this article, we study an online optimal power control scheme for a single-transmitter, single-receiver telecommunication channel with specific fading and distribution channels. In this telecommunication system, the battery capacity is considered limited. Our goal is to maximize the data transmission rate over the entire telecommunication range. In this low-complexity algorithm based on online convex optimization, it is proposed to guarantee the energy availability, the energy harvesting node and to maximize the average long-term data transmission rate. The proposed algorithm limits the maximum transmission power by knowing the state of charge and allocates the transmission power based on historical information. In addition, constraints on energy availability are presented with detailed theoretical analysis. So that optimization of long-term average power is guaranteed. This method is an impressive method compared to its counterparts.



Keywords: Harvesting energy from the environment, limited battery capacity, feeding channel, wireless communication, power optimization.

DOI: 00.00000/0000

تاریخ چاپ مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۲۲

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۴۰۲/۰۶/۰۳

نوع مقاله: پژوهشی

تاریخ ارسال مقاله: ۱۴۰۲/۰۴/۲۵

۱- مقدمه

تصمیم‌گیری مارکوف^۵ یا مدل رگرسیون بر اساس داده‌های آماری باشد. در [۹-۱۰] نویسندگان نرخ انرژی ورودی و توزیع کانال را به‌عنوان فرآیند مارکوف با احتمال انتقال شناخته شده مدل‌سازی می‌کنند و مسئله کنترل توان را به‌صورت علی با استفاده از تکنیک‌های برنامه‌نویسی پویا^۶ حل کردند. زمانی که وضعیت کانال مخابراتی دارای محوشدگی پایینی است، به عبارتی وضعیت کانال خوب است و فرستنده انرژی بیشتری را برای انتقال اختصاص می‌دهد، اما زمانی که کانال مخابراتی دارای محوشدگی بالایی است به عبارتی وضعیت کانال بد است و فرستنده انرژی کمتری را برای ارسال تخصیص می‌دهد. در [۱۱-۱۲] کنترل توان برای مدل نگاه به جلو به ازای باتری با ظرفیت محدود بررسی شده است. در این مدل فرض می‌شود که انرژی ورودی به ازای یک پنجره ثابت توسط فرستنده دانسته شده است. بنابراین مدل نگاه به جلو یک لینک بین دو مدل غیر برخط و برخط می‌باشد، زیرا در مدل غیر برخط اندازه پنجره، بینهایت و در مدل برخط اندازه پنجره، صفر است. در [۱۱] یک طرح کنترل توان بهینه برای مدل نگاه به جلو به ازای انرژی ورودی با توزیع برنولی و کانال بدون محوشدگی ارائه شده است.

۲- مدل سیستم

در این مقاله یک سیستم مخابراتی برداشت‌کننده انرژی شامل یک فرستنده-یک گیرنده مورد بررسی قرار می‌گیرد. فرستنده و گیرنده از طریق یک کانال مخابراتی شامل k زیرکانال و با محوشدگی ریلی^۷ به یکدیگر متصل شده‌اند. فرستنده به یک باتری با ظرفیت ذخیره انرژی $(c \geq 0)$ مجهز شده است. به طور کلی یک سیستم مخابراتی زمان-گسسته با یک فرستنده و یک گیرنده مورد مطالعه می‌باشد که در هر بازه زمانی به‌صورت زیر تعریف می‌شود.

$$R_t = \sqrt{\delta} X_t + N_t \quad (1)$$

که در آن R_t سیگنال دریافتی گیرنده، X_t سیگنال ارسالی فرستنده در بازه زمانی t می‌باشد. δ ضریب تضعیف کانال است که از یک توزیع مشخص پیروی می‌کند. N_t نویز سفید گوسی جمع شونده (AWGN) می‌باشد. به طوری که میانگین نویز، صفر و واریانس آن یک در نظر گرفته شده است. در این مقاله فرض بر این است که فرستنده در لحظه t تنها از انرژی ورودی و وضعیت کانال (ضریب تضعیف کانال) تا آن

مخابرات سبز از سال ۲۰۰۷ با هدف ساخت یک سیستم مخابراتی که بتواند انرژی موردنیاز خود را از منابع تجدید پذیر فراهم نماید مورد توجه قرار گرفت [۱]. با توجه به مقالات ارائه شده تاکنون سه دسته کلی از طرح‌های کنترل توان وجود دارد که شامل مدل غیر برخط^۱، مدل برخط^۲، مدل نگاه به جلو^۳ است. در مدل کنترل توان غیر برخط، فرض می‌شود که فرستنده^۴ از تحقق کل فرآیند انرژی ورودی وضعیت کانال (ضریب تضعیف کانال) تا انتهای زمان ارسال از قبل مطلع است. یک طرح کنترل توان بهینه غیر برخط برای حالت باتری با ظرفیت نامحدود و کانال بدون محوشدگی و دارای نویز گوسی سفید جمع شونده در [۲] استخراج شده است. در [۳-۴] نویسندگان مدل غیربرخط، کانال‌های دارای محوشدگی را مورد بررسی قرار دادند. به‌طور کلی، طرح‌های بهینه برای مدل غیر برخط تلاش می‌کنند تا انرژی را در سراسر افق زمانی تا حد امکان به طور یکنواخت تخصیص دهند و در عین حال سعی می‌کنند تا از اتلاف انرژی به دلیل سرریز باتری جلوگیری نمایند. اگرچه کنترل توان آفلاین به خوبی مورد بررسی قرار گرفته است، درک ما از کنترل توان کاملاً محدود است. این وضعیت را می‌توان تا حد زیادی به تفاوت‌های تکنیکی بین این دو مسئله کنترل توان نسبت داد. برای کنترل توان غیر برخط، تحقق کل فرآیند انرژی ورودی از قبل شناخته شده است، در مقابل، برای کنترل توان برخط، فرستنده از میزان انرژی ورودی آینده و ضریب تضعیف کانال بعدی اطلاعی ندارد و اطلاعات در مورد وضعیت کانال و انرژی برداشت شده به‌صورت علی در اختیار فرستنده قرار می‌گیرد. در مدل کنترل توان برخط [۵-۶] فرض می‌شود که فرستنده آمارگان فرآیند انرژی ورودی برداشت شده را می‌داند یا اطلاعات علی در مورد تحقق آنها دارد. در این حالت، فرآیند انرژی ورودی برداشت شده به‌عنوان مدل تقریبی مدل می‌شود. در [۷] طرح کنترل توان برخط بهینه به ازای انرژی ورودی با توزیع برنولی مطالعه شده است. در این حالت، فرآیند انرژی ورودی برداشت شده به صورت تقریبی مدل می‌شود و طرح‌های کنترل توان برخط براساس مدل‌های از پیش تعریف شده در مورد تخصیص انرژی تصمیم می‌گیرند. بنابراین بر اساس مطالعات انجام شده در [۸] مدل می‌تواند یک فرآیند

¹ Off-line

² Online

³ Look-ahead

⁴ Transmitter (TX)

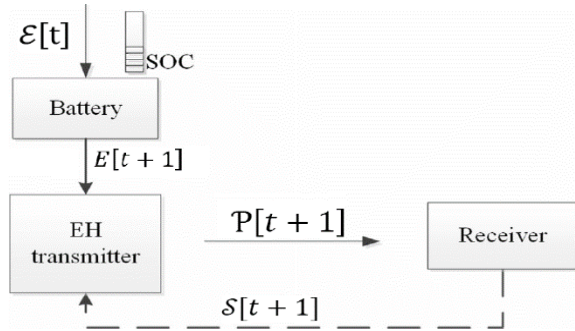
⁵ Markov Decision Process (MDP)

⁶ Dynamic Programming (DP)

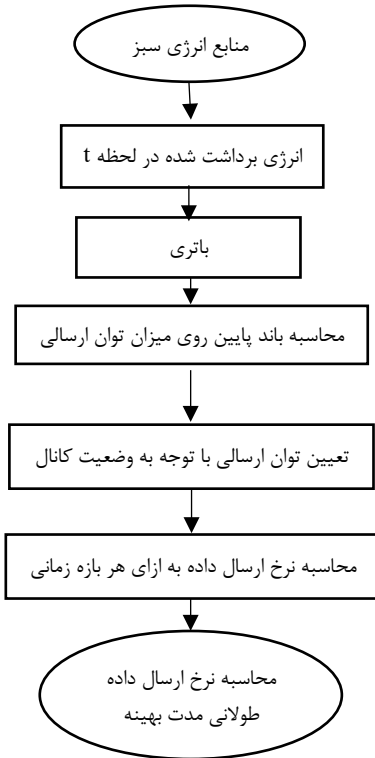
⁷ Rayleigh



$E[t + 1] = E[t] + \mathcal{E}[t] - P[t]$
 که در آن $0 \leq E[t + 1] \leq E_{\max}$ و $P[t] = \sum_{j=1}^k P_j[t]$ می‌باشد. بنابراین هدف نهایی این کار، تعیین یک طرح کنترل توان بهینه Γ^* جهت دستیابی به متوسط نرخ ارسال داده بیشینه \mathcal{R}_{Γ}^* می‌باشد. این مقاله مساله را برای کانال دارای محوشدگی و انرژی ورودی با توزیع مشخص و به ازای باتری با ظرفیت محدود حل می‌کند. در شکل (۲) بلوک دیاگرام کلی طرح نشان داده می‌شود.



شکل (۱): مدل یک سیستم مخابراتی برداشت کننده انرژی [۱۳].



شکل (۲): بلوک دیاگرام کلی طرح پیشنهادی.

همچنین فلوجارت کلی طرح پیشنهادی در شکل (۳) به این شرح می‌باشد. با توجه به فلوجارت کلی طرح پیشنهادی در روش برخط ظرفیت باتری محدود می‌باشد. در این روش از میزان انرژی ورودی و ضریب تضعیف کانال اطلاعی در دسترس نمی‌باشد. در نتیجه با افزایش انرژی ورودی (باتوجه به ظرفیت کم باتری) باعث سرریز باتری و کاهش نرخ ارسال داده می‌شود و عملیات به پایان می‌رسد. ولی با نوآوری در

لحظه اطلاع دارد. هم چنین توزیع انرژی ورودی و ضریب تضعیف کانال در فرستنده دانسته فرض می‌شود. در ابتدای بازه زمانی t ، فرستنده (برداشت کننده انرژی) میزان انرژی تخصیص داده شده جهت انتقال داده را توسط بردار زیر تعیین می‌کند.

$$P[t] = [P_1[t], P_2[t], \dots, P_k[t]] \quad (2)$$

که در آن $t \in \mathbb{N}$ (مجموعه اعداد طبیعی) و $P_j[t]$ میزان انرژی تخصیص داده شده به زیرکانال f در بازه زمانی t است. میزان انرژی برداشت شده (توسط فرستنده) در بازه زمانی t با $\mathcal{E}[t]$ نشان داده می‌شود که در پایان بازه زمانی t دانسته فرض می‌شود. ظرفیت باتری با E_{\max} تعریف می‌شود. همچنین میزان انرژی قابل دسترس درون باتری در ابتدای بازه زمانی $t + 1$ با $E[t + 1]$ نشان داده می‌شود که از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$E[t + 1] = E[t] + \mathcal{E}[t] - P[t] \quad (3)$$

که در آن $0 \leq E[t + 1] \leq E_{\max}$ و $P[t] = \sum_{j=1}^k P_j[t]$ می‌باشد. حداکثر توان انتقال در هر بازه زمانی با P_{\max} تعریف شده است. مجموعه شدنی مربوط به تخصیص انرژی بصورت زیر است.

$$\mathcal{Q} = \{P \in \mathbb{R}_+^k \mid \sum_{j=1}^k P_j \leq P_{\max}\} \quad (4)$$

که در آن \mathbb{R}_+^k نشان دهنده مجموعه بردارهایی در فضای k بعدی است به طوری که هر یک از درایه‌های آن بردار نامنفی می‌باشد. به عبارت دیگر به ازای هر $j \in \{1, 2, \dots, k\}$ داریم: $P_j \geq 0$

در شکل (۱) مدل یک سیستم مخابراتی برداشت کننده انرژی نشان داده شده است. در شروع بازه زمانی $t + 1$ فرستنده انرژی $P[t + 1]$ را به ازای کانال محوشدگی با وضعیت $\mathcal{S}[t + 1]$ جهت ارسال تخصیص می‌دهد. وضعیت همه زیرکانال‌ها در بازه زمانی t توسط بردار $\mathcal{S}[t] = [\mathcal{S}_1[t], \mathcal{S}_2[t], \dots, \mathcal{S}_k[t]]$ بیان می‌شود. بنابراین ظرفیت زیرکانال j ام از رابطه زیر به دست می‌آید.

$$C_j = \log(1 + \mathcal{S}_j[t]P_j[t]) \quad (5)$$

بنابراین نرخ ارسال داده متناظر با همه زیرکانال‌ها (k زیرکانال) در بازه زمانی t برابر است با:

$$\mathcal{T}_t(P[t]; \mathcal{S}[t]) = \sum_{j=1}^k \log(1 + \mathcal{S}_j[t]P_j[t]) \quad (6)$$

که یک تابع مقعر^۱، غیرکاهشی و نامنفی می‌باشد. همچنین $\mathcal{T}_t(P[t]; \mathcal{S}[t])$ تابعی از طرح کنترل توان Γ می‌باشد. بنابراین طرح کنترل توان Γ میزان انرژی تخصیص داده شده به هر بازه زمانی $(P[t] : (t=1, 2, \dots, T))$ روی افق زمانی T را به گونه ای تعیین می‌کند که فرستنده بیشترین اطلاعات را بر روی همه زیرکانال‌ها در کل بازه‌های زمانی $t=1, 2, \dots, T$ انتقال دهد. بنابراین هدف، بیشینه کردن متوسط نرخ ارسال داده روی سر تاسر افق زمانی T می‌باشد که توسط رابطه زیر مشخص شده است.

$$\max_{\mathcal{R}_{\Gamma}} = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathcal{T}_t(P[t]; \mathcal{S}[t]) \quad (7)$$

$$\text{Subject: } \mathcal{Q} = \{P \in \mathbb{R}_+^k \mid \sum_{j=1}^k P_j \leq P_{\max}\}$$

¹ concave



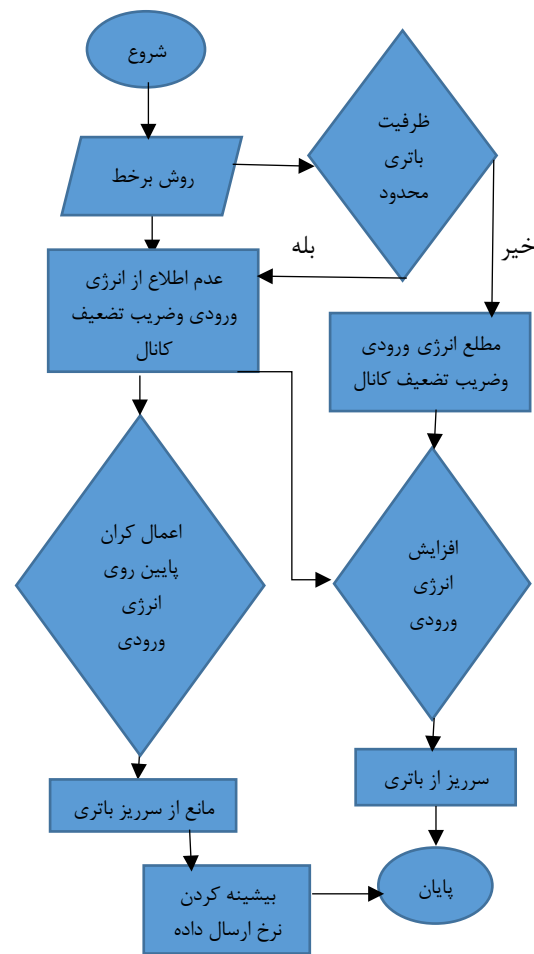
جدول (۱): مقایسه روشهای کنترل توان در مقالات قبل

مدل غیر برخط	مدل نگاه به جلو	مدل برخط
ظرفیت باتری نامحدود	ظرفیت باتری نامحدود	ظرفیت باتری محدود
ضریب تضعیف کانال ثابت	ضریب تضعیف کانال ثابت	ضریب تضعیف کانال ندارد
مطلع از انرژی ورودی و ضریب تضعیف کانال	مطلع از انرژی ورودی و ضریب تضعیف کانال	مطلع از انرژی ورودی و ضریب تضعیف کانال
اساس روش: انرژی ورودی غیرارگودیک و ضریب تضعیف کانال	اساس روش: فرایند ایستای مارکوف	اساس روش: چارجوب لیاپانوف
مشکل طرح: فرض داشتن اطلاع از انرژی ورودی آینده غیر عملی است	مشکل طرح: تغییرات تضعیف کانال مورد بررسی قرار نگرفت	مشکل طرح: با افزایش انرژی ورودی، سرریز باتری و کاهش نرخ ارسال داده دارد

این مقاله و با اعمال کران پایین بر روی انرژی ورودی مانع از سرریز انرژی از باتری، عدم توقف داده و افزایش نرخ ارسال داده شده و در نهایت عملیات پایان یافته است. همچنین در صورتی که از انرژی ورودی و ضریب تضعیف کانال در آینده اطلاعی در دسترس باشد [۱۳] با افزایش انرژی ورودی شاهد سرریز انرژی از باتری خواهیم بود و در نهایت عملیات تمام می‌شود.

۳- الگوریتم پیشنهادی

در این بخش الگوریتم پیشنهادی برای کنترل توان در سیستم‌های مخابراتی برداشت‌کننده انرژی شرح داده می‌شود.



شکل (۳): فلوچارت کلی طرح پیشنهادی.

۳-۱- روش پیشنهادی برای طرح کنترل توان سیستم‌های مخابراتی برداشت‌کننده انرژی

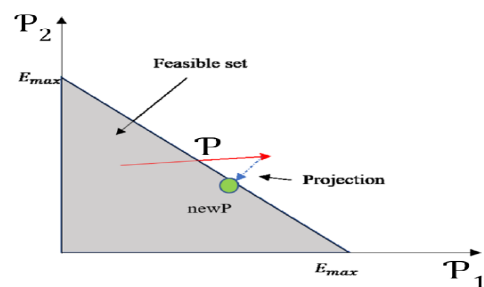
در بهینه‌سازی محدب آنلاین سنتی، توان تخصیص داده شده به بازه زمانی بعدی $P[t+1]$ تصویربردار توان، درون مجموعه شدنی ثابت است و توسط روش شیب نزول آنلاین به دست می‌آید. مجموعه شدنی توسط ظرفیت باتری مقید شده است. به عنوان یک تابع محدب، توان تخصیص داده شده $P[t+1]$ بدون هیچ محدودیتی برابر با ظرفیت باتری خواهد بود، به طوری که یک طرح برای این حالت در فضای دو بعدی (کانال سیستم مخابراتی، با دو زیر کانال) در شکل (۴) نشان داده شده است [۱۳].

۳-۲- مقایسه روش‌های کنترل توان در مقالات قبل و پیشنهادی

در این مقاله، با بهینه‌کردن مدل برخط و اعمال کران پایین بر روی انرژی ورودی، مانع از سرریز شدن انرژی از باتری و توقف ارسال داده و افزایش نرخ ارسال داده شده که با افزایش میانگین انرژی ورودی، شاهد افزایش نرخ ارسال داده می‌باشیم.

۳-۳- ایجاد یک کران پایین روی توان مصرفی در هر بازه زمانی

در این روش یک کران پایین روی توان ارسال در هر بازه زمانی اعمال شد. با توجه به اینکه در این‌گونه سیستم‌ها ابتدا انرژی وارد برداشت‌کننده انرژی شده و پس از تبدیل به انرژی الکتریکی، درون باتری ذخیره می‌شود، بنابراین منطقی است که فرض شود میزان انرژی قابل برداشت تا انتهای هر بازه زمانی برای فرستنده دانسته شده‌می‌باشد. با این فرض، کران پایین روی میزان توان ارسال در هر بازه زمانی از رابطه زیر محاسبه می‌شود.



شکل (۴): روش اولیه بهینه‌سازی محدب برخط [۱۳]

که در آن $P[t] = \sum_{j=1}^k P_j[t]$ و $0 \leq E[t+1] \leq E_{max}$ می‌باشد. به منظور اجرای طرح کنترل توان در الگوریتم پیشنهادی [۱۳]، وضعیت شارژ در بازه زمانی $t+1$ باید محدودیت علیت مصرف انرژی را برآورده نماید.

۳-۴-۲- کران پایین برای متوسط نرخ ارسال داده مورد انتظار در طولانی مدت

باند بالا روی قطر $\mathbb{Q}(D)$ تعریف شده است، به طوری که به ازای هر $x, y \in \mathbb{Q}$ می‌باشد. همچنین باند بالا برای گرادیان $\mathcal{T}_t(P[t]; \delta[t])(G)$ تعریف شده است.

۴- شبیه‌سازی

برای شبیه‌سازی الگوریتم ارائه شده، یک سیستم مخابراتی برداشت-کننده انرژی، با دو زیر کانال در نظر گرفته شده که دو کانال دارای محوشدگی با توزیع رایلی و مستقل از یکدیگر هستند. حداکثر توان قابل انتقال توسط فرستنده برابر با ۱۰ در نظر گرفته شده است. در اینجا نتایج شبیه‌سازی به ازای انرژی ورودی یکنواخت مورد مطالعه قرار گرفته است. همچنین متوسط نرخ ارسال داده طولانی مدت مربوط به الگوریتم پیشنهادی به ازای سه توزیع رایلی، برنولی و گوسی مقایسه شده است.

جدول (۲): پارامترهای شبیه‌سازی

Name	Value	Description
k σ_1, σ_2	2 1	Number of sub-channels Rayleigh info of sub-channel
P_{max}	10	maximum transmitting power
E_{max}	$\geq P_{max}$	Battery capacity
$\mathcal{E}[t]$	Uniform, Bernoulli Gaussian	Energy arrival rate

۴-۱- معیارهای ارزیابی

معیارهای ارزیابی شامل موارد زیر است:

- میانگین توان عملیاتی^۱
- P_{max} : حداکثر توان قابل انتقال
- نمودار انرژی E
- نمودار توان-انرژی $E-P$
- عملگر امید ریاضی (\mathbb{E})
- انرژی برداشت شده توسط فرستنده $(\mathcal{E}t)$
- انرژی قابل دسترس درون باتری $(\mathcal{E}t)$

$$\{P \in \mathbb{R}_+^k | 0 \leq (E[t+1] + \mathcal{E}[t+1] - E_{max}) \leq \sum_{j=1}^k P_j\} \quad (8)$$

که در این رابطه $E[t+1]$ و $\mathcal{E}[t+1]$ به ترتیب انرژی درون باتری در ابتدای بازه زمانی $t+1$ و میزان انرژی برداشت شده توسط برداشت‌کننده انرژی تا انتهای بازه زمانی $t+1$ می‌باشد. همچنین E_{max} حداکثر انرژی قابل ذخیره درون باتری می‌باشد. استفاده از این کران پایین در تعیین میزان توان ارسالی در هر بازه زمانی، از سرریز انرژی جلوگیری کرده و باعث بهبود متوسط نرخ ارسال داده طولانی مدت می‌شود. بنابراین مسئله بهینه‌سازی برای به دست آوردن متوسط نرخ ارسال داده به صورت زیر اصلاح می‌شود.

$$\max \mathcal{R}_T = \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T \mathcal{T}_t(P[t]; \delta[t]) \quad (9)$$

$$\text{Subject: } \mathbb{Q} = \{P \in \mathbb{R}_+^k | \sum_{j=1}^k P_j \leq P_{max}\}$$

$$\{P \in \mathbb{R}_+^k | 0 \leq (E[t+1] + \mathcal{E}[t+1] - E_{max}) \leq \sum_{j=1}^k P_j\}$$

$$E[t+1] = E[t] + \mathcal{E}[t] - P[t]$$

که در آن $P[t] = \sum_{j=1}^k P_j[t]$ و $0 \leq E[t+1] \leq E_{max}$ می‌باشد. همچنین

$$(E[t+1] + \mathcal{E}[t+1] - E_{max}) \leq \sum_{j=1}^k P_j \quad (10)$$

در صورتی که عنوان قید روی این مسئله بهینه‌سازی اعمال می‌شود که $0 \leq (E[t+1] + \mathcal{E}[t+1] - E_{max})$ باشد.

۳-۴-۲- دو دیدگاه در تجزیه و تحلیل الگوریتم پیشنهادی

در این قسمت الگوریتم بهینه‌سازی محدب آنلاین پیشنهادی از دو دیدگاه مورد مطالعه قرار می‌گیرد.

۳-۴-۱- تضمین در دسترس بودن انرژی

انرژی قابل دسترس در الگوریتم پیشنهادی عبارت از انرژی خورشید، حرارتی، انرژی باد، امواج الکترومغناطیس، سیگنال‌های تداخل، سیگنال‌های تلویزیونی و... می‌باشند. البته میزان انرژی مورد نیاز براساس چارچوب بهینه لیاپانوف در مدل برخط، در هر بازه زمانی جهت انتقال به شرایط فعلی کانال محوشدگی و انرژی قابل دسترس باتری وابسته است. همچنین میزان انرژی قابل دسترس درون باتری در ابتدای بازه زمانی $t+1$ با $E[t+1]$ نشان داده می‌شود که از رابطه زیر بدست می‌آید.

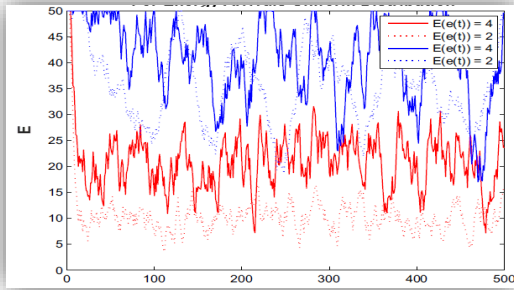
$$E[t+1] = E[t] + \mathcal{E}[t] - P[t] \quad (11)$$

¹ average long-term throughput

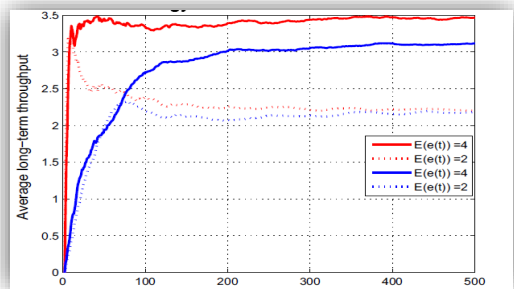


• میزان توان تخصیص داده شده به بازه زمانی t (P_t)

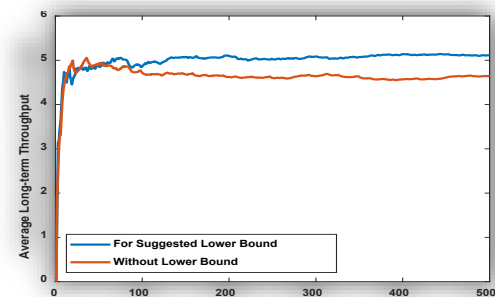
• ظرفیت باتری (E_{max})



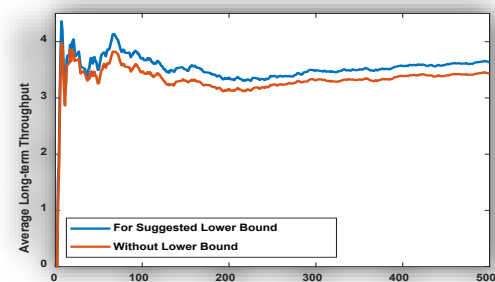
شکل (۵): مقایسه وضعیت انرژی باتری مربوط به [۱۳] و [۱۴].



شکل (۶): مقایسه متوسط نرخ ارسال داده الگوریتم پیشنهادی و [۱۴].



شکل (۷): مقایسه متوسط نرخ ارسال داده الگوریتم پیشنهادی و [۱۳] با توزیع رایلی به ازای $\text{mean}=10$



شکل (۸): مقایسه متوسط نرخ ارسال الگوریتم پیشنهادی و [۱۳] با توزیع برنولی به ازای $\text{mean}=10$.

شکل (۵) الگوریتم ارائه شده در [۱۳] را در مقایسه با الگوریتم ارائه شده در [۱۴] نشان می‌دهد. نمودار خطوط پیوسته و نقطه چین قرمز رنگ مربوط به الگوریتم پیشنهادی [۱۳] و نمودار خطوط پیوسته و نقطه چین آبی رنگ مربوط به [۱۴] است. همان‌طور که مشاهده می‌شود سطح باتری در الگوریتم‌های دیگر در محدوده وسیع‌تری نوسان می‌کند. الگوریتم پیشنهادی از وضعیت شارژ به عنوان ورودی منفی استفاده می‌کند تا تغییرات وضعیت شارژ را تا حد ممکن کاهش دهد. در الگوریتم‌های مقایسه شده، توان‌های تخصیص داده شده به بردار تفریق شده وابسته هستند که بیشتر تحت تأثیر توزیع کانال قرار می‌گیرد. در نتیجه، خطوط پیوسته آبی و نقطه‌چین، سطح نوسان مشابهی را هنگامی که توزیع کانال یکسان است، نشان می‌دهند. تغییرات وضعیت شارژ الگوریتم پیشنهادی برای افزایش طول عمر باتری در مقایسه با الگوریتم‌های دیگر مساعدتر است، زیرا چرخه شارژ و دشارژ عمیق ممکن است طول عمر باتری را کاهش دهد. علاوه بر این، میانگین وضعیت شارژ الگوریتم پیشنهادی کمتر از الگوریتم دیگر است که دلیل اصلی دستیابی به نرخ ارسال داده بالاتر است

در شکل (۶) متوسط نرخ ارسال داده طولانی‌مدت به ازای $\mathbb{E}\{\mathcal{E}[t]\}$ مختلف نشان داده شده است. همان‌طور که قبلاً بیان شد میانگین نرخ برداشت انرژی $\mathbb{E}\{\mathcal{E}[t]\} = 4$ یک مثال از نرخ برداشت انرژی پایین است، در حالی که $\mathbb{E}\{\mathcal{E}[t]\} = 2$ نمونه‌ای از نرخ برداشت انرژی بسیار پایین است. در نمودار خطوط پیوسته و نقطه‌چین قرمز، نتایج الگوریتم پیشنهادی [۱۳] و خطوط پیوسته و نقطه‌چین آبی نتایج الگوریتم ارائه شده در [۱۴] است. صرف نظر از میانگین نرخ برداشت انرژی $\mathbb{E}\{\mathcal{E}[t]\}$ ، مشاهده می‌شود که نرخ ارسال داده هر دو الگوریتم با افزایش تعداد بازه‌های زمانی همگرا می‌شود. نمودار نشان می‌دهد که متوسط نرخ ارسال داده الگوریتم [۱۳] بیشتر از الگوریتم دیگر است. در ادامه نتایج شبیه‌سازی، الگوریتم پیشنهادی در مقایسه با الگوریتم [۱۳] آورده شده است. در شکل (۷) نتایج مربوط به اعمال کران پایین توان ارسال بر روی متوسط نرخ ارسال داده طولانی‌مدت آورده شده است. یادآوری می‌شود که کران پایین توان ارسال از رابطه زیر به دست می‌آید.

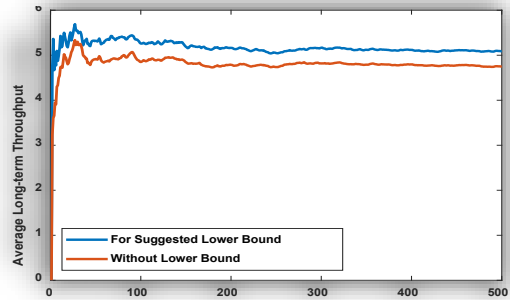
$$\{P \in \mathbb{R}_+^k \mid 0 \leq (E[t+1] + \mathcal{E}[t+1] - E_{max}) \leq \sum_{j=1}^k P_j\} \quad (12)$$

شکل‌های (۸-۱۰) متوسط نرخ ارسال داده طولانی‌مدت به ازای الگوریتم ارائه شده را نشان می‌دهد که نمودار قرمز رنگ مربوط به [۱۳] و نمودار آبی رنگ مربوط به الگوریتم پیشنهادی می‌باشد. در این نمودارها فرض شده که انرژی ورودی دارای توزیع یکنواخت با میانگین ۱۰ و محوشدگی کانال در شکل (۸) دارای توزیع رایلی، در شکل (۹) توزیع برنولی و در شکل (۱۰) توزیع گوسی باشد.

دست می‌یابد. ظرفیت باتری مورد نیاز کوچک است بنابراین برای گره‌های حسگر بی‌سیم ارزان قیمت، مناسب است. تغییرات وضعیت باتری در شبیه‌سازی‌ها آهسته است که به لحاظ طول عمر باتری مناسب می‌باشد. این مدل تجزیه و تحلیل، مقیاس پذیر است و همچنین برای یک فرستنده که اطلاعات را به چندین گیرنده ارسال می‌کند مناسب است.

مراجع

- [1] A. Kansal, J. Hsu, S. Zahedi, and M. B. Srivastava, "Power management in energy harvesting sensor networks," *ACM Transactions on Embedded Computing Systems*, vol. 6, no. 4, pp. 32–es, 2007.
- [2] O. Ozel and S. Ulukus, "Achieving AWGN capacity under stochastic energy harvesting," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 10, pp. 6471–6483, Oct. 2012.
- [3] O. Ozel, K. Tutuncuoglu, J. Yang, S. Ulukus, and A. Yener, "Transmission with energy harvesting nodes in fading wireless channels: Optimal policies," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 29, no. 8, pp. 1732–1743, Sep. 2011.
- [4] C. K. Ho and R. Zhang, "Optimal energy allocation for wireless communications with energy harvesting constraints," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 60, no. 9, pp. 4808–4818, Sep. 2012.
- [5] Luo, Y., Lina, P., Zhao, Y., Wang, W., & Yang, Q. "A nonlinear recursive model based optimal transmission scheduling in RF energy harvesting wireless communications". *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 19(5), 3449–3462.2020.
- [6] Dong, M., Li, W., & Amirnavaei, F".Online joint power control for two-hop wireless relay networks with energy harvesting". *IEEE Transactions on Signal Processing*, 66(2), 463–478.2017.
- [7] Rezaee, M., Mirmohseni, M., Aggarwal, V., & Aref, M. R. "Optimal transmission policies for multi-hop energy harvesting systems". *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 2(3), 751–763.2018.
- [8] Baknina, A., & Ulukus, S. "Online scheduling for energy harvesting two-way channels with processing costs". *IEEE Globecom workshops (GC Wkshps)* (pp. 1–6).2016
- [9] O. Ozel, K. Tutuncuoglu, J. Yang, S. Ulukus, and A. Yener, "Transmission with energy harvesting nodes in fading wireless channels: Optimal policies," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 29, no. 8, pp. 1732–1743, 2011.
- [10] "Online fixed fraction policies in energy harvesting communication systems," *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 17, no. 5, pp. 2975–2986, 2018.
- [11] A. Zibacenejad, J. Chen, "The Optimal Power Control Policy for an Energy Harvesting System with Look-Ahead: Bernoulli Energy Arrivals," *IEEE International Symposium on Information Theory*, Paris, France.2019.
- [12] A. Zibacenejad, S. Yang, J. Chen, "On Optimal Power Control Policy for Energy Harvesting Communications with Lookahead," *IEEE International Symposium on Information Theory*, Paris, France.2022.
- [13] Guo, Jing, and Xu Zhang. "Online power control and optimization for energy harvesting communication system based on state of charge." *Wireless Personal Communications*: 1-15. 2022.
- [14] Yu, H., & Neely, M. J. "Learning-aided optimization for energy-harvesting devices with outdated state information". *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 27(4), 1501–1514.2019.



شکل (۹): مقایسه متوسط نرخ ارسال الگوریتم پیشنهادی و [۱۳] با توزیع گوسی به ازای $\text{mean}=10$.

همانطور که در نمودار دیده می‌شود استفاده از باند پایین پیشنهاد شده روی میزان توان ارسالی، باعث افزایش متوسط نرخ ارسالی شده است. به این علت سرریز انرژی درون باتری رخ نمی‌دهد و چنانچه انرژی باقی مانده در انتهای هر بازه زمانی بیشتر از حداکثر ظرفیت باتری باشد طرح پیشنهادی حداقل توان ارسالی در آن بازه زمانی را برابر با اختلاف بین انرژی قابل حصول درون باتری و حداکثر ظرفیت باتری قرار می‌دهد و به این ترتیب از سرریز انرژی باتری جلوگیری می‌کند. همان طور که دیده می‌شود نمودار متوسط نرخ ارسال داده طولانی مدت به ازای الگوریتم پیشنهادی نسبت به الگوریتم [۱۳] بهبود قابل توجهی را نشان می‌دهد. میزان بهبود نیز با افزایش میانگین انرژی ورودی افزایش می‌یابد.

۵- نتیجه گیری

در این مقاله، مسئله کنترل توان در سیستم مخابراتی بی‌سیم مبتنی بر برداشت انرژی با هدف بیشینه کردن نرخ ارسال داده مورد مطالعه قرار گرفت. همچنین استفاده از بلند پایین روی توان ارسالی باعث افزایش متوسط نرخ ارسال داده شده که علت آن این است که در این حالت، سرریز انرژی درون باتری رخ نمی‌دهد. همچنین از مقایسه بین متوسط نرخ ارسال داده بین الگوریتم [۱۳] و الگوریتم پیشنهادی با استفاده از باند پایین با میانگین ۱۰ به ازای محوشدگی کانال با سه توزیع رابلی، برنولی، گوسی و انرژی ورودی یکنواخت مشاهده شد که نمودار متوسط نرخ ارسال داده طولانی مدت به ازای الگوریتم پیشنهادی نسبت به الگوریتم [۱۳] بهبود یافته و با افزایش میانگین انرژی ورودی بهبود افزایش یافته است. در این روش فرض بر این است که فرستنده هیچ اطلاعاتی در مورد وضعیت کانال محوشدگی و نرخ رسیدن انرژی ندارد. تنظیمات و فرضیات استفاده شده برای شرایط واقعی، معقول است. سیستم مخابراتی مورد نظر دارای یک فرستنده و یک گیرنده است که از طریق کانال نویز گوسی سفید جمع‌شونده دارای محوشدگی به یکدیگر متصل شده اند. همچنین فرض شد که میزان انرژی برداشت شده در طول یک بلوک کد، ثابت و بدون تغییر است و تغییرات از یک بلوک کد به بلوک کد بعدی ثابت در نظر گرفته شده و به عملکرد فوق العاده متوسط نرخ ارسال داده طولانی مدت





Journal of Circuits, Data and Systems Analysis (JCDSA)

Volume 1, Issue 2, Summer 2023

Papers List

<u>Number</u>	<u>Paper title/Authors</u>	<u>Page</u>
1	A new method based on texture analysis for the classification of automatic detection of breast microcalcifications of mammography images Zahra Maghsoodzadeh Sarvestani, Jasem Jamali , Mehdi Taghizadeh, Mohammad Hosein Fatehi Dindarloo	1
2	Using Cross-Coupled model to design negative capacitor in CMOS technology Mohsen Katebi Jahromi ^{1*} , Mohsen Safavi	14
3	Direct Power Control in Doubly-fed Wind Turbine Induction Generators using Fuzzy Controller Farhad Bahadori-Jahromi	27
4	Modeling of Energy Storage Systems in Microgrids with the Aim of Reducing Cost and Environmental Pollutants Mehdi Motevasel	34
5	Optimizing power consumption and delay in designing full adder based on CMOS technology Vahid Dehghan, Mohsen Katebi Jahromi	41
6	Investigation and simulation of power control plan in energy harvesting telecommunication systems Nasrollah Bayat, Azar Mahmoodzadeh, Fatemeh Safaei	50



Journal of Circuits, Data and Systems Analysis (JCDSA) Editorial Board

Director-in-Charge	Hamed Agahi	Islamic Azad University, Shiraz Branch, Shiraz, Iran
Editor-in-Chief	Taher Niknam	Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran
Internal Manager	Zahra Maghsoodzadeh	Islamic Azad University, Shiraz Branch, Shiraz, Iran
<u>Editorial Board</u>		
<i>Professor</i>	Taher Niknam	Shiraz University of Technology, Shiraz, Iran
<i>Professor</i>	Rahim Ghayour	Shiraz University, Shiraz, Iran
<i>Professor</i>	Habibollah Abiri	Shiraz University, Shiraz, Iran
<i>Professor</i>	Hamid Khaloozadeh	K.N.Toosi University of Technology, Tehran, Iran
<i>Professor</i>	Asghar Keshtkar	Imam Khomeini International University, Qazvin, Iran
<i>Professor</i>	Mohammad Bagher Menhaj	Amirkabir University of Technology, Tehran, Iran
<i>Professor</i>	Mohammad Naser Moghadasi	Islamic Azad University, S&R Branch, Tehran, Iran
<i>Professor</i>	Hasan Tavakoli	Baqiyatollah University of Medical Sciences, Tehran, Iran
<i>Professor</i>	Seyedebrahim Afjeii	Shahid Beheshti University, Tehran, Iran
<i>Associate Professor</i>	Hamed Agahi	Islamic Azad University, Shiraz Branch, Shiraz, Iran
<i>Associate Professor</i>	Ahmad Fakharian	Islamic Azad University, Qazvin Branch, Qazvin, Iran
<i>Associate Professor</i>	Amir-Masud Eftekhari-Moghadam	Islamic Azad University, Qazvin Branch, Qazvin, Iran
<i>Associate Professor</i>	Majid Ebnali	Shahrekord University
<i>Associate Professor</i>	Mohammad Sadegh Javadi Estahbanati	Islamic Azad University, Shiraz Branch, Shiraz, Iran



Islamic Azad University , Shiraz Branch
Journal of Circuits, Data and Systems Analysis



نشریه تحلیل مدارها، داده ها و سامانه ها

Journal of Circuits, Data & Systems Analysis

