

بہ نام

خالق پیدا و پنهان

کہ پیدا و نھان داند بہ یکسان



دانشگاه ارسک

دانشکده برق و کامپیوتر

گروه مهندسی برق- الکترونیک

پایان نامه برای دریافت درجه کارشناسی ارشد مهندسی برق

گرایش الکترونیک- مهندسی سیستم های میکرو و نانو الکترومکانیکی

عنوان پایان نامه:

مطالعه‌ی رفتار میکرو حسگرهای خازنی در تصویربرداری بافت‌های زنده به روش فتوآکوستیک

استاد راهنما:

دکتر قادر رضا زاده

استاد مشاور:

دکتر مهدی مدینه‌ای

تنظیم و نگارش:

نیلوفر خادم انصاری

شهریور ۱۴۰۰

بسمه تعالی



دانشگاه ارومیه

تاریخ:

دانشکده برق و کامپیوتر

شماره:

فرم اعلام نمره جلسه دفاعیه

پایان نامه کارشناسی ارشد آقای/ خانم: نیلوفر خادم انصاری به شماره دانشجویی ۹۷۵۶۵۱۰۱۱ با

عنوان: مطالعه‌ی رفتار میکرو حسگرهای خازنی در تصویربرداری بافت‌های زنده به روش فتوآکوستیک

در تاریخ به شماره‌ی ثبت و با رتبه و نمره

مورد پذیرش هیئت محترم داوران قرار گرفت.

امضاء	نام و نام خانوادگی	کمیته دفاع
	دکتر قادر رضازاده	استاد راهنما و رئیس هیئت داوران
	دکتر هادی مدینه ای	استاد مشاور
	دکتر سعید افرنگ	داور داخلی
	دکتر بهبود مشعوفی	داور خارجی
	دکتر مرتضی موسی زاده	مدیر گروه الکترونیک

حق چاپ و نشر برای دانشگاه ارومیه محفوظ میباشد.

تقدیم به

پدرم، بابوسه بردستانش که وجودش مایه دلگرمی ام است

و مادرم، بابوسه بردستانش که وجودش برایم همه مهر است

دخوشی های همیشگی ام، عطر حضورتان تکرار خوشی های من است و صفای وجودتان مایه آرامشم، امید آن داشته که تا

نفس در سینه دارم، قردان زحمت بی پایان شما باشم.

تقدیر و تشکر

با سپاس و تقدیر ویژه از استاد گرانقدر جناب آقای دکتر قادر رضازاده که در مراحل مختلف این پژوهش، راهنمایی‌های ارزنده و سازنده خود را بر من ارزانی داشته و از هیچ کوششی در این زمینه دریغ نمودند و نیز از جناب آقایان دکتر سعید افرنگ و دکتر محمد بشیر پور که زحمت داوری این پایان نامه را بر عهده داشتند تشکر ویژه دارم.

همچنین از استاد بزرگ جناب آقای دکتر ابراهیم عباسپور ثانی، که شاگردی محضرشان از بزرگترین افتخارات زندگی علمی‌ام می‌باشد، کمال تشکر را دارم.

در پایان بر خود لازم می‌دانم از همکاری دوست عزیزم هدیه محمد پور که در امر نگارش این پایان نامه مرا یاری کردند صمیمانه تشکر نمایم.

چکیده

در این پایان نامه به مطالعه‌ی مبدل‌های اولتراسوند خازنی میکروماشین کاری شده در رنج فرکانس‌های بالا برای تصویربرداری پزشکی - مولکولی به روش فتوآکوستیک که محققان زیادی را به خود جذب کرده، پرداخته شده است. بنابراین بررسی مواردی مانند مدار معادل الکتریکی و مکانیکی این مبدل جهت ارزیابی پهنای باند فرکانسی و تلاش بر بالابردن حساسیت مبدل در حالت گیرنده در این مطالعه آورده شده است. قابل ذکر است که برای طراحی مبدل اولتراسوند خازنی با رنج فرکانس کاری بالا که توانایی ایجاد تصاویری با وضوح بالا داشته باشد، نیاز به ساختاری بر پایه‌ی مکانیزم خازنی مبتنی بر تکنولوژی MEMS بوده و از این رو در این مطالعه رفتار مکانیکی دقیق این سیستم و ناپایداری پولین و پاسخ فرکانسی دیافراگم تحت نظریه گرادیان‌های مرتبه بالا بررسی شده است. قابل ذکر است که رزوناتور مورد استفاده در مبدل می‌تواند دارای ترک بسیار کوچکی در هنگام ساخت باشد، ولیکن از آنجا که رزوناتور در حال نوسان است و صفحه نوسانگر در هر لحظه تنش‌های دینامیکی (متغیر با زمان) تجربه می‌کند لذا می‌تواند باعث رشد ترک در مبدل گردد و اصطلاحاً در مبدل انباشتگی آسیب ایجاد شود. در پایان نامه‌ی حاضر رفتار مکانیکی مبدل علاوه بر مدل شدن در حالت ایده‌آل، با در نظر گرفتن انباشتگی خطا نیز مدل شده است. در بخش‌های نهایی نیز یک پروسه‌ی ساخت پیشنهادی برای این مبدل موردنظر ارائه شده است.

کلمات کلیدی: سیستم‌های میکرو الکترومکانیکی، حسگرهای خازنی، تصویربرداری فتوآکوستیک، انباشتگی آسیب



فصل اول: طرح مسئله

- ۱-۱ مقدمه
- ۲-۱ تعریف سنسور و مبدل
- ۳-۱ فناوری MEMS و کاربری آن در ساخت سنسورها
- ۴-۱ انواع حوزه‌های کاربردی سنسورها
- ۱-۴-۱ سنسورهای مکانیکی
- ۲-۴-۱ سنسورهای نوری
- ۳-۴-۱ سنسورهای الکتروشیمیایی
- ۵-۱ سیستم‌های تصویربرداری و انواع تکنیک‌های آن در حوزه‌ی تشخیصی - پزشکی
- ۱-۵-۱ رادیوگرافی اشعه ایکس
- ۲-۵-۱ توموگرافی کامپیوتری اشعه ایکس (CT)
- ۳-۵-۱ تصویربرداری تشدید مغناطیسی (MRI)
- ۴-۵-۱ سونوگرافی
- ۵-۵-۱ تصویربرداری نوری
- ۶-۱ تصویربرداری مولکولی - پزشکی به روش فتوآکوستیک
- ۱-۶-۱ اثر فتوآکوستیک
- ۲-۶-۱ اساس تولید امواج فراصوتی در سیستم‌های تصویربرداری PA
- ۳-۶-۱ تصویربرداری توموگرافی کامپیوتری فتوآکوستیک (PACT)
- ۴-۶-۱ تصویربرداری میکروسکوپی فتوآکوستیک (PAM)
- ۵-۶-۱ منابع نوری PAI
- ۷-۱ آشکارسازهای کاربردی در تصویربرداری PA

۸-۱ ضرورت انجام پایان‌نامه ۱۹

۹-۱ ساختار تحقیق ۲۰

فصل دوم: مروری بر تحقیقات پیشین

۱-۲ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد فناوری MEMS ۲۱

۲-۲ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد تصویربرداری فتوآکوستیک ۲۳

۴-۲ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد مبدل‌ها ۲۳

۵-۲ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد بررسی انباشتگی خرابی در مبدل‌ها ۲۶

فصل سوم: بررسی مفاهیم پایه و مدل‌سازی الکتریکی و مکانیکی مبدل‌های گیرنده‌ی فراصوت

۱-۳ مقدمه ۲۸

۲-۳ پیزوالکتریک ۲۸

۳-۳ الکترواستاتیک ۳۰

۴-۳ مدل‌سازی مکانیکی و الکتریکی CMUT ۳۳

۵-۳ ضریب اتصال الکترومکانیکی ۳۴

۶-۳ فشار خروجی آکوستیک ۳۵

۸-۳ محاسبه‌ی حساسیت مبدل در حالت گیرنده ۳۷

۹-۳ مقدمه‌ای به بررسی انباشتگی آسیب در همه‌ی مبدل‌ها ۳۸



فصل چهارم: مدلسازی ریاضی و بررسی معادلات حاکم بر ساختار در حالت ایده‌آل و با در نظر گرفتن انباشتگی آسیب

۳۹	۱-۴ مقدمه
۴۱	۲-۴ نیروی میدان الکترواستاتیک
۴۲	۳-۴ استخراج معادله‌ی حرکت عرضی در صفحه‌ی دایروی
۴۵	۴-۴ بی بعد سازی
۴۶	۵-۴ حل عددی
۴۷	۶-۴ حل استاتیکی
۴۹	۷-۴ حل دینامیکی
۵۱	۸-۴ تحلیل فرکانسی
۵۲	۹-۴ معادلات حرکت غیرخطی و حل عددی در بررسی Damage Accumulation
۵۳	۱۰-۴ آسیب در میکرو و نانو ساختارها
۵۵	۱۱-۴ حل عددی
۵۶	۱۲-۴ تحلیل استاتیکی
۵۶	۱۳-۴ تحلیل دینامیکی
۵۹	۱۴-۴ پاسخ‌های فرکانسی

فصل پنجم: نتایج عددی و پروسه‌ی ساخت



- ۱-۵ مقدمه ۶۱
- ۲-۵ تحلیل استاتیکی مبدل در حالت ایده‌آل ۶۳
- ۳-۵ تحلیل دینامیکی مبدل در حالت ایده‌آل ۶۶
- ۴-۵ تحلیل فرکانسی ۶۸
- ۵-۵ تحلیل دینامیکی با در نظر گرفتن انباشتگی آسیب ۷۲
- ۷-۵ تحلیل فرکانسی مبدل با در نظر گرفتن انباشتگی آسیب ۷۸
- ۸-۵ پروسه‌ی ساخت ۸۰

فصل ششم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات آتی

- ۱-۶ نتیجه‌گیری ۸۷
- ۲-۶ پیشنهاداتی برای کارهای آتی ۸۹

منابع



فهرست جدول‌ها

- جدول ۵-۱ ابعاد هندسی ذکر شده در [۵۷]..... ۶۲
- جدول ۵-۲ مشخصات فیزیکی مواد تشکیل دهنده دیافراگم [۶۸]..... ۶۲
- جدول ۵-۳ ابعاد هندسی ساختار..... ۶۲
- جدول ۵-۴ ولتاژ پولین محاسبه شده برای شعاع‌های مختلف..... ۶۶
- جدول ۵-۵ نتایج بدست آمده توسط شورچه و همکاران [۶۹]..... ۷۲

فهرست شکل‌ها

- شکل ۱-۱ انواعی از سنسورهای مکانیکی (از سمت راست به چپ به ترتیب: سنسور القایی، سنسور خازنی، سنسور فشارسنج، سنسور ژيروسکوپ) ۳
- شکل ۱-۲ (الف) سنسور نوری مادون قرمز، (ب) سنسور نوری الکتریکی، (ج) سنسور نوری فاصله‌سنج ۳
- شکل ۱-۳ انواعی از سنسورهای الکتروشیمیایی ۴
- شکل ۱-۴ مفهوم سیستم تصویربرداری پزشکی ۵
- شکل ۱-۵ شماتیک سیستم تصویربرداری اشعه ایکس ۶
- شکل ۱-۶ سیستم توموگرافی کامپیوتری با اشعه ایکس ۷
- شکل ۱-۷ شماتیک تصویربرداری تشدید مغناطیسی (MRI) ۸
- شکل ۱-۸ تصویربرداری سونوگرافی ۹
- شکل ۱-۹ نوعی از سیستم تصویربرداری نوری ۱۰
- شکل ۱-۱۰ سیستم تصویربرداری فتوآکوستیک ۱۱
- شکل ۱-۱۱ شماتیک سیستم PACT با نمای استوانه‌ای و طراحی متمرکز اپتیکی-آکوستیکی ۱۳
- شکل ۱-۱۲ انواع مکانیزم‌های تصویربرداری فتوآکوستیک میکروسکوپی ۱۴
- شکل ۱-۱۳ تصویری از پروب شامل حداکثر چهار دیود لیزری پالس کوتاه با طول موج‌های مختلف و ادغام شده با یک مبدل اولتراسوند خطی ۱۵
- شکل ۱-۱۴ ساختار کلی PMUT (لایه پیزوالکتریک بین الکترودهای بالا و پایین) ۱۶
- شکل ۱-۱۵ شماتیکی از فرستنده و گیرنده امواج در PMUT ۱۷
- شکل ۱-۱۶ شماتیکی از CMUT و نحوه‌ی عملکرد آن هم در حالت فرستنده و هم گیرنده ۱۸
- شکل ۲-۱ اولین ترانزیستور و دستگاه تست نقطه تماس (۱۹۴۷) ۲۲
- شکل ۲-۲ (الف) چرخ‌دنده‌ی میکروماشین شده با پروسه‌ی LIGA برای یک موتور الکترومغناطیسی کوچک، (ب) و (ج) اولین مدار مجتمع از نمای نزدیک ۲۲
- شکل ۲-۳ شماتیکی از طرح فوتوفون ۲۳
- شکل ۲-۴ اولین نمایش اثر پیزوالکتریک بر روی چند کریستال ۲۴

- شکل ۲-۵ Pan-scanner اصلی هولمز و همکاران که برای ایجاد تصویر فراصوتی از ساختارهای بافت نرم بدن انسان طراحی شده است..... ۲۵
- شکل ۲-۶ CMUT شفاف و انعطاف‌پذیر ساخته‌شده با روش رول لمینیت..... ۲۶
- شکل ۳-۱ مواد پیرو سرامیک یا کریستال پیزوالکتریک غیرسانا بین دو صفحه فلزی قرارداد شده‌است..... ۲۹
- شکل ۳-۲ اثر پیزوالکتریک معکوس تبدیل‌کننده انرژی الکتریکی به انرژی مکانیکی..... ۳۰
- شکل ۳-۳ انواعی از آرایه‌های CMUT در هندسه و سطح‌های مختلف که روی یک ویفر ساخته شده‌اند..... ۳۲
- شکل ۳-۴ مدار معادل مکانیکی جرم - فنر - دمپر CMUT..... ۳۳
- شکل ۳-۵ مدار معادل الکتریکی CMUT..... ۳۴
- شکل ۳-۶ شماتیکی از عملکرد CMUT در حالت گیرنده..... ۳۷
- شکل ۴-۱ شماتیک سه بعدی میکرو صفحه‌های دایره‌ای در تحریک الکترواستاتیک..... ۴۰
- شکل ۵-۱ نمودار ضریب اتصال الکترومکانیکی تحت تئوری کلاسیک و گرادیان مرتبه‌ی بالا..... ۶۳
- شکل ۵-۲ نمودار ضریب اتصال الکترومکانیکی با در نظر گرفتن مقادیر مختلف اثر خازن پارازیتی..... ۶۴
- شکل ۵-۳ نمودار ولتاژ پولین محاسبه شده برای ضخامت‌های مختلف..... ۶۵
- شکل ۵-۴ صفحات فازی دیافراگم..... ۶۷
- شکل ۵-۵ پاسخ زمانی دیافراگم..... ۶۷
- شکل ۵-۶ پاسخ فرکانسی به ازای ولتاژهای بایاس مختلف..... ۶۹
- شکل ۵-۷ پاسخ فرکانسی به ازای ضخامت‌های مختلف..... ۷۰
- شکل ۵-۸ پاسخ فرکانسی به ازای شعاع‌های مختلف..... ۷۰
- شکل ۵-۹ نمودار فشار خروجی..... ۷۱
- شکل ۵-۱۰ نمودار حساسیت گیرنده..... ۷۲
- شکل ۵-۱۱ (الف) صفحه فازی، (ب) بررسی بازه‌ی زمانی در میکرو صفحه ($V_{DC} = 125\text{ V}$ و $V_{AC} = 0.01\text{ V}$ و $\xi = 0$)..... ۷۳
- شکل ۵-۱۲ (الف) پرتو فاز، (ب) بازه‌ی زمانی و (ج) تغییرات پارامتر انباشتگی آسیب در میکروسیستم پیشنهادی در گام‌های ولتاژ DC مختلف و همچنین در ولتاژ $V_{ac} = 0.03\text{ V}$ ۷۶

- شکل ۵-۱۳ (الف) صفحه‌ی فازی (ب) بازه‌ی زمانی و (ج) تغییرات پارامتر انباشتگی آسیب در میکرو سیستم پیشنهادی در ولتاژهای AC هارمونیک و در ولتاژ ثابت $V_{DC}=125 \text{ V} \cdot DC$ ۷۸
- شکل ۵-۱۴ پاسخ فرکانسی غیر خطی رزوناتور میکروصفحه با در نظر گرفتن هر دو مورد همراه و بدون انباشتی آسیب ۷۹
- شکل ۵-۱۵ لایه نشانی اکساید عنوان ماسک برای نفوذ ناخالصی‌ها ۸۰
- شکل ۵-۱۶ نفوذ دادن ناخالصی بورون برای ایجاد الکتروود ثابت ۸۱
- شکل ۵-۱۷ حذف اکساید از محل حفره‌ها با محلول ۸۱
- شکل ۵-۱۸ ایجاد لایه‌ی نگه دارنده‌ی دیافراگم از روش LPCVD ۸۲
- شکل ۵-۱۹ لایه نشانی سیلیکان نایتراید به عنوان لایه محافظ ۸۲
- شکل ۵-۲۰ لایه نشانی لایه‌ی قربانی برای ایجاد فاصله‌ی هوایی بین الکترودها ۸۳
- شکل ۵-۲۱ لایه نشانی لایه‌ای از پلی سیلیکان به همراه تزریق یون فسفر برای ایجاد دیافراگم ۸۳
- شکل ۵-۲۲ حذف نایتراید از محل پد الکتروود زیرین به کمک لایه نشانی اکساید ۸۴
- شکل ۵-۲۳ لایه نشانی اکساید جهت محافظت از قسمت بالایی ویفر هنگام لایه برداری پشت ویفر ۸۴
- شکل ۵-۲۴ لایه برداری پشت ویفر با الگودهی اکساید ۸۵
- شکل ۵-۲۵ لایه برداری ویفر سیلیکانی توسط محلول EDP ۸۵
- شکل ۵-۲۶ لایه برداری لایه قربانی از قسمت زیرین و بالای ویفر ۸۶

فصل اول: طرح مسئله

۱-۱ مقدمه

ما در عصری از تغییرات بی‌امان و شتابنده زندگی می‌کنیم که تغییرات عمده در نحوه کار و زندگی ما در طول قرن گذشته به این معنی است که ما در زندگی دچار بی‌تحركی بیشتری نسبت به نسل‌های ماقبل خود شده‌ایم و این امر منجر به افزایش مشکلات سلامتی مانند چاقی، سرطان، بیماری مزمن کبدی و سایر بیماری‌های ناشی از سبک زندگی شده که جهان را با چالش‌های بزرگی که نیاز به راه‌حلی اساسی دارد، مواجه کرده است. امروزه فناوری‌هایی مانند سنسورها، به ابزاری کاربردی برای حل بسیاری از چالش‌های جهانی تبدیل شده و در بسیاری از سیستم‌های مدرن صنعتی، از جمله پردازش مواد غذایی، نظارت بر فعالیتهای روزمره مانند حمل و نقل، تشخیص کیفیت هوا، داروها و بسیاری از روشهای پزشکی-درمانی و موارد دیگر، نقش اساسی را ایفا می‌کنند که ادامه‌ی تکامل تکنولوژیکی سنسورها شاهد فرآیند کوچک‌سازی آنها خواهد بود. [۱، ۲]

۲-۱ تعریف سنسور و مبدل

حسگر یا سنسور دستگاهی است که محرکی را دریافت کرده و در پاسخ به آن سیگنال الکتریکی تولید می‌کند به عبارت دیگر هر نوع از انرژی ورودی را در خروجی به انرژی الکتریکی تبدیل می‌کند. [۳] تفاوت اساسی سنسور با مبدل در این است که سنسور هر نوع انرژی یا سیگنال دریافت شده را فقط به فرم الکتریکی تبدیل می‌کند، اما مبدل هر نوع انرژی یا سیگنال را از یک نوعی به نوعی دیگر تبدیل می‌کند به عبارتی مبدل‌ها تغییرات را حس کرده و آنها را به یک خروجی قابل استفاده تبدیل کرده یا انتقال می‌دهند. [۴] امروزه تمایزی بین کلمات سنسور و مبدل قائل نشده و کلمه‌ی مبدل بیشتر در ایالات متحده و کلمه‌ی سنسور نیز در اروپا محبوبیت بیشتری دارد.

۳-۱ فناوری MEMS و کاربری آن در ساخت سنسورها

همانطور که می‌دانیم کلمه‌ی MEMS مخفف شده‌ی عبارت Micro Electro Mechanical Systems است. فناوری MEMS بطور گسترده از فناوری تولیدات مدارهای مجتمع (IC) برگرفته شده است. تفاوت اصلی بین تکنولوژی ساخت IC و MEMS در این است که با استفاده از MEMS علاوه بر اجزای الکتریکی مانند خازن، سلف، ترانزیستورها می‌توان اجزای مکانیکی مانند سنسورها، محرک‌ها، چرخ‌دنده‌ها، پمپ‌ها، آینه‌های میکرویی و بسیاری موارد دیگر را در مقیاس‌های حدود میکرومتر تا میلی‌متر ایجاد کرد.^[۵] سیستم‌های MEMS در واقع دستگاه‌های میکروسکوپی یکپارچه و ترکیبی از الکترونیک، عناصر الکتریکی و مکانیکی هستند که همگی در کنار هم به عنوان تکنولوژی موسوم به میکروسیستم‌ها (MST) کار می‌کنند.^[۶]

به نظر برخی افراد اولین حسگر مدرن، ترموستات بوده که در سال ۱۸۸۳ تولید شده است. در دهه‌های اخیر، تکامل حسگرها تحت تأثیر فناوری‌های ICT (فناوری اطلاعات و ارتباطات)، ادغام با میکروکنترلرها و بسیاری موارد دیگر قرار گرفته است.^[۷]

سنسورهای MEMS به طور گسترده‌ای در صنعت خودرو استفاده می‌شوند که پرکاربردترین آنها شتاب‌سنج‌های موجود در سیستم‌های مهار کیسه هوا، سیستم‌های برنامه‌ی پایداری الکترونیکی (ESP) و سیستم‌های ترمز ضد انفجار (ABS) هستند. این سنسورها با داشتن مزایایی مانند: کوچک و در عین حال دقیق بودن، مصرف کم انرژی و هزینه‌ی تولید بسیار پایین، در رشد سریع دستگاه‌های الکترونیکی مصرفی (CE)،^۱ مانند چاپگرهای جوهرافشان، گوشی‌های هوشمند، تبلت‌ها، دستگاه‌های بازی قابل حمل، دوربین‌های دیجیتال تأثیر بسزایی داشته‌اند.

مهمترین کاربرد این سنسورها اخیراً در حوزه‌ی مراقبت پزشکی در دستگاه‌های اندازه‌گیری فشارخون، ضربان سازهای قلب، دستگاه‌های تنفسی و بسیاری از کاربرد مفید دیگر هستند. البته در بعضی موارد، کوچک بودن اجزا و حجم و وسیع بودن سطح آن‌ها باعث می‌شود که اثرات سطحی مانند الکترواستاتیک و ویسکوزیته نسبت به اثرات حجمی مانند اینرسی یا ظرفیت حرارتی غالب باشد که از این اثر برای ساخت سنسورهای خاصی استفاده می‌شود.

¹ Integrated Circuit

² Microsystems Technology

³ Information Communications Technology

⁴ Electronic Stability Program

⁵ Antilock Braking System

⁶ Consumer electronics

۱-۴ انواع حوزه‌های کاربردی سنسورها

۱-۴-۱ سنسورهای مکانیکی

سنسورهای مکانیکی ورودی‌هایی مانند حرکت، سرعت، شتاب و جابجایی که منجر به تغییر شکل مکانیکی در یک دستگاه یا ماده می‌شود را اندازه‌گیری می‌کنند و ممکن است خروجی‌هایی بصورت مغناطیسی، نوری، حرارتی داشته باشند که اگر سیگنال خروجی این سنسورها الکتریکی باشد، جزو سنسورهای الکترومکانیکی خواهند بود.



شکل ۱-۱ انواعی از سنسورهای مکانیکی (از سمت راست به چپ به ترتیب: سنسور القایی، سنسور خازنی، سنسور فشارسنج، سنسور ژيروسکوپ)

۱-۴-۲ سنسورهای نوری

سنسورهای نوری با تشخیص فوتون‌های نور در محدوده طیفی مرئی، مادون قرمز و فرابنفش کار می‌کنند. این سنسورها با اندازه‌گیری تغییرات شدت انتشار یا جذب نور، تداخل پرتوهای نوری در هدف مورد نظر کار می‌کنند.



(ج)



(ب)



(الف)

شکل ۱-۲ (الف) سنسور نوری مادون قرمز، (ب) سنسور نوری الکتریکی، (ج) سنسور نوری فاصله‌سنج

۱-۴-۳ سنسورهای الکتروشیمیایی

یک سنسور الکتروشیمیایی پارامترهای الکتریکی نمونه موردنظر را اندازه‌گیری کرده و از یک الکتروود برای سنجش و یک الکتروود به عنوان مرجع و گاهی یک الکتروود شمارنده تشکیل شده است که معمولاً در تماس با الکتروولیت مایع یا جامد قرار می‌گیرند.



شکل ۱-۳ انواعی از سنسورهای الکتروشیمیایی

۱-۵ سیستم‌های تصویربرداری و انواع تکنیک‌های آن در حوزه‌ی تشخیصی- پزشکی

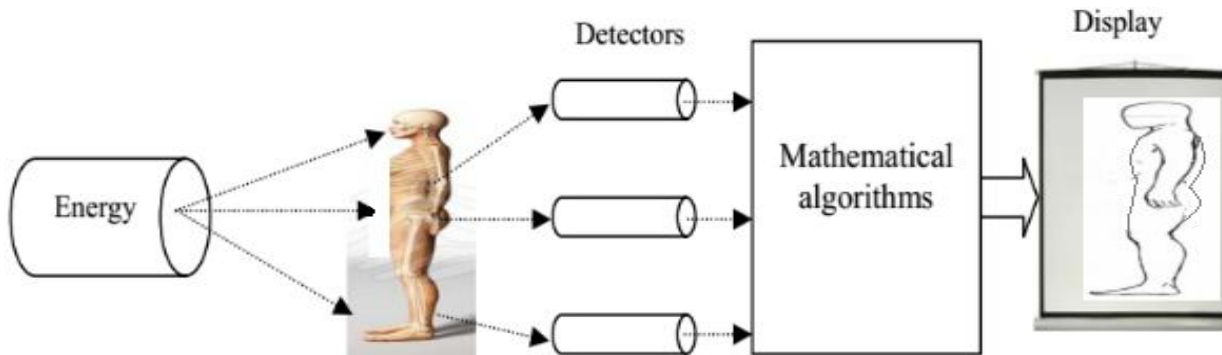
جالب است بدانیم که تا سال ۲۰۱۰، حدود پنج میلیارد تصویربرداری پزشکی در سراسر جهان انجام شده است و اولین قدم ورود به این عرصه‌ی ارزشمند پزشکی، رادیوگرافی بوده که از سال ۱۸۹۵ با کشف اشعه ایکس توسط رونتگن^۱ با عکس برداری از دست همسرش آغاز شد. حدود بیش از نیم قرن بعد کورمک^۲ با ارائه افکار بی‌نظیر خود، دیدگاه پزشکی را نسبت به توموگرافی کامپیوتری توسط اشعه ایکس جلب کرده که نزدیک ۱۰ سال بعد هانسفیلد^۳ اولین سی تی اسکن بالینی را ارائه داد که از آن پس بزرگترین پیشرفت‌ها در زمینه تصویربرداری آغاز شد. سپس سونوگرافی به عنوان یک ابزار تشخیصی برای محلی‌سازی تومورهای مغزی در سال ۱۹۴۲ ارائه شده که اکنون نیز در پزشکی برای کاربردهای مختلفی مورد استفاده قرار می‌گیرد. تحقیقات در مورد روش‌های دیگری از علم تصویربرداری پزشکی مانند MRI، طیف‌سنجی نوری، پزشکی هسته‌ای و ترموگرافی بالینی دنیای وسیعی از پیشرفت‌های علم پزشکی را برای محققان ایجاد کرده است که در ادامه با مکانیزم برخی از آنها آشنا خواهیم شد.

مفهوم اساسی و به زبان ساده‌ی سیستم‌های تصویربرداری پزشکی، طبق شکل زیر شامل یک منبع انرژی است که می‌تواند به بافت‌های بدن نفوذ کرده و عبور کند که این انرژی با توجه به تراکم و تعداد اتم‌های موجود در بافت،

¹ Röntgen
² Cormack

³ Hounsfield

جذب یا ضعیف شده و منجر به تولید سیگنال و این سیگنال‌ها توسط ردیاب‌های خاص متناسب با منبع انرژی شناسایی می‌شوند و بعد با استفاده از الگوریتم‌های ریاضیاتی برای ثبت یک تصویر، پردازش می‌شوند.



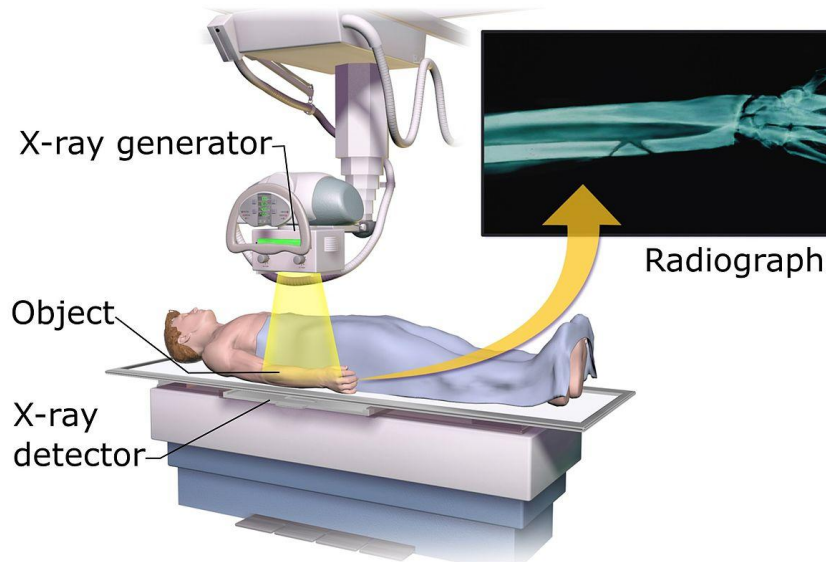
شکل ۱-۴ مفهوم سیستم تصویربرداری پزشکی

۱-۵-۱ رادیوگرافی اشعه ایکس^۱

رادیوگرافی از اشعه الکترومغناطیس یونیزه شده مانند اشعه ایکس با انرژی بالا، برای تصویربرداری از اهداف استفاده می‌کند. عملکرد این سیستم اینگونه است که X-ray از مجرای یک تیوپ تولید اشعه، به هدف مورد نظر تابیده و پس از عبور از آن، توسط دستگاه‌ها و فیلم مخصوص موجود در قسمت پشتی هدف، تصویر ظهور و ثبت می‌شود. از رادیوگرافی در معاینات دندانپزشکی، نوع و میزان شکستگی، ماموگرافی و غیره استفاده می‌شود و مزایایی مانند غیرتهاجمی و سریع بودن و خطراتی مانند افزایش احتمال ابتلا به سرطان در زندگی، ریزش مو در مقادیر بالای قرارگرفتن در معرض اشعه را همراه دارد.

¹ X-ray radiography

Projectional radiography

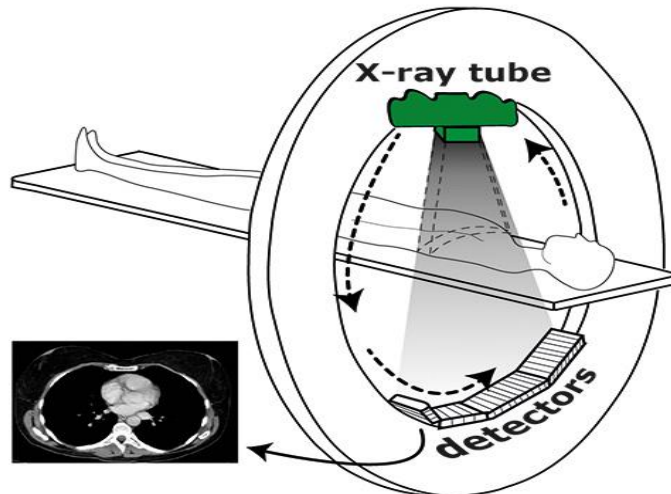


شکل ۱-۵ شماتیک سیستم تصویربرداری اشعه ایکس

۱-۵-۲ توموگرافی کامپیوتری اشعه ایکس (CT)

توموگرافی کامپیوتری توسط اشعه ایکس، تصاویر را به صورت سطح مقطعی از بدن انسان ثبت می‌کند و عملکردش اینگونه است که در یک حلقه‌ی چرخان، به جای فیلم رادیوگرافی، چندین آشکارساز نصب شده و کانال X-ray هم در سمت مخالف آشکارسازها قرار گرفته، که طبق شکل زیر، پرتوی در حال تابش به دور بیمار چرخیده و از بدنش عبور و همزمان به آشکارسازهای چرخان رسیده است که با چرخش یک دور آنها حول بدن بیمار، تصویر توسط کامپیوتر بازسازی و ثبت می‌شود. [۸] کاربردهای این تصویربرداری در قسمت‌هایی از بدن مانند مغز، سینوس‌ها، ستون فقرات و غیره است و مزایایی از قبیل غیرتهاجمی، سریع بودن، داشتن وضوح بالا و معایبی مانند قرارگرفتن در معرض اشعه‌ی یونیزه، عدم تشخیص ناهنجاری‌های داخلی مجرای، کنتراست ضعیف در بافت‌های نرم دارد.

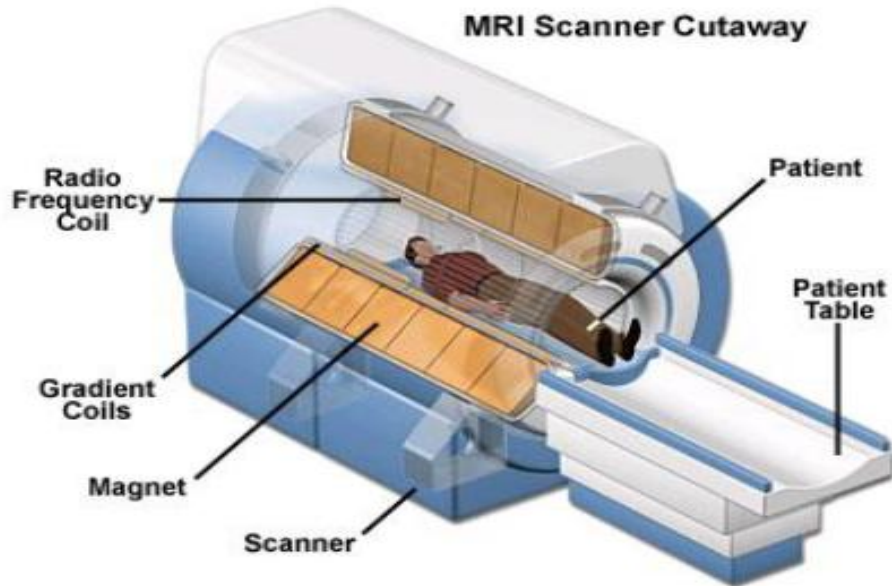
¹ X-ray Computed Tomography



شکل ۱-۶ سیستم توموگرافی کامپیوتری با اشعه ایکس

۱-۵-۳ تصویربرداری تشدید مغناطیسی (MRI)

این تصویربرداری بر پایه‌ی میدان‌های مغناطیسی و فرکانس‌رادیویی است. [۹] اساس کارکردش اینگونه است که آهنربایی به طور ثابت میدان مغناطیسی تولید کرده و سیستم گرادیان میدان مغناطیسی، متمرکزسازی سیگنال را انجام داده و همچنین سیستم RF با یک سیم‌پیچ فرستنده برای تحریک سیستم چرخشی، میدان مغناطیسی چرخان تولید کرده و با یک گیرنده نیز مغناطیس تولید شده را به سیگنال تبدیل می‌کند. سپس سیگنال‌ها توسط اسکنر MR اندازه‌گیری و به عنوان تصویر بازسازی می‌شوند. کاربردهای معمول MRI عبارتند از: بررسی تومورها و ناهنجاری‌های مغز و نخاع و از مزایای آن می‌توان به غیرتهاجمی و بدون تشعشعات یونیزان بودن و مناسب برای دوران بارداری و دارای کنتراست بالا و از معایب آن می‌توان به نیازمندی به آشکارسازهای زیاد، عدم ارائه اطلاعات زمان واقعی، ایجاد احساس کلاستروفوبیک (ترس از مکان‌های بسته) در افراد و گران‌قیمت بودن اشاره کرد.

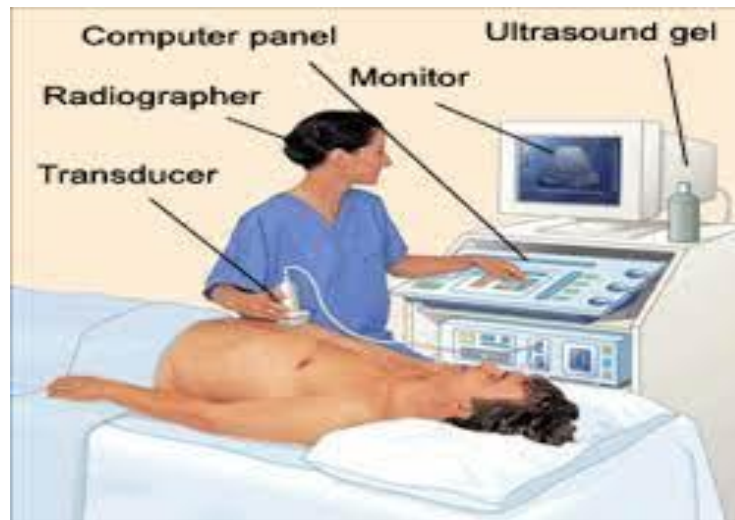


شکل ۱-۷ شماتیک تصویربرداری تشدید مغناطیسی (MRI)

۴-۵-۱ سونوگرافی^۱

سونوگرافی از امواج صوتی فرکانس بالا با پهنای باند وسیع در محدوده‌ی مگاهرتز استفاده می‌کند. عملکردش اینگونه است که مبدل اولتراسوند روی پوست بیمار در نزدیکی محدوده‌ی مورد نظر قرار گرفته و جریانی از امواج صوتی فرکانس بالا را برای نفوذ به بدن تولید و سپس این امواج از اندام‌های داخل بدن با انعکاس‌های مختلفی بازگشت داده شده که توسط مبدل‌هایی تشخیص و از طریق سیستم دیجیتالی به تصاویر در زمان واقعی تبدیل می‌شوند. از کاربردهای سونوگرافی می‌توان بررسی رشد جنین در دوران بارداری و تصویربرداری از اندام‌های داخلی بدن را بیان کرد. مزایای سونوگرافی عبارتند از: غیرتهاجمی بودن، عدم استفاده از تشعشعات یونیزان، ارائه اطلاعات در زمان واقعی، توانایی تشخیص ناهنجاری‌های داخل و خارج مجرای و درمقابل معایب سونوگرافی عبارتند از: وابسته به اپراتور بودن، عدم توانایی مشاهده‌ی کلی رگ‌ها، تحت تأثیر وضعیت آبرسانی بودن.^[۱۰]

^۱ Ultrasonography

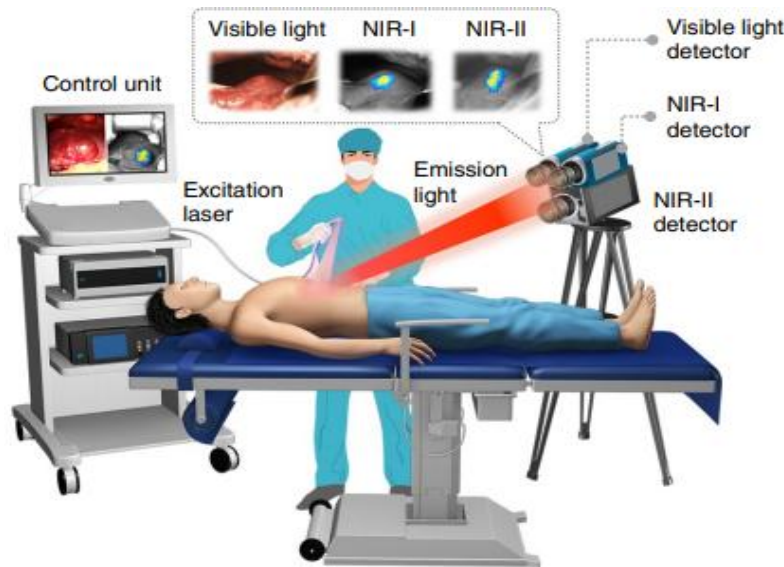


شکل ۱-۸ تصویربرداری سونوگرافی

۱-۵-۵ تصویربرداری نوری^۱

در تصویربرداری نوری عملکرد سلولی و مولکولی در بافت زنده توسط نور بررسی می‌شود که ابزاری قدرتمند برای کاوش بافت و فرایندهای بیومولکولی آن است. [۱۱] عملکرد این سیستم‌ها اینگونه است که با انتخاب طیف نوری خاص و اعمال تنظیماتی در آن جهت تحریک بافت و تشخیص سیگنال‌های منشعب از فعل و انفعالات نور و بافت، می‌توان تصویری را پردازش و ثبت کرد. [۱۲] از کاربردهای این تصویربرداری می‌توان به تشخیص میزان همودینامیکی خون، تشخیص تومورها، بررسی عملکرد مغز و از مزایای آن می‌توان غیرتهاجمی و تابش غیریونیزه بودن، بررسی ویژگی‌های تومور، ایجاد تمایز بین بافت‌های نرم و معایب آن را از جمله تفکیک مکانی کم به دلیل ماهیت انتشار نور در بافت، حساس به میزان اکسیژن خون و غلظت لیپید در بافت برشمرد.

^۱ Optical Imaging



شکل ۱-۹ نوعی از سیستم تصویربرداری نوری

۶-۱ تصویربرداری مولکولی - پزشکی به روش فتوآکوستیک

در سال‌های اخیر، تکنیک‌های تصویربرداری مولکولی به سرعت پیشرفت داشته و امکان شناسایی زودتر، تشخیص دقیق‌تر و بهبود مدیریت بیماری را فراهم می‌کنند. البته روش‌های تصویربرداری رزونانس مغناطیسی (MRI) و تصویربرداری رادیونوکلئید زمینه مناسبی را در تصویربرداری‌های پزشکی بالینی ایجاد کرده، اما هزینه‌های آن‌ها زیاد و محدودیت‌هایی مانند اتاق‌های محافظ مغناطیسی یا تجهیزات ایمنی تابشی دارد. [۱۳]

تصویربرداری فتوآکوستیک (PAI)، که به آن تصویربرداری اپتوآکوستیک یا ترموآکوستیک هم گفته می‌شود، قابلیت کم‌حجم و قابل حمل بودن را می‌تواند داشته باشد و در عین حال با کنتراست و دقتی بالا برای تصویربرداری از رگ‌های خونی ناحیه‌ای از بافت مورد نظر استفاده شود. [۱۴]

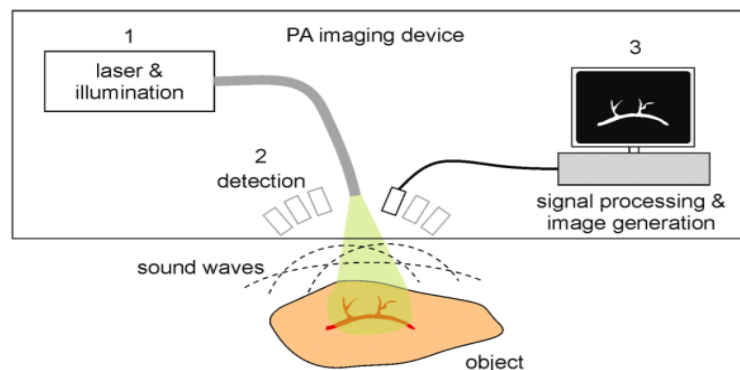
۱-۶-۱ اثر فتوآکوستیک

اثر فتوآکوستیک به تشکیل امواج صوتی ناشی از جذب نور در یک ماده گفته می‌شود. برای به دست آوردن این اثر، شدت نور باید به صورت فلاش یا پالس دوره‌ای معمولاً در حد نانوثانیه، متغیر باشد [۱۵] و توسط ردیاب‌هایی صوت ناشی از تغییرات فشار اندازه‌گیری شود. به طور کلی جهت ایجاد اثر فتوآکوستیک می‌توان از تابش الکترومغناطیسی،

شامل طیف وسیعی از فرکانس‌های الکترومغناطیسی از اشعه گاما و اشعه ایکس گرفته تا امواج مایکروویو و رادیویی استفاده کرد.

۱-۶-۲ اساس تولید امواج فراصوتی در سیستم‌های تصویربرداری PA

در طی دو دهه‌ی گذشته تصویربرداری فتوآکوستیک پیشرفت چشمگیری در تشخیص بهتر انواع بیماری‌ها به ویژه برای بیماری‌هایی که تغییراتی در عروق اتفاق می‌افتد، داشته است. در تصویربرداری PA معمولاً از طیف‌نوری غیر یونیزه‌کننده یعنی مرئی یا نزدیک مادون قرمز (NIR) استفاده می‌شود، زیرا در این طیف هم جذب آب و هم پراکندگی نوری در بافت کم بوده و در نتیجه نفوذ نور و عمق تصویربرداری بیشتر است. اساس این تصویربرداری اینگونه است که پالس‌لیزر برای انتقال انرژی نوری به بافت برخورد کرده، سپس بافت‌ها مقداری انرژی نور لیزر را جذب و گرم می‌شوند، سپس بافت‌ها منبسط شده و برای آزادکردن انرژی گرمایی ایجاد لرزش می‌کنند. این گسترش سریع بافت‌ها به دلیل طبیعت الاستیکی بودنش، باعث تولید امواج فراصوتی در محدوده فرکانسی مگاهرتز شده که توسط آشکارسازهایی دریافت و با الگوریتم‌های بازسازی سیگنال‌ها، تصاویر پردازش و ثبت می‌شوند. [۱۶] از این روش فتوآکوستیک در تصویربرداری مغز، تیروئید، پوست و پستان در حد نمونه‌های آزمایشی در انسان و همچنین در تصویربرداری اندام‌های داخلی حیوانات کوچک مانند موش بکار رفته است.



شکل ۱-۱۰ سیستم تصویربرداری فتوآکوستیک

¹ Near Infrared

تصویربرداری PA یک روش هیبریدی است که نحوه‌ی تشکیل تصاویر آن به دو روش توموگرافی کامپیوتری فتوآکوستیک (PACT)^۱ که شکل‌گیری تصویر بر اساس روش بازسازی و میکروسکوپ فتوآکوستیک (PAM)^۲ بر اساس شکل‌گیری تصویر متمرکز است، تقسیم می‌شود که می‌توانند در بافت‌های نرم عروقی با جذب نور توسط هموگلوبین، کنتراست شدیدی ایجاد کنند که روش‌های X-ray، CT، MRI و US فاقد این حساسیت هستند. از مهمترین مزایا و معایب این تصویربرداری می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

- ✓ غیریونیزه بودن به دلیل عملکرد آن بر پایه‌ی تابش نوری و امواج فراصوتی
 - ✓ فراهم کردن عمق نفوذ بهتر از تصویربرداری نوری و وضوح مکانی بهتر از تصویربرداری اولتراسونیک
 - ✓ توانایی ایجاد تصاویر باکیفیت با استفاده از نانوذرات‌ها در فرآیند تصویربرداری که سبب افزایش روند گرم‌شدن بافت شده و در نتیجه سیگنال‌های فراصوت بیشتر و بهتری تولید می‌شود
 - ✓ حساس بودن سیگنال‌های فتوآکوستیک به دما و امکان کاربرد این سیگنال‌ها در روش فوتوترمال درمانی
- سرطان‌ها [۱۷]
- محدود بودن عمق نفوذ نور در بافت و در محدوده نورمرئی به چند میلی‌متر و در نزدیک مادون قرمز به چند سانتی‌متر
 - گسترده بودن پهنای باند امواج فراصوتی تولید شده از طریق اثر فتوآکوستیک و ایجاد تداخل در ترکیب با سیستم‌های تصویربرداری اولتراسوند
 - وجود حرکت مصنوعاتی در حین تصویربرداری زنده مانند سایر تصویربرداری‌های زیست‌پزشکی

۱-۶-۳ تصویربرداری توموگرافی کامپیوتری فتوآکوستیک (PACT)

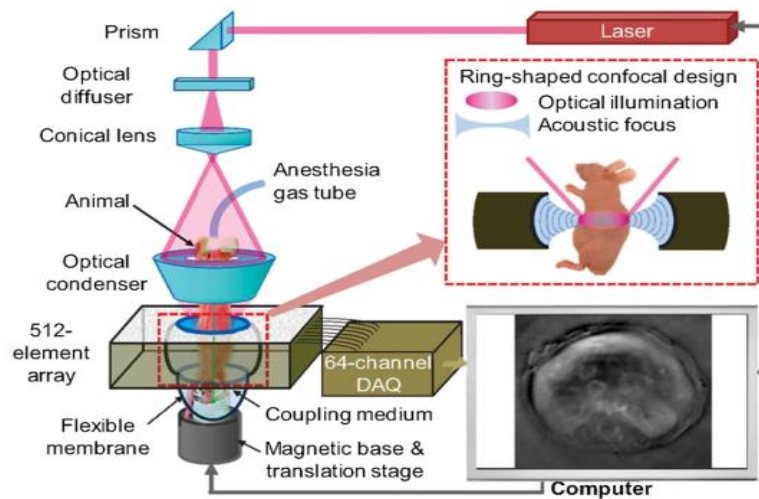
در تصویربرداری از یک پرتوی نوری غیرمتمرکز جهت تحریک ناحیه موردنظر از بافت استفاده شده که آرایه‌ای از حسگرها امواج فراصوت تولید شده را در موقعیت‌های مختلف از اطراف بافت اندازه‌گیری می‌کنند. [۱۸] عمق نفوذ در PACT تا ۷ سانتی‌متر می‌تواند باشد، اما وضوح جانبی فقط حدود چند صد میکرومتر خواهد بود. [۱۹] روش‌های تصویربرداری نوری خالص^۳ با سنجش تغییرات شدت نور منتقل شده، می‌توانند میزان جذب نور را تشخیص دهند،

¹ Photoacoustic Computed Tomography

² Photoacoustic Microscopy

³ Pure Optical Imaging

اما حساسیتشان معمولاً دو برابر کمتر از PAT است [۲۰]. همچنین روش‌های تصویربرداری فراصوتی خالص نیز می‌تواند تفکیک فضایی بالایی در بافت‌های عمیق ایجاد کند، اما کنتراست آن قادر به ارائه‌ی پارامترهایی مانند تشخیص میزان غلظت اکسیژن خون نیست. از آنجا که امواج صوتی دچار پراکندگی بسیار ضعیف‌تری نسبت به نور در بافت‌های بیولوژیکی می‌شوند، بنابراین می‌توانند مسافت بیشتری از فوتون‌ها در بافت طی کنند، در نتیجه بدون از دست دادن جهت‌انتشار اصلی، PAT را با تفکیک مکانی بالا در بافت‌های عمیق فراهم می‌کنند.

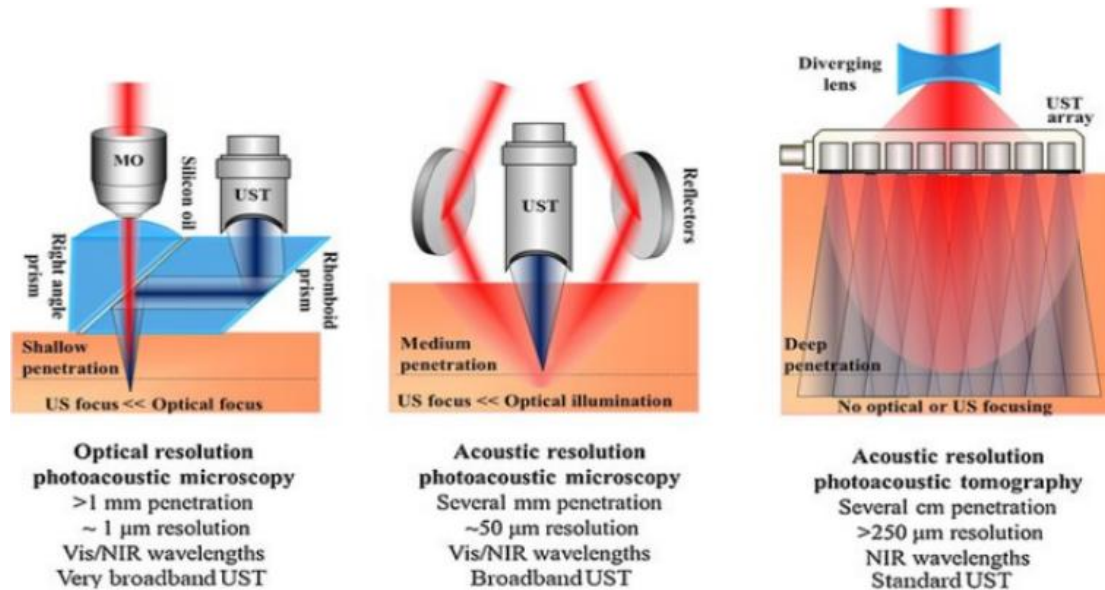


شکل ۱-۱۱ شماتیک سیستم PACT با نمای استوانه‌ای و طراحی متمرکز اپتیکی-آکوستیکی

۴-۶-۱ تصویربرداری میکروسکوپی فتوآکوستیک (PAM)

روش PAM از یک پرتوی متمرکز و یک عنصر آشکارساز که نمونه موردنظر را به صورت شطرنجی اسکن می‌کند، بهره می‌برد [۲۱]. این تصویربرداری برای مواردی که به تصاویر با وضوح بالا و عمق نفوذ کم در محدوده‌ی میکرومتر تا زیرمیکرومتر نیاز دارند مانند مطالعه انواعی از میکروارگانیسم‌ها استفاده می‌شود که بنا بر اینکه سیگنال تولید شده از نظر نوری یا صوتی متمرکز باشد، PAM را می‌توان به دو روش تصویربرداری تقسیم کرد: اگر تصویربرداری در محدوده عمق چندصد نانومتری مدنظر باشد از تمرکز نوری جهت ایجاد وضوح جانبی در تصویر استفاده می‌شود که به این روش میکروسکوپ فتوآکوستیک با رزولوشن نوری (OR-PAM) می‌گویند. در مقابل اگر تصویربرداری از اعماق بیش از یک میکرومتر در بافت بیولوژیکی مدنظر باشد، بدلیل پراکندگی شدید نور امکان فوکوس نوری نبوده و در

نتیجه وضوح جانبی با تمرکز صوتی بدست می‌آید که به این روش تصویربرداری میکروسکوپ فتوآکوستیک با رزولشن صوتی (AR-PAM) گفته می‌شود.

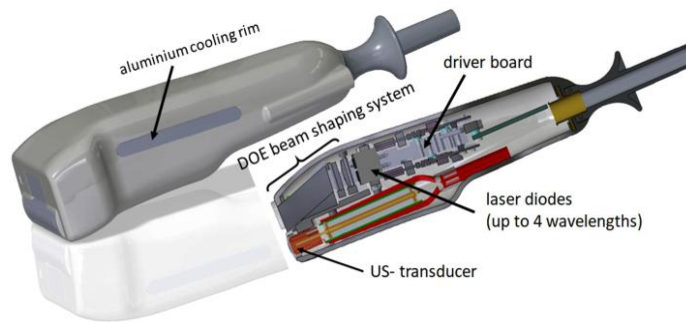


شکل ۱-۱۲ انواع مکانیزم‌های تصویربرداری فتوآکوستیک میکروسکوپی

۱-۶-۵ منابع نوری PAI

اکثر دستگاه‌های PAI از لیزر پالس‌های ایجاد شده از فلاش لامپ^۱ یا سیستم‌های لیزری Q-switched با پالس‌های زمانی در حد نانوثانیه و انرژی پالس چندده میلی‌ژول استفاده می‌کنند. به منظور کاهش قیمت و فشردن دستگاه‌های PAT، سیستم‌های مختلفی با استفاده از دیودهای ساطع‌کننده‌ی نوری (LED) و دیودهای لیزر (LD) ساخته شده‌اند. [۲۲] البته توان LED ها نسبت به لیزرهای Q-switched بسیار کمتر است، ولی طی اقداماتی می‌توانند انرژی پالس کافی را برای تحریک فتوآکوستیک ارائه دهند. [۲۳] از مزایای مهم و مشترک LD ها و LED ها میزان بالای تکرار پالس بوده و همچنین از معایب رایج آنها می‌توان به واگرایی زیاد، به‌ویژه در LED ها و کیفیت پایین اشعه در که انتقال نور را با چالش‌هایی مواجه می‌سازد اشاره کرد.

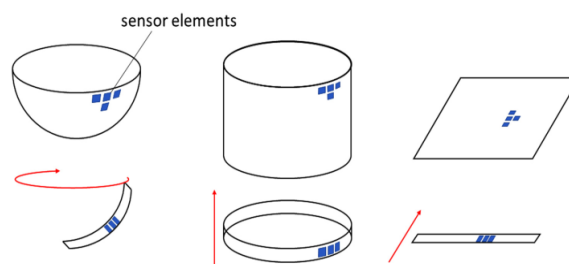
^۱ Flash lamp



شکل ۱-۱۳ تصویری از پروب شامل حداکثر چهار دیود لیزری پالس کوتاه با طول موج‌های مختلف و ادغام شده با یک مبدل اولتراسوند خطی

۷-۱ آشکارسازهای کاربردی در تصویربرداری PA

برای تصویربرداری 3D در زمان واقعی از آرایه‌هایی بزرگ با تعداد عناصر حدود ۵۰۰ مبدل استفاده می‌شود که می‌توان با حرکت دادن یا چرخش آرایه‌هایی کوچکتر و عناصری کمتر روی لنزهای صوتی، تصویربرداری به صورت 2D را امکان‌پذیر کرد. قابل ذکر است که رزولوشن محوری^۱ (قدرت تفکیک‌پذیری دو شی جدا از هم در راستای موازی با پرتوی تابشی) در هر نوع هندسه‌ی مختلف آرایه‌ی حسگرها توسط پهنای‌باند آشکارساز تعیین می‌شود، ولی رزولوشن جانبی^۲ (قدرت تفکیک‌پذیری دو شی جدا از هم در راستای عمود بر پرتوی تابشی) وابسته به هندسه‌ی آرایه‌ی حسگرها است. [۱۴]

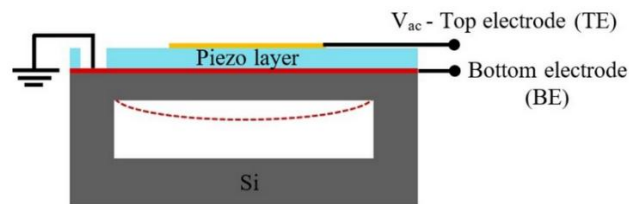


شکل ۱-۱۶ هندسه‌های مختلف آرایه‌ای از حسگرها برای توموگرافی فتوآکوستیک 2D و 3D

¹ Axial Resolution

² Lateral Resolution

آشکارسازهای متداول در PAI، تداخل سنج‌های (FPI)، رزوناتورهای میکرو حلقه‌ای (MRR)،^۱ مبدل‌های اولتراسوند میکرو ماشین پیزوالکتریک (PMUT) و مبدل‌های اولتراسوند میکرو ماشین خازنی (CMUT) هستند که اخیراً PMUT ها و CMUT ها بیشترین توجهات را به خود جلب کرده و مورد تحقیقات وسیعی قرار گرفته اند. PMUT میکروسیستمی است که از مواد پیزوالکتریک برای شناسایی امواج صوتی محیط استفاده می‌کند و با داشتن سائزی کوچک، کارایی بهتری نسبت به سیستم‌های حجیم مورد استفاده در کاربردهای صنعتی و یا کاربردهای پزشکی داشته که بارزترین مزیت آنها نسبت به CMUT ها نیاز به ولتاژ پایین است. این مبدل با ایجاد حالت خمشی در غشای نازکی از سیلیکان، سیلیکان نایتراید یا اکسید سیلیکان به همراه یک لایه‌ی نازک پیزوالکتریک نازک ساخته شده از جنس PZT یا آلومینیوم نایتراید ALN کار می‌کند. اساس عملکردش طبق شکل زیر اینگونه است که یک میدان الکتریکی بین الکتروود بالایی و پایینی که به قسمت سطحی و زیرین لایه‌ی پیزوالکتریک چسبیده‌اند اعمال می‌شود و باعث ایجاد تنش عرضی و خمش لحظه‌ای شده که منجر به انحراف غشا می‌شود.



شکل ۱-۱۴ ساختار کلی PMUT (لایه پیزوالکتریک بین الکتروودهای بالا و پایین)

ارتعاش غشایی موج صوتی تولید و به محیط اطراف (به عنوان مثال هوا، آب یا خون) منتشر می‌کند که در این حالت PMUT به صورت فرستنده‌ی موج (Tx) کار می‌کند. اگر موج صوتی به هدف برخورد کرده و بازتاب شود و یا هر موج صوتی تولید شده از هدف مورد نظری به PMUT برسد سبب انحنای و در نتیجه ارتعاش غشا شده و به این ترتیب اکنون به صورت گیرنده‌ی موج (Rx) کار می‌کند. البته در حالت Rx، انحراف بوجود آمده باعث ایجاد تنش و

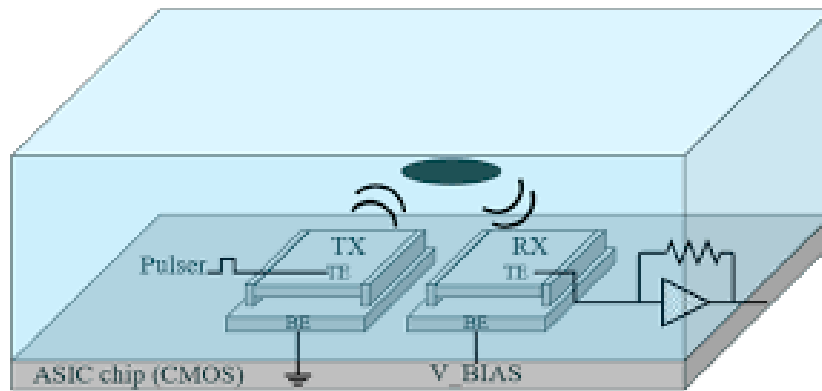
¹ Fabry-Perot Interferometer

² Microring Resonator

³ Piezoelectric Micromachined Ultrasonic Transducer

⁴ Capacitive Micromachined Ultrasound Transducer

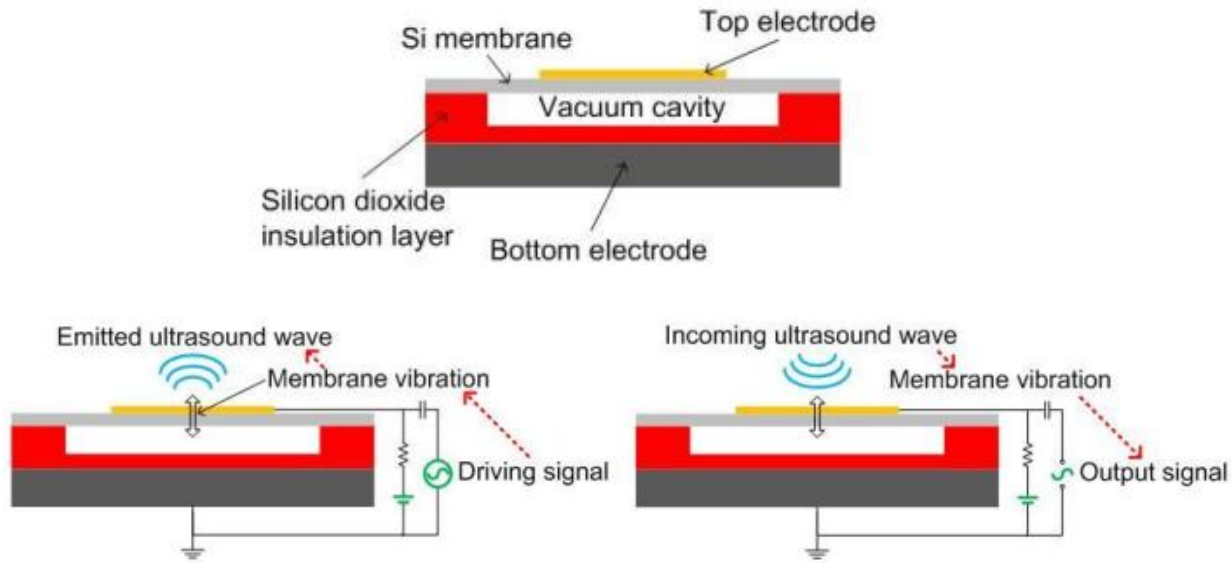
بارالکتريکی کوچکی می‌شود که نیاز به تقویت بیشتری داشته که توسط مدار مجتمع (ASIC) شناسایی، تجزیه و تحلیل می‌شود.



شکل ۱-۱۵ شماتیکی از فرستنده و گیرنده امواج در PMUT

CMUT ها نیز مانند PMUT ها می‌توانند فرستنده و گیرنده‌ی سیگنال‌های اولتراسوند مورد استفاده قرار گیرند. یک عنصر CMUT متشکل از غشایی معلق (لایه‌ای که از اطراف به زیربنای ساختار سفت شده و قسمت وسط زیر لایه فضایی خالی و هوا باشد) است که یک لایه نازک فلزی در سطح بالایی آن به عنوان الکتروود بالایی و زیربنای سیلیکانی ساختار نیز به عنوان الکتروود پایینی عمل می‌کند. [۲۴] البته جهت جلوگیری از لمس الکتروودهای بالا و پایین، یک عایقی در قسمت فضای خالی و روی زیربنای سیلیکانی یعنی الکتروود پایینی قرار می‌گیرد.

¹ Application-Specific Integrated Circuit



شکل ۱-۱۶ شماتیکی از CMUT و نحوه‌ی عملکرد آن هم در حالت فرستنده و هم گیرنده

در حالت فرستنده ولتاژهای DC و AC به الکترودها اعمال می‌شود که ولتاژ DC الکترودهای بالا و پایین را به هم نزدیک کرده؛ ولتاژ AC نیز غشا را فعال می‌کند تا سیگنال فراصوتی تولید کند. اما در حالت گیرنده فقط ولتاژ DC اعمال می‌شود که موج صوتی ورودی بر اساس فرکانسش، فاصله‌ی ارتفاع gap را تعیین و ظرفیت غشا را تغییر می‌دهد که منجر به تولید جریان خروجی شده و این جریان به یک سیگنال ولتاژ تبدیل و توسط یک تقویت‌کننده‌ی امپدانس، تقویت می‌شود. قابل ذکر است که برای کاربردهای PAI، از CMUT ها به عنوان گیرنده استفاده می‌شود.

۸-۱ ضرورت انجام پایان‌نامه

بررسی پدیده‌ی فیزیکی اثر فوآکوستیک ناشی از نور، برای نخستین بار در سال ۱۸۸۰ انجام شده ولی مدت‌ها بدلیل کمبود اطلاعات در این زمینه، کاربردی بهینه نداشته، بعدها با گذشت زمان و پیشرفت علم و پس از ظهور مبدل‌های فراصوت، کاربرد لیزرها، امواج مایکروویو و فرکانس‌های رادیویی روند استفاده از این فرآیند برای موارد پزشکی توسعه پیدا کرده، اما مانند هر پدیده‌ی فیزیکی نیاز به مطالعات فراوانی دارد. قابل ذکر است که در زمینه‌ی قوانین فیزیکی حاکم و همچنین بررسی چگونگی پردازش تصویر ناشی از این فرآیند مطالعات زیادی انجام شده ولی در حوزه‌ی چگونگی دریافت امواج تولید شده از بافت توسط حسگرها مطالعات ضعیفی انجام شده است. خصوصاً فرآیند دریافت امواج اولتراسوند در قالب MEMS بودنش کمک شایانی در ایجاد تصاویر پزشکی با کیفیت و دقت بالا و هزینه‌ی کم می‌کند. همچنین با توجه به معایب موجود در مبدل‌های پیزو الکتریک که منجر به ایجاد برخی محدودیت‌هایی در تصویربرداری‌های پزشکی شده، مطالعه روی تکنولوژی CMUT ها به علت داشتن مزایایی چون پهنای باند وسیع‌تر، سهولت در پروسه‌ی ساخت، ادغام با میکرو الکترونیک، برقراری اتصال الکتروآکوستیک بهتر و حساسیت بالاتر، انتخابی مناسب برای جایگزینی مبدل پیزو الکتریک بوده و این موضوع امروزه پژوهشگران زیادی را به سمت خود جذب کرده است.

۹-۱ ساختار تحقیق

محتوای فصل‌های مختلف در این مطالعه بدین صورت است: در فصل اولی که گذشت به بررسی انواع سنسورها و روش‌های تصویربرداری پزشکی و همچنین مقدمه و نحوه‌ی عملکرد تصویربرداری مولکولی به روش فتوآکوستیک به طور خلاصه و به علاوه آشکارسازهای کاربردی در این تصویربرداری و در آخر ضرورت و هدف انجام این مطالعه بیان شد. در فصل دوم مروری بر تحقیقات پیشین در زمینه‌های مورد بررسی در فصل قبل انجام شده است. در فصل سوم به توضیح درباره‌ی مبدل‌های اولتراسوند و تحلیل و بررسی مدارالکتریکی مبدل خازنی و پارامترهای مهم مربوط به مدار الکتریکی در کار با امواج صوتی و همچنین مقدمه‌ای بر بررسی انباشتگی خرابی در مبدل‌ها پرداخته خواهد شد. همچنین نحوه‌ی مدلسازی ریاضی و استخراج معادلات حاکم بر ساختار و معادلات حاکم بر تاثیر انباشتگی خرابی در سیستم مورد مطالعه در فصل چهارم آورده شده است. فصل پنجم نیز به بررسی ساختار پیشنهادی و همچنین نتایج عددی مربوط به رفتار مکانیکی مبدل و پروسه‌ی ساخت پیشنهادی برای این ساختار می‌پردازد. در فصل ششم یعنی پایانی بحث و نتیجه‌گیری از نتایج عددی و پیشنهاداتی برای تحقیقات آتی در این زمینه‌ی تحقیقاتی آورده شده است. قابل ذکر است که مراحل محاسباتی در این تحقیق با استفاده از شبیه‌سازی در نرم‌افزار MATLAB انجام شده است.

فصل دوم: مروری بر تحقیقات پیشین

۱-۲ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد فناوری MEMS

در سال ۱۹۶۵ گوردون مور^۱ طی بررسی‌هایی به این موضوع پی‌برد که از زمان اختراع مدار مجتمع در اواخر دهه ۱۹۵۰، هر ۱۸ ماه تعداد ترانزیستورها در هر اینچ مربع روی مدارهای مجتمع، حدود دو برابر افزایش یافته است که این مشاهده اساس "قانون مور" بوده و با این بررسی بیان کرد که فناوری قابل پیش‌بینی آینده تمرکز بر روی کوچکتر شدن است. همانند ترانزیستور، تلاش‌های زیادی برای کوچکتر کردن سیستم‌های الکترومکانیکی صورت گرفته است. در سال ۱۹۵۹، شخصی به نام ریچارد فاینمن در سخنرانی معروف خود با عنوان: "فضای زیادی در زیر وجود دارد"^۲ مفاهیم و فنون اساسی سیستم‌های MEMS را بیان کرد و این دو فرد دانشمندانی هستند که فناوری ظهور سیستم‌های الکترومکانیکی کوچکتر را پیش‌بینی کردند. البته تاسیس دستگاه‌های MEMS از طریق ایده‌ها و تلاش‌های چندین نفر رخ داده است که اولین قدم ورود به این عرصه، در سال ۱۹۴۷ با اختراع ترانزیستور ژرمانیومی (عنصر شیمیایی نیمه رسانا) نقطه تماس^۳ از آزمایشگاه‌های بل^۴ توسط افرادی چون ویلیام شوکلی، جان باردین و والتر براتین^۵ آغاز شد.

¹ Gordon Moore

² There's Plenty of Room at the Bottom

³ Point Contact

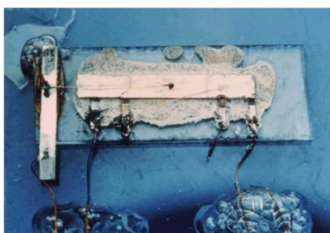
⁴ Bell Laboratories

⁵ William Shockley, John Bardeen and Walter Brattain



شکل ۱-۲ اولین ترانزیستور و دستگاه تست نقطه تماس (۱۹۴۷)

ارتفاع این ترانزیستور تقریباً نیم‌اینچ بود که در مقایسه با استانداردهای امروزی خیلی بزرگ است و امروزه دانشمندان نانوترانزیستورهایی می‌سازند که قطر آنها تقریباً یک نانومتر است. کشف سیلیسیم و ژرمانیوم به دلیل قدرت درک بالای فشار هوا و آب نسبت به فلز، برای MEMS مهم واقع شد. سپس این فرآیند پیشرفت با اختراع مدارات مجتمع در سال ۱۹۶۱ توسط جک کلیبی^۱، ساخت سنسور فشار میکروماشین شده به مدل دیافراگم سیلیکونی در سال ۱۹۷۰ توسط کورت پترسون^۲، توسعه‌ی پروسه‌ی لیگا^۳ در سال ۱۹۸۰ توسط مرکز تحقیقاتی آلمانی، تولید شتاب‌سنج میکروماشینی با حجم زیاد در سال ۱۹۹۳ و کشف روش‌های جدید برای ترکیب و تولید حسگرها، محرک‌ها و مبدل‌های MEMS برای ظهور پررنگ BioMEMS در زندگی ما از سال ۲۰۰۰ تاکنون ادامه می‌یابد. [۲۵]



(ج)



(ب)



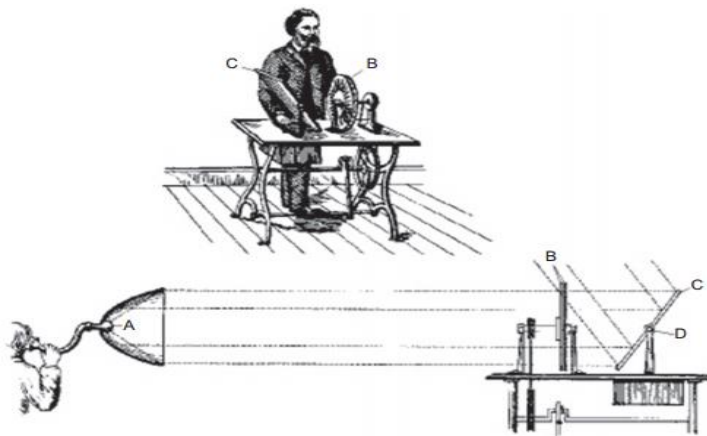
(الف)

شکل ۲-۲ (الف) چرخ‌دنده‌ی میکروماشین شده با پروسه‌ی LIGA برای یک موتور الکترومغناطیسی کوچک، (ب) و (ج) اولین مدار مجتمع از نمای نزدیک

¹ Jack Kilby² Kurt Peterson³ LIGA

۲-۲ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد تصویربرداری فتوآکوستیک

برای اولین بار این پدیده‌ی فتوآکوستیک توسط الکساندر گراهام بل در سال ۱۸۸۰ وقتی که تلاش میکرد "فوتوفون" ایجاد و آن را جایگزین مخابرات الکتریکی کند، کشف شد. [۲۶] وی از یافته‌های خود نتیجه گرفت که صوت حاصل از لایه‌ی نازکی از مواد به میزان جذب نور و ترکیبات آن بستگی دارد، البته انجام آزمایشات برای آن زمان دشوار بود زیرا تنها ردیاب صوتی مورد استفاده، گوش محقق بوده است. کاربرد این اثر دارای دو رنسانس بوده که اولین آن در اوایل ۱۹۷۰ با پیشرفت لیزرها و مبدل‌های پیزوالکتریکی برای طیف‌سنجی خصوصیات جذب نوری غیرخطی مواد، واکنش‌های فتوشیمیایی و نفوذ حرارتی برخی از گازها، مایعات و جامدات استفاده شده است [۲۷] و دومین آن توسط تئودور بوون^۱ برای اولین بار از پتانسیل اثر فتوآکوستیک برای تصویربرداری از بافت بیولوژیکی در سال ۱۹۸۱ مورد استفاده قرار گرفت. [۲۸]



شکل ۲-۳ شماتیکی از طرح فوتوفون

۲-۴ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد مبدل‌ها

همانطور که قبلاً هم گفته شد مبدل‌ها ابزارهایی هستند که یک شکل انرژی را به شکل دیگری تبدیل می‌کنند. چنین ابزارها توسط افکاری در طول تاریخ از جمله فیثاغورس در ۵۵۰ سال قبل از میلاد بیان شد اینگونه که وی به وجود داشتن همبستگی بین ارتفاع و فرکانس اشاره کرد که بعدها منجر به ایجاد دستگاه صوت سنج مورد استفاده در موسیقی

¹ Theodore Bowen

شد. در سال ۱۸۸۰ دستیابی به موفقیت بزرگ در فیزیک زمانی اتفاق افتاد که برادران ژاک و پیر کوری اثر پیزوالکتریک را نشان دادند که در نهایت منجر به ایجاد مبدل اولتراسوند شد.



شکل ۲-۴ اولین نمایش اثر پیزوالکتریک بر روی چند کریستال

بیش از ۶۰ سال بعد در دهه ۱۹۴۰، دکتر کارل دوسیک در اتریش به عنوان اولین پزشکی که از اولتراسوند در تشخیص پزشکی استفاده می‌کند، شناخته شد. [۲۹] هاوری و همکاران در سال ۱۹۵۱ با استفاده از "سیستم سونوگرافی با مخزن غوطه‌وری" اولین تصویر بالینی ۲ بعدی B-mode را نشان دادند. [۳۰] بعدها Pan-scanner توسط جوزف هولمز، داگلاس هاوری، جرال د پواساکونی و ریچارد کوشمن در سال ۱۹۵۷ ساخته شد که احتمال ایجاد سونوگرافی B-mode را از نظر بالینی عملی‌تر را نشان داد. [۳۰] روش کار اینگونه بود که بیمار روی صندلی خاص دندانپزشکی متصل به یک پنجره پلاستیکی در یک تشت نیم دایره که محلول نمکی دارد، نشست و مبدل برای تصویربرداری به طور خودکار در جریان مایع موجود چرخش می‌کرد (شکل ۲-۵).



شکل ۲-۵ Pan-scanner اصلی هولمز و همکاران که برای ایجاد تصویر فراصوتی از ساختارهای بافت نرم بدن انسان طراحی شده است.

اکثر این دستگاه‌های اسکنر اولیه از مبدل‌های تک عنصر ثابت یا متحرک استفاده می‌کردند، اما با ظهور قابلیت‌های الکترونیک دیجیتال در دهه ۱۹۷۰ و ۱۹۸۰، پردازش اطلاعات تصویر سریعتر شده و حتی مبدل‌های دارای چند عنصر نیز توسعه یافتند. مبدل‌های درمانی با استفاده از امواج صوتی قدرت بالا توسط جذب امواج فشاری، در بافت گرما ایجاد می‌کنند که به طور معمول در برای کاربردهای فیزیوتراپی استفاده می‌شوند.

همچنین از مبدل‌های متمرکز با قدرت بالا با روش گرمادرمانی یا اثرات مکانیکی مستقیم امواج فشاری برای از بین بردن بافت هم استفاده می‌شود، مانند کاربرد مبدل متمرکز با قدرت بالا در سنگ شکنی برای درمان سنگ کلیه که اولین بار توسط اوچیدا و اوکا در دهه ۱۹۷۰ پیشنهاد شد.^[۳۱]

قابل ذکر است که اولین مبدل اولتراسونیک خانگی در سال ۱۹۸۹ توسط هوم و هس^۱ ساخته شد و در سال ۱۹۹۴ هالر و خوری یعقوب^۲ اولین CMUT را با استفاده از فن‌آوری لایه قربانی و ایجاد یک حفره یا gap مهر و موم شده

^۱ Hohm and Hess

^۲ Haller and Khuri-Yakub

توسعه دادند و از آن برای کاربردهای زیر آب استفاده کردند. در سال ۲۰۰۳، یک فناوری اتصال ویفر برای کاهش مراحل فرآیند و بهبود کیفیت محصول تولید شد. در سال ۲۰۰۶، چانگ^۱ و همکاران یک CMUT بر روی یک لایه‌ی پلیمری با استفاده از تکنیک لایه قربانی ایجاد کرده‌اند که حالتی انعطاف‌پذیر داشته، البته CMUT های روی سیلیکان بسیار نازک نیز دارای ویژگی های خمش هستند. بعدها در سال ۲۰۰۸ آرایه‌های انعطاف‌پذیر CMUT توسط PDMS ها ساخته شدند و در سال ۲۰۱۲ از PDMS و فناوری باندینگ برای ایجاد CMUT قابل کشش استفاده شد و در آخر در سال ۲۰۱۷ از یک تکنیک رول لمینیت^۲ با درجه حرارت پایین و الکترودهای نانوسیم نقره برای تولید CMUT شفاف و انعطاف‌پذیر استفاده شد.[۳۲]



شکل ۲-۶ CMUT شفاف و انعطاف‌پذیر ساخته‌شده با روش رول لمینیت

۲-۵ مروری بر تحقیقات پیشین در مورد بررسی انباشتگی خرابی در مبدل‌ها

در رزوناتورهای MEMS خازنی بررسی‌های مربوط به پارامترهای غیرخطی به دو صورت غیر خطی‌های الکترواستاتیکی و مکانیکی تقسیم می‌شوند. بررسی موارد غیرخطی مکانیکی بستگی به اثرات ذاتی مواد داشته[۳۳] و موارد غیرخطی مربوط به پارامترهای هندسی و الکترواستاتیکی غالباً به حالت‌های خمشی دینامیکی مربوط می‌شوند.[۳۴] در رزوناتورهای bulk-mode اغلب تحت تاثیر اثرات الاستیکی غیرخطی مواد هستند.

¹ Chang

² Roll-Lamination

در نتیجه تلاش‌های زیادی برای پیشنهاد و توسعه تکنیک‌های تشخیص انباشتگی قابل اطمینان خرابی‌ها انجام شده است. [۳۵] اخیراً چنگ و ژنگ در سال ۲۰۲۰ یک مدل انباشتگی برای آسیب ناشی از خستگی لایه‌های پلی سیلیکان در رزوناتورهای MEMS که نیروی دوره‌ای را تجربه می‌کنند، پیشنهاد کردند. [۳۶] همچنین لارکین^۲ و همکارانش در سال ۲۰۲۱، روش جدیدی را برای تقریب آسیب پیشنهاد کردند که می‌تواند برای شبیه‌سازی موثر انواع آسیب‌ها و رفتارهای خستگی در سیستم‌های MEMS مبتنی بر سیلیکان استفاده شود. سپس ژانگ^۳ و همکارانش نیز در همین سال رفتار خستگی و بی‌ثباتی پلی سیلیکان در MEMS دینامیکی را با استفاده از شبیه‌سازی دینامیک مولکولی مورد بررسی قرار دادند.

¹ Cheng
² Larkin

³ Chang and Zhang

فصل سوم: بررسی مفاهیم پایه و مدل‌سازی الکتریکی و مکانیکی مبدل‌های گیرنده‌ی فراصوت

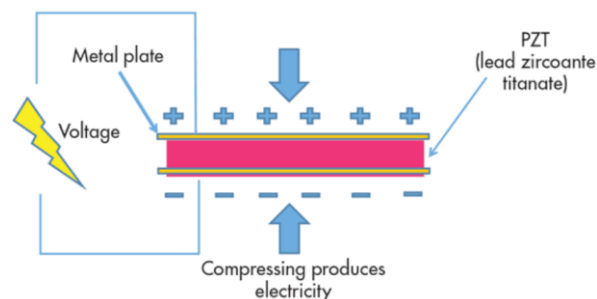
۱-۳ مقدمه

مبدل التراسونیک یک جزء مهم برای تحقق تبدیل بین انرژی صوتی و انرژی الکتریکی است که به طور گسترده در تصویربرداری پزشکی، اندازه‌گیری جریان، پاکسازی اولتراسونیک، اندازه‌گیری فاصله و حتی برای اجرای تصویربرداری آکوستیک زیر آب می‌تواند برای بررسی منابع زیر دریا، نظارت بر عملکرد زیر آب، باستان‌شناسی زیر آب و غیره استفاده شود. مبدل اولتراسونیک میکروماشین (MUT) یک شکل جدید مبدل اولتراسونیک است که توسط فناوری و پردازش میکروالکترونیک و میکرو ماشینکاری ساخته شده است. با بهبود طراحی‌ها و فناوری میکروماشینکاری، MUT تبدیل به یک جایگزین امیدوارکننده برای مبدل‌های اولتراسونیک سنتی شده است. در اصل تصویربرداری‌ها، فناوری MEMS از پیزو مقاومتی یا تغییر ظرفیت سیلیکونی برای تشخیص سیگنال‌های صوتی استفاده می‌کند و قابلیت چشمگیری در بهبود وضوح تصاویر را دارد.

۲-۳ پیزوالکتریک

اصطلاح پیزوالکتریک از کلمه یونانی piezo به معنی فشاردادن یا فشار آمده است. جالب اینجاست که الکتریک در یونانی به معنای کهربا است که آن نیز منبع بارالکتریکی بوده است. همه مواد پیزوالکتریک غیررسانا هستند و آنها را

می‌توان به دو گروه کریستال و سرامیک تقسیم کرد. برخی از نمونه‌های مواد پیزوالکتریک عبارتند از PZT (تیتانات زیرکونات سرب)، تیتانات باریم و نیوبات لیتیوم که این مواد مصنوعی نسبت به کوآرتز و سایر مواد طبیعی پیزوالکتریک کاربردی‌تر هستند؛ به عبارتی PZT هم می‌تواند ولتاژ بیشتری را برای همان مقدار تنش مکانیکی اعمال شده تولید کند و همچنین برعکس با اعمال ولتاژ به PZT نسبت به کوآرتز حرکت بیشتری را ایجاد می‌کند. امروزه بسیاری از دستگاه‌های الکترونیکی از پیزوالکتریک استفاده می‌کنند. به عنوان مثال، هنگامی که از قسمت نرم افزار تشخیص صدا در تلفن هوشمند خود استفاده می‌کنید، میکروفونی که با آن صحبت می‌کنید احتمالاً از پیزوالکتریک استفاده می‌کند. کریستال پیزو انرژی صوتی در صدای شما را به سیگنال‌های الکتریکی برای تفسیر در رایانه یا تلفن شما تبدیل می‌کند و آن تبدیل می‌کند. امروزه ما شاهد توسعه مواد و دستگاه‌های پیزوالکتریک توسط انواع فناوری‌های پیشرفته‌تر از گذشته هستیم. همانطور که گفته شد، فشرده‌سازی یک ماده پیزوالکتریک باعث تولید الکتریسیته (پیزوالکتریک) می‌شود. شکل زیر مفهوم اثر مستقیم پیزوالکتریک را توضیح می‌دهد.

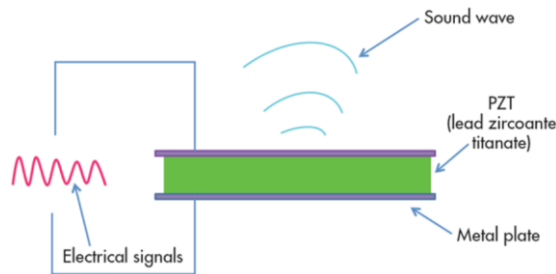


شکل ۳-۱ مواد پیزو سرامیک یا کریستال پیزوالکتریک غیرسازنا بین دو صفحه فلزی قرارداده شده‌است.

صفحات فلزی بارها را جمع‌آوری می‌کنند، که باعث ایجاد و یا تولید ولتاژ (نماد صاعقه)، یعنی پیزوالکتریک می‌شود. به این ترتیب، اثر پیزوالکتریک مانند یک باتری مینیاتوری عمل می‌کند که این اثر پیزوالکتریک مستقیم است. دستگاه‌هایی که از اثر پیزوالکتریک مستقیم استفاده می‌کنند شامل میکروفون‌ها، سنسورهای فشار، هیدروفون‌ها و بسیاری دیگر از انواع دستگاه‌های حسگر است.

اثر پیزوالکتریک را می‌توان به حالت معکوس هم کرد که این امر با اعمال ولتاژ الکتریکی باعث منقبض یا منبسط شدن کریستال پیزوالکتریک ایجاد می‌شود در شکل (۳-۲) نحوه عملکرد نشان داده شده است. اثر پیزوالکتریک معکوس انرژی الکتریکی را به انرژی مکانیکی تبدیل می‌کند. از نمونه‌های دستگاه‌های پیزوالکتریک آکوستیک می‌توان

به بلندگوها یا زنگ‌ها اشاره کرد. دستگاه‌های پیزوالکتریک معکوس غیر آکوستیک هم شامل موتورها و محرک‌ها می‌باشد.



شکل ۳-۲ اثر پیزوالکتریک معکوس تبدیل‌کننده انرژی الکتریکی به انرژی مکانیکی

همانطور که در بالا بیان شد، مبدل پیزوالکتریک اولتراسونیک بر اساس اثر پیزوالکتریک معکوس کار می‌کند، در این حالت هنگامی که الکتریسیته به یک ماده پیزوالکتریک اعمال می‌شود، متناسب با بار اعمال شده دچار تغییر شکل فیزیکی می‌شود. مبدل‌های پیزوالکتریک دارای مزایایی مانند فعال بودن و عدم نیاز به نیروی خارجی و همچنین پاسخ فرکانسی بالا و نیز معایبی مانند تاثیرپذیر بودن از دما و شرایط محیطی، فقط اندازه‌گیری فشار در حال تغییر و عدم کاربرد در اندازه‌گیری پارامترهای استاتیکی هستند.

۳-۳ الکترواستاتیک

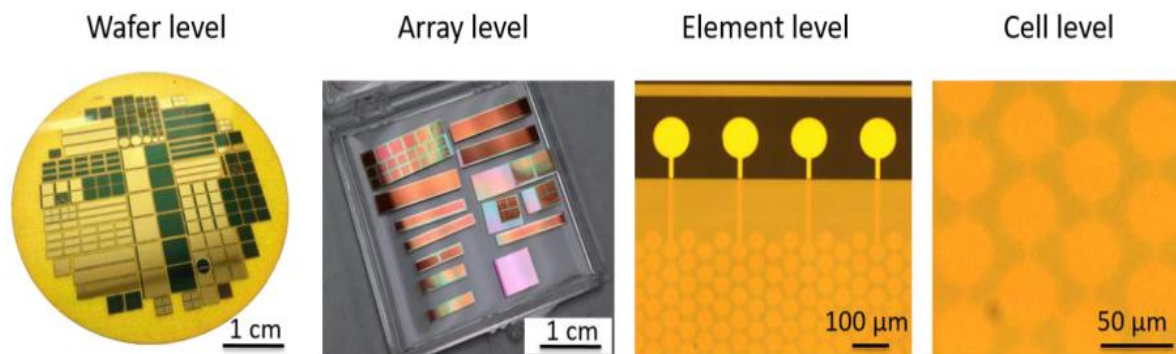
از دهه ۱۹۵۰، گروه‌های تحقیقاتی مواد پیزوالکتریک را برای کاربردهای قدرت بالا و پیکربندی مبدل‌های مختلفی از جمله مبدل‌های متمرکز مکانیکی، مبدل‌های تک عنصر بدون تمرکز و آرایه‌های خطی و حلقه‌ای متمرکز الکترونیکی توسعه داده‌اند؛ اگرچه مبدل‌های پیزوالکتریک فناوری غالب برای تصویربرداری و درمانی اولتراسوند هستند [۳۷، ۳۸]، اما پیشرفت‌های اخیر در ساخت و طراحی مبدل‌های اولتراسوند میکروماشیکاری شده خازنی (CMUT) آنها را از نظر عملکرد و انعطاف پذیری بسیار رقابتی کرده است. CMUT‌ها مبدل‌هایی هستند که از تک عنصرهای متعدد با اتصال موازی تشکیل می‌شوند و هر سلول CMUT یک رزوناتور دارای غشای متحرک به حالت معلق است روی یک حفره قرار گرفته است. با ایجاد تغییرات متناسب در اندازه و شکل سلول، توپوگرافی غشا و پیکربندی لایه‌های عایق، می‌توان پارامترهای عملکردی مانند فشار خروجی، پاسخ فرکانسی مبدل را در جهت بهینه‌سازی تغییر داد.

CMUT ها با ولتاژ بایاس DC (V_{DC}) کار می‌کنند که باعث می‌شود غشا به سمت پایین حرکت کرده و به نقطه عملیاتی استاتیک برسند که این نقطه عملکردی میزان حساسیت، پاسخ فرکانسی و کل فشار خروجی صوتی را تعیین می‌کند. CMUT ها برای کاربردهای اولتراسوند مفید هستند زیرا امپدانس مکانیکی غشای آن کوچکتر از امپدانس صوتی آب است؛ به همین دلیل CMUT ها سیستم‌هایی با دمپینگ بالا و پهنای باند گسترده و انتقال موثر در آب هستند. [۳۹]

بالاترین فشارهای خروجی صوتی سطحی حدود $2-1/7$ مگاپاسکال ($25-33 \text{ W/cm}^2$) در فرکانس $2/5$ مگاهرتز از دستگاه‌های CMUT اندازه‌گیری شده است. [۴۰] CMUT ها نسبت به مبدل‌های پیزوالکتریک گرمایش کمتری نشان می‌دهند به عبارتی مبدل‌های پیزوالکتریک در مقایسه با CMUT تلفات دی‌الکتریک بالایی دارند. در نهایت، CMUT ها می‌توانند به دلیل رسانایی حرارتی بالای سیلیکون به طور موثری تلفات حرارتی کوچک را نیز از بین ببرند. در مباحث تصویربرداری همانطور که حائز اهمیت است، چهار پارامتر اصلی تاثیرگذار بر کیفیت تصویر فرکانس مرکزی، پهنای باند، حساسیت و اندازه‌ی مبدل‌ها است [۴۱] که فرکانس مرکزی و پهنای باند مهمترین پارامتر تعیین‌کننده‌ی وضوح تصویر هستند. CMUT ها با داشتن مزایایی مانند پهنای باند گسترده، هدایت‌پذیری بهتر، سازگاری بالا با مدارات مجتمع، سهولت ساخت آرایه‌ای برای فرکانس بالا، همچنین انعطاف‌پذیری در طراحی مبدل و کم هزینه‌بر بودن پروسه‌ی تولید و بسیاری مزایای دیگر پتانسیل آن را دارد که طی تحقیقات و آزمایشات دقیقی جهت افزایش حساسیت، بهبود فشار خروجی، بهبود کیفیت تصویر کم‌کم جایگزین PMUT ها شوند. [۴۲, ۴۳]

همانطور که می‌دانیم اگر صفحه فوقانی متحرک تحت فشار اولتراسوند قرار گیرد، به دلیل تغییر ظرفیت در ولتاژ بایاس ثابت، جریان الکتریکی ایجاد می‌شود، دامنه این جریان تابعی از فرکانس موج تصادفی برخوردی، ولتاژ بایاس و ظرفیت مبدل است. نکته کلیدی برای دستیابی به یک مبدل الکترواستاتیک رقابتی این است که یک میدان الکتریکی با قدرت 10^8 V cm^{-1} یا بالاتر در gap برقرار کنیم. این نیز همان دلیلی است که فناوری MEMS قادر به ایجاد این ایده صد ساله در زمینه‌ی انتقال الکترواستاتیک برای تولید و یا تشخیص اولتراسوند بود.

CMUT را به دلیل داشتن سایز کوچک، نویز کم و دامنه‌ی وسیع دمای کاری، می‌توان با مدارهای پیش راه انداز، پیش تقویت‌کننده و پردازش سیگنال در یک ویفر سیلیکانی یکپارچه کرد که این امکان می‌تواند به طور گسترده‌ای در تشخیص غیر مخرب اولتراسونیک و تصویربرداری پزشکی و بسیاری از زمینه‌های دیگر استفاده شود.



شکل ۳-۳ انواعی از آرایه‌های CMUT در هندسه و سطح‌های مختلف که روی یک ویفر ساخته شده‌اند.

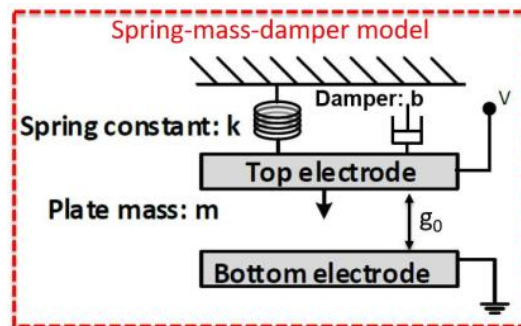
قابل ذکر است هنگامی که یک ولتاژ استاتیک بین دو الکتروود اعمال می‌شود، غشا توسط نیروهای الکترواستاتیک به بستر زیرین ثابت جذب شده که این امر با نیروی بازگرداننده ایجاد شده توسط تنش‌های داخلی در غشا مخالف است. زیر ناحیه تعادل استاتیک، میزان نیروی بازیابی مکانیکی برابر با نیروی الکترواستاتیک است. با افزایش ولتاژ بایاس dc اعمال‌شده، فاصله بین دو الکتروود تا زمانی که نیروی بازیابی مکانیکی برای نگه‌داشتن این دو در تعادل کافی نباشد کاهش می‌یابد.

ولتاژی که در آن الکتروود بالایی به سمت بستر زیرین جذب می‌شود به عنوان ولتاژ کشش pull-in و یا ولتاژ فروپاشی collapse شناخته می‌شود. در فراتر از این ولتاژ بحرانی، دیگر حالت پایداری در پیکربندی مبدل برای جدا باقی ماندن اجزای مکانیکی وجود ندارد [۹]. تعیین دقیق ولتاژ pull-in برای عملکرد CMUT بسیار مهم است زیرا حداکثر ولتاژ بایاس dc که می‌تواند به مبدل اعمال شود توسط این ولتاژ محدود می‌شود؛ از آنجا که فاصله بین الکتروودها به طور کلی بسیار کوچک است، وجود این بی‌ثباتی، یک عامل محدودکننده کلیدی در طراحی CMUT ها است. بنابراین اعمال بایاس dc و برآورد انحراف اجزای ساختاری فعال یعنی غشا، به دلیل ولتاژ بایاس dc و سپس محاسبه تغییرات مربوطه در ظرفیت خازنی مبدل ضروری است.

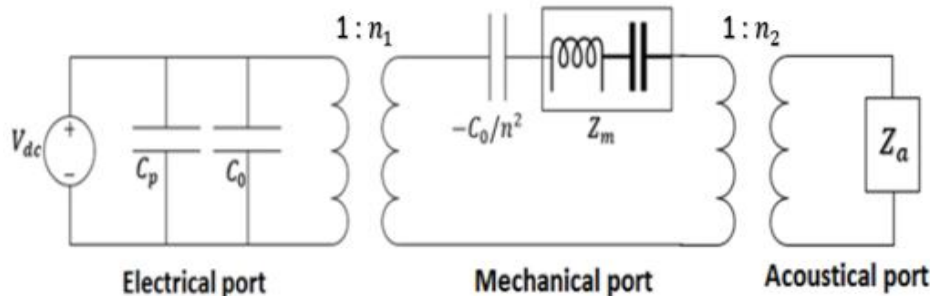
۳-۴ مدل‌سازی مکانیکی و الکتریکی CMUT

مدار معادل الکتریکی CMUT مدل میسون و در کادر قرمز نیز مدل خازنی صفحات موازی CMUT (مدل مکانیکی فنر-جرم-دمپر) در شکل ۳-۵ نشان داده شده‌است تا برخی پارامترهای مهم CMUT که برای درک مدل مدار معادل مورد نیاز است، بدست آید.

در این مدل خازنی، صفحه بالایی CMUT به گونه‌ای محدود شده‌است و مانند یک پیستون حرکت می‌کند، که با الکتروود پایین ثابت یک خازن صفحه موازی را تشکیل می‌دهد. پیستون با جرم m بر روی گپ الکترواستاتیک موثر g_0 با ثابت فنر k معلق بوده که بیانگر میزان سفتی صفحه است و منجر به نیروی کششی مکانیکی در طول عملیات CMUT می‌شود؛ همچنین دمپر با ضریب میرایی b نشان دهنده تلفات مکانیکی در حین حرکت پیستون است. V نیز ولتاژی است که بین الکتروود بالا و پایین برای وارد کردن نیروی الکترواستاتیک اعمال می‌شود. لازم به ذکر است که این مدل متفاوت از واقعیت است زیرا صفحات CMUT با وجود حداکثر جابجایی در مرکز به صورت لبه‌ای چسبانده شده‌است. علاوه بر این، حرکت پیستونی نیز از حالت‌های ارتعاش مرتبه بالاتر صفحه در سیستم‌های واقعی غفلت می‌کند. با وجود محدودیت‌ها، این مدل هنوز می‌تواند پارامترهای مهم CMUT مانند ولتاژپولین، فرکانس مرکزی، پهنای باند کسری (نسبت پهنای باند مطلق به فرکانس مرکزی) و غیره را به خوبی بیان می‌کند. این مدل را می‌توان به عنوان یک شبکه سه پورته متشکل از یک حوزه الکتریکی و یک حوزه مکانیکی و یک حوزه آکوستیکی در نظر گرفت.



شکل ۳-۴ مدار معادل مکانیکی جرم-فنر-دمپر CMUT



شکل ۳-۵ مدار معادل الکتریکی CMUT

در شکل (۳-۵) سمت چپ، قسمت الکتریکی مدار معادل نشان داده شده است که C_0 خازن موثر و C_p هم خازن پارازیتی در CMUT را بیان می‌کند. اثر خازن پارازیتی به علت اتصالات الکتریکی ناخواسته مابین صفحه‌ی متحرک و سطح زمین بوجود می‌آید. [۴۴] قسمت میانی مدار معادل بخش مکانیکی است که خازن و سلف میزان امپدانس مختلط دیافراگم را که تحت تاثیر ابعاد و جنس دیافراگم هستند را نشان می‌دهند، قابل ذکر است که خازن منفی نشانگر میزان ضریب سختی کل ساختار بوده که تحت تاثیر ضریب سختی مکانیکی و الکتریکی است. [۴۵] در قسمت آکوستیکی مدار Z_a بیانگر امپدانس محیط مجاور است که در تحلیل‌های انجام شده در این پایان‌نامه از این قسمت صرف نظر خواهیم کرد. همچنین نسبت ترانسفورماتور ($1:n$) نسبت تبدیل انرژی الکترومکانیکی بین قسمت‌های مختلف مدار را نشان می‌دهد.

پارامترهایی از قبیل فشار خروجی، ضریب اتصال الکترومکانیکی، حساسیت سیگنال دریافتی، فرکانس رزونانس و خصوصیات هندسی دیافراگم جز موارد کلیدی در بررسی یک مبدل گیرنده هستند که در ادامه به بررسی این موارد می‌پردازیم.

۳-۵ ضریب اتصال الکترومکانیکی^۱

همانطور که می‌دانیم در CMUT تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی و برعکس اتفاق می‌افتد. از این رو یکی از پارامترهای مهم CMUT ضریب تبدیل انرژی الکتریکی به مکانیکی و برعکس است، به عبارتی نسبت انرژی مکانیکی به کل انرژی ذخیره شده با مقدار K_T^2 بیان می‌شود [۴۶]:

^۱ Electromechanical Coupling Coefficient

$$K_T^2 = \frac{E_{mech}}{E_{mech} + E_{elec}} \quad (1-3)$$

در این پایان نامه محاسبه‌ی ضریب اتصال الکترومکانیکی سیستم از روش محاسبه ضریب سختی کل ساختار انتخاب شده که مدار معادل ثابت- فنر ضریب اتصال از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید [۲۴]:

$$K_T^2 = 1 - \frac{K_{eq}}{K_m} \quad (2-3)$$

در مبدل CMUT در حالت گیرنده برای اندازه‌گیری مقدار تغییرات کوچک خازن، مقدار خازن پارازیت در محاسبه ضریب اتصال تاثیرگذار بوده و بررسی مقادیر مختلف خازن پارازیت در محاسبه دقیق K_T^2 حائز اهمیت است:

$$\text{if } C_p = 0 \quad K_T^2 = \frac{K_{eq}}{K_m} \quad (3-3)$$

$$\text{if } C_p = \frac{1}{2} C_p \quad K_T^2 = \frac{2}{3} \frac{K_{eq}}{K_m} \quad (4-3)$$

$$\text{if } C_p = C_p \quad K_T^2 = \frac{1}{2} \frac{K_{eq}}{K_m} \quad (5-3)$$

CMUT در هر دو حالت فرستنده و گیرنده می‌تواند استفاده شود اما در این پایان نامه بیشترین تمرکز بر روی تحلیل‌های مربوط به گیرنده است.

۶-۳ فشار خروجی آکوستیک^۱

در یک سیستم خطی نامتغییر با زمان یا LTI^۲ رابطه بین میزان فشار آکوستیکی اعمالی به سیستم و میزان نرخ جریان حجمی ناشی از همان فشار در سطح عمود بر جهت فشار از این رابطه بدست می‌آید:

$$P_a(t) = v(t) * Z_a(t) \quad (6-3)$$

¹ Acoustic output pressure

² Linear Time-Invariant

P_a در این رابطه بیانگر میزان فشار آکوستیکی است که از کانولوشن v نرخ جریان حجمی آکوستیکی در میزان مقاومت آکوستیکی یعنی Z_a در حوزه‌ی زمانی حاصل می‌شود و همچنین فشار آکوستیکی در حوزه‌ی فرکانس نیز به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$P_a = v \cdot Z_a \quad (7-3)$$

Z_a میزان مقاومت سیستم در برابر انتشار امواج آکوستیکی نیز از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$Z_a = \rho \cdot c \quad (8-3)$$

که مقادیر ρ و c به ترتیب چگالی سیال و سرعت صوت در محیط انتشار را بیان کرده و یکای اندازه‌گیری Z_a هم با واحد $Pa \cdot s/m^3$ نشان داده می‌شود. [۴۷]

v نرخ جریان حجمی آکوستیکی از معادله‌ی زیر بدست می‌آید:

$$M\ddot{w} + (C + Z_a)\dot{w} + K_{eq}w = V_0 \sin \omega t \quad (9-3)$$

بنابراین که v سرعت جابجایی می‌باشد ($v = \partial w / \partial t$)، خواهیم داشت:

$$M\dot{v} + (C + Z_a)v + K_{eq} \int v dt = V_0 \sin \omega t \quad (10-3)$$

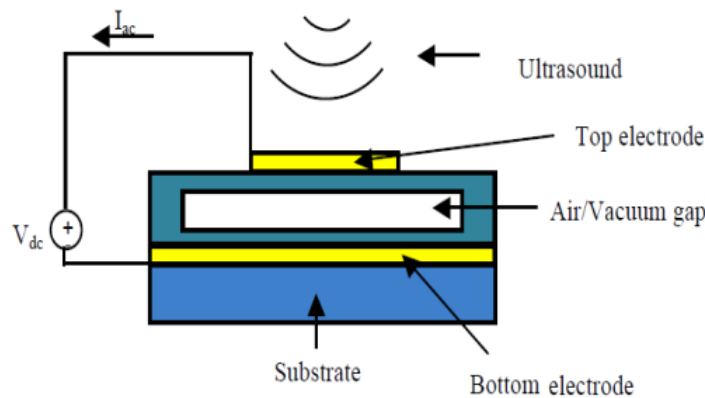
$$v = \frac{V_0}{Mj\omega + (C + Z_a) + K_{eq}/j\omega} \quad (11-3)$$

اگر رابطه‌ی (۱۱-۳) را در معادله‌ی (۷-۳) جایگذاری کنیم، رابطه‌ی فشار خروجی آکوستیک به صورت زیر خواهد بود:

$$P_a = \frac{V_0}{Mj\omega + (C + Z_a) + \frac{K_{eq}}{j\omega}} (Z_a) \quad (12-3)$$

۸-۳ محاسبه‌ی حساسیت مبدل در حالت گیرنده

در حالت گیرنده امواج صوتی بر روی دیافراگم برخورد کرده و با ایجاد جابجایی مکانیکی باعث تغییر ظرفیت خازنی مابین الکترودها می‌شود که با بررسی شدت جریان الکتریکی برگشتی سیگنال الکتریکی را می‌توان اندازه گیری کرد.



شکل ۳-۶ شماتیکی از عملکرد CMUT در حالت گیرنده

در حالت گیرنده فشار آکوستیکی ورودی بازتاب شده از محیط و (I) جریان خروجی حاصل شده از تغییر ظرفیت خازن می‌باشد بنابراین نسبت این فشار خروجی به جریان ورودی، میزان حساسیت مبدل گیرنده را تعیین کرده و قابل ذکر است که بالابردن حساسیت گیرنده در بالابردن وضوح تصویر تاثیر بسزایی دارد که در ادامه (S_{Rx}) حساسیت گیرنده را بررسی می‌کنیم [۴۸]:

$$S_{Rx} = \left| \frac{1}{P_r} \right| \quad (16-3)$$

جریان در حالت گیرنده موجود در رابطه‌ی قبل، از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$I = \frac{\epsilon_0 AVdc}{(g_0)^2} W \quad (17-3)$$

و حداکثر مقدار حساسیت گیرنده طبق رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$S_{Rx} = \frac{nA}{Z_m} \quad (18-3)$$

Z_m امپدانس مکانیکی سیستم به صورت زیر بیان می‌شود:

$$Z_m = Mj\omega + (C + Z_a) + K_{eq}/j\omega \quad (19-3)$$

نکته‌ای مهم که شایان ذکر است، حداکثر مقادیر بازده انتقال و حساسیت گیرنده‌ی مبدل در فرکانس رزونانس اتفاق می‌افتد.

۳-۹ مقدمه‌ای به بررسی انباشتگی آسیب در همه‌ی مبدل‌ها

با افزایش تقاضا برای فرکانس و کیفیت بالا، رزوناتورها به سرعت افزایش یافتند و حتی رزوناتورهای MEMS به عنوان جایگزینی امکان پذیر برای رزوناتورهای رایج در اندازه‌های بزرگ پیشنهاد شدند. چندین روش تحریک در سیستم‌های MEMS استفاده می‌شود که در میان آنها، روش الکترواستاتیک به دلیل سادگی و کارایی بالا، متداول‌ترین روش است. در یک رزوناتور میکرو صفحه‌ای، صفحه توسط بایاس DC منحرف شده و سپس با بار هارمونیک AC در مقادیر اطراف فرکانس طبیعی خود ارتعاش می‌کند.

یکی از موضوعات برجسته در طراحی چنین سیستم‌هایی این است که اگر بارالکتریکی اعمال شده به میکرو صفحه آن را به سمت پولین ناپایدار منحرف کند سبب ایجاد حالت فروپاشی^۲ شده و در ساختار خرابی بوجود می‌آید. [۴۹] به عبارتی در سازه‌های MEMS قابلیت اطمینان از آنها در صورت وجود پدیده‌ی انباشتگی خرابی، می‌تواند استفاده از آنها را در کاربردهای مختلف مانند شتاب‌سنج‌ها [۵۰]، سنسورهای سرعت زاویه‌ای [۵۱] یا سنسورهای تشخیص ارتعاشات ناخواسته محدود کند؛ از این رو، مطالعه انباشتگی خرابی یک عامل کلیدی برای آگاهی از میزان تحمل ساختار حائز اهمیت است. [۵۲] به همین جهت این موضوع به یکی از زمینه‌های جذاب در بین محققان تبدیل شده است. در فصل بعدی به بررسی معادلات حاکم بر ساختار مبدل و همچنین به بررسی معادلاتی که پیش بینی انباشتگی خرابی را در ساختار فراهم می‌کند، خواهیم پرداخت.

¹ Damage Accumulation

² Collapse

فصل چهارم: مدلسازی ریاضی و بررسی معادلات حاکم بر ساختار در حالت ایده‌آل و با در نظر گرفتن انباشتگی آسیب

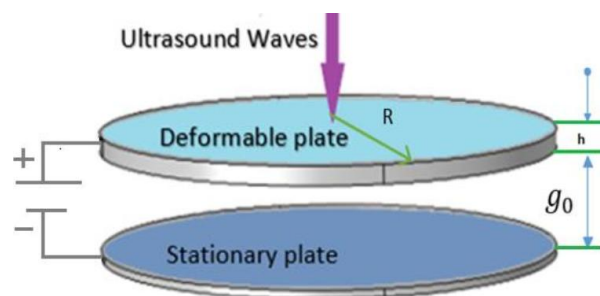
۴-۱ مقدمه

همانطور که می‌دانیم قبل از هر اقدامی جهت ساخت و تولید یه ساختاری، بدست آوردن پارامترهای اساسی مانند ابعاد هندسی مدل مدنظر، محاسبات مورد نیاز جهت ایجاد ساختاری دقیق و پیش‌بینی‌های لازم جهت ارتقای کیفیت ساختار و بسیاری موارد دیگر امری ضروری است. در این فصل به مدلسازی ریاضی و استخراج معادلات حاکم بر ساختار CMUT و بررسی ویژگی‌های سیستم حاکی از طریق عملکرد آن پرداخته‌ایم. همچنین یکی از موضوعات برجسته در سازه‌های MEMS قابلیت اطمینان آنها در صورت انباشتگی خرابی است که می‌تواند استفاده از آنها را در کاربردهای مختلف محدود کند. قابل ذکر است که منظور از انباشتگی آسیب، به آسیب‌های ناشی از رشد ترک‌های بسیار ریز به اصطلاح مویی هستند که در میکرو صفحه‌ها ایجاد شده، گفته می‌شوند.

این آسیب‌ها ممکن است در فرآیند تولید، بسته‌بندی و استفاده از این سازه‌ها رخ دهد. بنابراین یافتن روش‌های مناسب برای به حداقل رساندن این آسیب‌ها در بین محققان موضوعی مهم تلقی شده است. در این پایان نامه، یک مدل تحلیلی برای نشان دادن تأثیر آسیب‌ها بر روی ساختارهای میکروبی و نانویی پیشنهاد شده است که به عنوان یک بررسی معادلات حاکم بر رفتار غیرخطی دینامیکی یک میکرو صفحه دایره‌ای بوده که به روش گلرکین حل شده که این بررسی تحت تأثیر ولتاژ DC و AC قرار گرفته است. همچنین در این ایده پیشنهادی که مبتنی بر استفاده از رابطه

میانگین تنش و دامنه تنش و جابجایی عرضی میکرو ساختار یا نانو ساختار است، منجر به دو جفت معادله می‌شود. برای مدل‌سازی ریاضی این ایده‌ی پیشنهادی معادلات غیر خطی الکترواستاتیکی و مکانیکی از روش‌های گلرکین^۱ و رانگ کوتا^۲ در حالت دینامیکی و همچنین روش خطی سازی مرحله به مرحله و دوباره گلرکین در حالت استاتیکی استفاده شده و تأثیر انباشتگی آسیب در حرکت دینامیکی میکرو رزوناتور را نشان داده شده است.

بنابراین برای مدل‌سازی ریاضی و همچنین استخراج معادلات حاکمی بر ساختار خازنی، آن را به صورت مبدل فراصوتی به شکل دو میکرو صفحه‌ی دایره‌ای و موازی با یکدیگر که یک منبع تغذیه‌ی اختلاف پتانسیل الکتریکی V بین آن دو اعمال شده است مدل می‌گردد. در این مدل میکرو صفحه‌ای که به صورت حلقه از لبه‌ها به تکیه‌گاه متصل شده است بر روی یک صفحه رسانای ثابت قرار گرفته شده و همچنین صفحه‌ی دایره‌ای آن با مشخصات شعاع R ($-R \leq r \leq R$)، فاصله‌ی اولیه بین صفحات g_0 ، ضخامت h ($-h \leq z \leq h/2$)، چگالی E ، مدول یانگ ρ و ضریب پواسون ν در نظر گرفته شده است. صفحه‌ی زیرین همان الکتروود ثابت نیز برای جلوگیری از ایجاد هرگونه جابجایی یا خمش در اثر اعمال نیرو، باید به مقدار کافی ضخیم باشد. همچنین در فاصله‌ی هوایی بین دو الکتروود را دی الکتریک هوا در برمی‌گیرد بنابراین وقتی که اختلاف پتانسیل بین دو صفحه اعمال شود، صفحه متحرک به سمت الکتروود ثابت دچار خمش می‌شود.



شکل ۴-۱ شماتیک سه بعدی میکرو صفحه‌های دایره‌ای در تحریک الکترواستاتیک

¹ Galerkin

² Runge-Kutta

۴-۲ نیروی میدان الکترواستاتیکی

با محاسبه‌ی رابطه میزان انرژی ذخیره شده در خازنی با ظرفیت C و صفحات موازی در مساحت A که با میدان الکتریکی دارای اختلاف پتانسیل V موجود در بین دو ترمینال تغذیه می‌شود، می‌توان رابطه‌ی نیروی الکترواستاتیکی را طبق رابطه‌ی زیر بدست آورد:

$$W_e = -\frac{1}{2} CV^2 = -\frac{1}{2} \frac{k\epsilon_0 AV^2}{d} \quad (۴-۱)$$

که در این رابطه k ضریب دی‌الکتریک (دی‌الکتریک هوا) $k \sim 1$ و ضریب گذردهی الکتریکی خلا ϵ_0 و d نیز فاصله بین صفحات خازنی را بیان می‌کند.

مشتق مرتبه اول انرژی نسبت به فاصله‌ی بین صفحات، نیروی الکتریکی ناشی از اختلاف پتانسیل بین ترمینال‌های خازن را حاصل می‌دهد:

$$F_e = \frac{\partial W_e}{\partial d} = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 AV^2}{d^2} \quad (۴-۲)$$

معادله‌ی بالا بیانگر غیرخطی بودن رابطه‌ی تغییرات نیرو نسبت به فاصله‌ی بین دو صفحه و ولتاژ است. تعریف $q(W.V)$ به عنوان نیروی الکترواستاتیکی در واحد سطح به صورت زیر بیان می‌شود:

$$q(W.V) = \frac{F_e}{A} = \frac{\epsilon_0 V^2}{2(g_0 - W(r.t))^2} \quad (۴-۳)$$

مقدار g_0 فاصله‌ی هوایی اولیه بین الکتروود ثابت (دیافراگم) و الکتروود ثابت، t زمان و $W(r.t)$ بیانگر خمش دیافراگم به صورت تابعی از زمان و موقعیت شعاعی، به سمت الکتروود زیرین است.

۴-۳ استخراج معادله‌ی حرکت عرضی در صفحه‌ی دایروی

در این پایان‌نامه به بررسی میکروصفحه‌ی دایره‌ای و تغییر شکل‌های کوچک آن می‌پردازیم. بنابراین از تئوری صفحات نازک کیرشف-لاو که یک مدل ریاضی دو بعدی است که برای تعیین میزان استرس‌ها و تغییر شکل صفحات نازک در اثر نیرو، استفاده می‌شود و این تئوری تعمیم یافته‌ی تئوری تیر اوایلر برنولی است که در سال ۱۸۸۸ توسط لاو ارائه شد. [۵۳] همچنین در استخراج معادلات حاکم بر حرکت عرضی، به علت رفتار وابسته به اندازه‌ی میکروصفحات کوچک، از تئوری گرادیان‌های مرتبه بالا^۲ استفاده می‌شود. این تئوری نیز توسط افرادی از جمله میندلین و گرمین^۳ برای محاسبه‌ی انرژی ذخیره شده در جابجایی ارائه شده است. [۵۴] طبق تئوری صفحات نازک کیرشف مولفه‌های جابجایی $w(x, y, z)$ و $v(x, y, z)$ و $u(x, y, z)$ به ترتیب در راستاهای طولی، عرضی، محوری در دستگاه مختصات دکارتی به صورت زیر محاسبه می‌شود. [۵۵]

$$u(x, y, z) = -Z \frac{\partial w}{\partial x} \quad (۴-۴)$$

$$v(x, y, z) = -Z \frac{\partial w}{\partial z} \quad (۵-۴)$$

$$w(x, y, z) = w \quad (۶-۴)$$

به دلیل متقارن فرض کردن ارتعاش دیافراگم نسبت به مولفه محیطی $(\partial w / \partial \theta)$ ، ارتعاشات به مولفه‌ی شعاعی بستگی داشته و با در نظر گرفتن فرضی عدم وابستگی جابجایی نسبت به مولفه‌ی Z ، می‌توان بیان کرد:

$$\varepsilon_{xx} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad (۷-۴)$$

$$\varepsilon_{yy} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right) \quad (۸-۴)$$

$$\varepsilon_{xy} = \varepsilon_{yx} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right) \quad (۹-۴)$$

¹ Kirchhoff-Love Thin Plate Theory

² Higher Order Gradient Theory

³ Mindlin and Germaine

همچنین تنسور کرنش مرتبه‌ی بالا نیز به صورت زیر می‌باشد [۵۵]:

$$\varepsilon_{xxx} = -Z \left(\frac{\partial^3 w}{\partial x^3} \right) \quad \varepsilon_{xyy} = -Z \left(\frac{\partial^3 w}{\partial x \partial x^2} \right) \quad \varepsilon_{xxy} = \varepsilon_{xyx} = -Z \left(\frac{\partial^3 w}{\partial x \partial x^2} \right) \quad (10-4)$$

$$\varepsilon_{yyy} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad \varepsilon_{xxx} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad \varepsilon_{yyx} = \varepsilon_{yxy} = -Z \left(\frac{\partial^3 w}{\partial x \partial y^2} \right) \quad (11-4)$$

$$\varepsilon_{zxx} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad \varepsilon_{xxx} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right) \quad \varepsilon_{zxy} = \varepsilon_{zyx} = -Z \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right) \quad (12-4)$$

قابل ذکر است که در تئوری صفحات کششی ترم ε_{ziz} نادیده گرفته شده اما در این پایان‌نامه برای ضخامت کوچک مهم بوده است. در واقع به دلیل وجود تعامل بین خمش و برش، سختی صفحه شدیداً افزایش یافته و تنسورهای تنش بر اساس روابط کلاسیک تنش-کرنش به صورت زیر خواهند بود:

$$\sigma_{xx} = \frac{zE}{(1-\nu^2)} \left[\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right] \quad (13-4)$$

$$\sigma_{yy} = -\frac{zE}{(1-\nu^2)} \left[\frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right] \quad (14-4)$$

$$\sigma_{xy} = \sigma_{yx} = -Z \frac{E}{(1+\nu)} \left[\frac{\partial^2 w}{\partial y \partial x} \right] \quad (15-4)$$

تنسورهای تنش مرتبه بالا نیز به صورت زیر می‌باشد:

$$\mu_{xx} = -\frac{L^2 E}{(1-\nu^2)} \left[\frac{\partial^3 w}{\partial x^3} + \nu \frac{\partial^3 w}{\partial x \partial y^2} \right], \quad \mu_{xyy} = -Z \frac{L^2 E}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^2 w}{\partial y \partial x} \right) \quad (16-4)$$

$$\mu_{xx} = -\frac{L^2 z E \nu}{(1-\nu^2)} \left[\frac{\partial^3 w}{\partial x^3} + \frac{\partial^3 w}{\partial x \partial y^2} \right] - \frac{L^2 E z}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^3 w}{\partial y \partial x^2} \right), \quad \mu_{xyx} = -\frac{L^2 E z}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^3 w}{\partial y \partial x^2} \right) \quad (17-4)$$

$$\mu_{xx} = -\frac{L^2 z E}{(1-\nu^2)} \left[\frac{\partial^3 w}{\partial x^3} + \nu \frac{\partial^3 w}{\partial y \partial x^2} \right], \quad \mu_{yxx} = -\frac{L^2 E z}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^3 w}{\partial y \partial x^2} \right) \quad (18-4)$$

$$\mu_{yyx} = -\frac{L^2 z E \nu}{(1-\nu^2)} \left[\frac{\partial^3 w}{\partial x^3} + \frac{\partial^3 w}{\partial y \partial x^2} \right] - \frac{L^2 E z}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^3 w}{\partial x \partial y^2} \right), \quad \mu_{xyx} = -\frac{L^2 E z}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^3 w}{\partial y \partial x^2} \right) \quad (19-4)$$

$$\mu_{zzz} = -\frac{L^2 E}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right), \quad \mu_{zyy} = -\frac{L^2 E}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right), \quad \mu_{zyy} = \mu_{zyz} = -\frac{L^2 E}{(1+\nu)} \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right) \quad (20-4)$$

همچنین انرژی جابه‌جایی برای صفحه به صورت زیر خواهد بود:

$$\begin{aligned}
 U = & \frac{1}{2}D \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \int_{\Omega} \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right)^2 dx dy - \frac{1}{2} \left(D \left[2(1-\nu) + 24(1-\nu) \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \right) - \\
 & \int_{\Omega} \left[\frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} - \left(\frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} \right)^2 \right] dx dy + \frac{1}{2} DL^2 \int_{\Omega} \left[\left(\frac{\partial^3 w}{\partial x^3} \right)^2 + \left(\frac{\partial^3 w}{\partial y^3} \right)^2 \right] dx dy + \frac{3}{2} DL^2 \int_{\Omega} \left[\left(\frac{\partial^3 w}{\partial x^2 \partial y} \right)^2 + \right. \\
 & \left. \left(\frac{\partial^3 w}{\partial y^2 \partial x} \right)^2 \right] dx dy + \frac{1}{2} 2DL^2 \int_{\Omega} \left[\frac{\partial^3 w}{\partial x^3} \frac{\partial^3 w}{\partial y^2 \partial x} + \frac{\partial^3 w}{\partial y^3} \frac{\partial^3 w}{\partial x^2 \partial y} - \left(\frac{\partial^3 w}{\partial x^2 \partial y} \right)^2 - \left(\frac{\partial^3 w}{\partial y^2 \partial x} \right)^2 \right] dx dy
 \end{aligned} \quad (21-4)$$

که در این رابطه ضریب خمشی دیافراگم دایره‌ای به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$D = \frac{Eh^3}{12(1-\nu^2)} \quad (22-4)$$

طبق اثبات‌های قبلی معادله‌ی حاکم بر دیافراگم الاستیک از طریق روشی متفاوت، بر اساس مدل گرادیان مرتبه‌ی بالا در مختصات دکارتی اینگونه بیان می‌شود:

$$D \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \left(\frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + \frac{\partial^4 w}{\partial y^4} + 2 \frac{\partial^4 w}{\partial x^2 \partial y^2} \right) - DL^2 \left(\frac{\partial^6 w}{\partial x^6} + \frac{\partial^6 w}{\partial y^6} + 3 \frac{\partial^6 w}{\partial x^2 \partial y^4} + 3 \frac{\partial^6 w}{\partial x^4 \partial y^2} \right) = q \quad (23-4)$$

قابل ذکر است که برای مدل‌سازی ریاضی و استخراج معادلات حاکم بر ساختار خازنی، هر یک از واحدهای مورد بررسی را به صورت میکرو صفحه‌ی دایره‌ای مدل می‌شود و فرض بر آن است که بار در قسمت مرکزی صفحه توزیع می‌شود و از این رو تغییر شکل قسمت میانی صفحه مقارن خواهد بود.

از این رو گشتاور خمشی تنسور کلاسیک و تنسور گرادیان مرتبه بالا برای یک صفحه‌ی دایره‌ای در مختصات قطبی به صورت زیر بیان می‌گردد:

$$M_{rr} = -\frac{d}{dr} - \frac{1}{2} 2DL^2 \left(\frac{1}{r} \frac{d^2 w}{dr^3} - \frac{1}{r^3} \frac{dw}{dr} \right) \quad (24-4)$$

$$M_{rr} = -DL^2 \left(\frac{d^2 w}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{dw}{dr} \right) - \frac{1}{2} \left[\frac{Eh^3}{6(1+\nu)} + \frac{2EL^2 h}{1+\nu} \right] \frac{1}{r} \frac{dw}{dr} + DL^2 \left(\frac{d^4 w}{dr^4} + 3 \frac{d^2}{dr^2} \left(\frac{1}{r} \frac{dw}{dr} \right) \right) + \frac{1}{2} [2DL^2] \left(\frac{3}{r} \frac{d}{dr} \left(\frac{1}{r} \frac{dw}{dr} \right) - \frac{d^2}{dr^2} \left(\frac{1}{r} \frac{dw}{dr} \right) \right) \quad (25-4)$$

$$Q_r = D \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \left(\frac{d^3 w}{dr^3} + \frac{1}{r} \frac{d^2 w}{dr^2} - \frac{1}{r^2} \frac{dw}{dr} \right) - \frac{1}{2} \left(D \left[2(1-\nu) + 24(1-\nu) \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \left(\frac{1}{r} \frac{d^2 w}{dr^2} - \frac{1}{r^2} \frac{dw}{dr} \right) - \frac{1}{2} [2DL^2] \frac{d}{dr} \left(\frac{3}{r} \frac{d}{dr} \left(\frac{1}{r} \frac{dw}{dr} \right) \right) + DL^2 \left(\frac{d^5 w}{dr^5} + 3 \frac{d^3}{dr^3} \left(\frac{1}{r} \frac{dw}{dr} \right) + 3 \frac{d}{dr} \left(\frac{3}{r} \frac{dw}{dr} \left(\frac{1}{r} \frac{dw}{dr} \right) \right) \right) \right) \quad (26-4)$$

در شرایط بعدی صفحه که تغییر شکل $W = w(r)$ که r نشانگر شعاع بوده، معادله‌ی تعادل به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\left(D \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] - DL^2 \nabla^2 \right) \nabla^4 w = q \quad (27-4)$$

طبق بیان قبلی که تغییر شکل دیافراگم دایره‌ای نسبت به مولفه محیطی متقارن است $(\partial w / \partial \theta = 0) \nabla^4$ ، عملگر بای هارمونیک در دستگاه مختصات قطبی در صفحه‌ی متقارن محوری به شکل زیر بیان می‌شود:

$$\nabla^4 = \nabla^2 \nabla^2 = \frac{\partial^4}{\partial r^4} + \frac{2}{r} \frac{\partial^3}{\partial r^3} - \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r^3} \frac{\partial}{\partial r} \quad (28-4)$$

۴-۴ بی بعد سازی

اگر نیروی میدان الکترواستاتیک بایاس DC و نیروی متناوب فشاری موج آکوستیکی را به صورت ترکیبی به عنوان نیروی موثر بر دیافراگم در نظر گرفته شود، رابطه به صورت زیر خواهد بود:

$$\left(D \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] - DL^2 \nabla^2 \right) \nabla^4 W + \rho h \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} + C \frac{\partial W}{\partial t} = \frac{\varepsilon_0 V_{dc}^2}{2(g_0 - w)^2} + p_0 \sin(\omega_s t) \quad (29-4)$$

برای سهولت و عمومیت بخشیدن به تحلیل‌ها، پارامترهای زیر جهت تبدیل روابط از حالت با بعد به حالت بی بعد در مختصات استوانه‌ای بیان می‌شوند:

$$\nabla^2 = \frac{1}{R^2} \hat{\nabla}^2. \quad \nabla^2 = \frac{1}{R^2} \hat{\nabla}^2. \quad \nabla^2 = \frac{1}{R^2} \hat{\nabla}^2. \quad W = \frac{w}{g_0}. \quad r = \frac{\hat{r}}{R}. \quad \hat{t} = \frac{t}{t^*} \quad (30-4)$$

با جایگذاری روابط در معادله دینامیکی بر دیافراگم دایره‌ای که تحت تحریک الکترواستاتیکی بوده، معادلات بی‌بعد بدست می‌آیند.

$$\left[1 + 12 \left(\frac{l}{h}\right)^2\right] \hat{\nabla}^4 W - \left(\frac{l}{R}\right)^2 \hat{\nabla}^6 W + \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h}\right)^2\right] \frac{\partial^2 W}{\partial t^2} + \beta \frac{\partial W}{\partial t} = \alpha_1 \frac{(V_{dc})^2}{(1-W)^2} \quad (31-4)$$

که در این رابطه

$$\beta = \frac{CR^2}{D_1} \sqrt{\frac{D_1}{\rho h}}. \quad \alpha_1 = \frac{\varepsilon_0 R^6}{2D_1 g_0^3}. \quad \alpha_2 = \frac{\varepsilon_0 R^6}{D_1 g_0^3}. \quad t^* = R^2 \sqrt{\frac{\rho h}{D_1}}. \quad W^* = \frac{1}{t^*} \quad (32-4)$$

۴-۵ حل عددی

روش‌های حل تحلیلی معادلات ساختار، به دلیل غیرخطی بودنشان بسیار پیچیده و زمانبر بوده که از اینرو خطی‌سازی معادلات، حائز اهمیت در حل آن‌ها بوده و به همین دلیل برای حل معادلات استاتیکی، روش گام به گام خطی‌سازی (SSLM) بکار برده می‌شود. همچنین در حالت دینامیکی نیز استفاده از مدل کاهش یافته‌ی گلرکین به دلیل داشتن جملات غیرخطی پیچیده صرف نظر کرده و لذا عبارات غیرخطی معادله را به عنوان نیرو در نظر گرفته و از این عبارت‌ها در گام‌های زمانی مختلف با استفاده از روش رانگ-کوتا مرتبه‌ی چهارم انتگرال‌گیری عددی می‌شود. قابل ذکر است که انتخاب تابع متناسب با شرایط مرزی حاکم بر مسئله‌ی مورد بررسی گام مهم در بدست آوردن نتایج عددی بوده و بدلیل کاملاً گیردار بودن دیافراگم، شرایط مرزی در معادله‌ی بی‌بعد به صورت‌های زیر بیان می‌شوند:

$$W(R, t) = 0. \quad \frac{\partial}{\partial r} W(R, t) = 0. \quad \frac{\partial^2}{\partial r^2} W(R, t) = 0. \quad (33-4)$$

تابع زیر نیز شرایط مرزی دیافراگم دایره‌ای کاملاً گیردار را بیان می‌کند:

$$\varphi_i(r) = 1 - \left(\frac{2n^2\pi^2}{n^2\pi^2-8}\right) \left(\frac{r}{R}\right)^2 + \left(\frac{2n^2\pi^2}{n^2\pi^2-8}\right) \left(\frac{r}{R}\right)^4 + \left(\frac{8(-1)^n}{n^2\pi^2-8}\right) \cos n\pi \left(\frac{r}{R}\right) \quad (34-4)$$

۴-۶ حل استاتیکی

همانطور که می‌دانیم به دلیل وجود فاصله g_0 بین میکرو صفحات خازنی و همچنین وجود مقادیر ولتاژ اعمالی جهت محاسبه‌ی مقدار ولتاژ پولین، خطی سازی حالت اولیه میکرو صفحات منجر به ایجاد اختلاف بزرگی در محاسبات شده، در نتیجه برای کاهش دادن بزرگیه خطاها، طبق روش *SSLM* اعمال افزایش ولتاژ به صورت گام به گام خواهد بود. [۵۶] با فرض W_i به عنوان جابجایی بی بعد میکرو صفحه که تحت تاثیر ولتاژ DC اعمال شده‌ی V_i باشد، معادله‌ی حاکم بر میکرو صفحه در گام i ام به صورت زیر خواهد بود:

$$\left[1 + 12 \left(\frac{l}{h}\right)^2\right] \nabla^4 W - \left(\frac{l}{R}\right)^2 \nabla^6 W = \alpha_1 \frac{(V_{dc})^2}{(1-W)^2} \quad (۳۵-۴)$$

که با افزایش ولتاژ، مقادیر ولتاژ اعمالی و جابجایی دیافراگم در گام $i+1$ به صورت زیر بیان می‌شود:

$$V_{dc}^{i+1} = V_{dc}^i + \delta V$$

$$w^{i+1} = w^i + \delta V = w^i + \psi \quad (۳۶-۴)$$

اگر مقدار δV در هر گام خیلی کوچک فرض شود، به طبع مقدار ψ نیز کوچک خواهد بود و در نتیجه با استفاده از بسط سری تیلور مرتبه اول برای مقدارهای کوچک δV و حتی با چشم پوشی از عبارتهای مرتبه بالا، می‌توان به دقت کافی دست یافت. معادله‌ی استاتیکی در گام $(i+1)$ با استفاده از تئوری محاسبه‌ی تغییرات و بسط تیلور، به صورت زیر نوشته خواهد شد:

$$\left[1 + 12 \left(\frac{l}{h}\right)^2\right] (\nabla^4 w^{i+1}) - \left(\frac{l}{R}\right)^2 (\nabla^6 w^{i+1}) = \alpha \frac{(V_{dc}^{i+1})^2}{1-w^{i+1}{}^2}$$

$$\left[1 + 12 \left(\frac{l}{h}\right)^2\right] (\nabla^4 w^s + \nabla^4 \psi) - \left(\frac{l}{R}\right)^2 (\nabla^6 w^s + \nabla^6 \psi) = \alpha \left[\frac{(V_{dc}^s)^2}{(1-w^s)^2} + \frac{2(V_{dc}^s)^2}{(1-w^s)^3} \psi + \frac{2(V_{dc}^s)}{(1-w^s)^2} \delta V \right] \quad (۳۷-۴)$$

بنابراین معادله‌ی خطی حاکم بر جابجایی دیافراگم که تحت تحریک الکترواستاتیک باشد، با کم کردن گام i ام از گام $i+1$ در معادله‌ی استاتیکی به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\left(\left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \nabla^4 \psi - \left(\frac{l}{R} \right)^2 \nabla^6 \psi \right) = \frac{2\alpha V_i \delta V}{(1-w_i)^2} + \frac{2(V_i)^2}{(1-w_i)^3} \psi \quad (38-4)$$

با استفاده از تابع پایه‌ای $\varphi(r)$ می‌توان ψ تقریب زد:

$$\psi = \sum_{i=1}^N a_i \varphi_i(r) \quad I=1, \dots, N \quad (39-4)$$

منظور از a_i همان ضرایب مجهولی است که در مختصات استوانه‌ای بوده و در روند حل محاسبه خواهند شد. اگر تابع پایه‌ای $\varphi(r)$ مناسب برای شرایط مرزی هندسی باشد، ψ نیز مناسب شرایط مرزی خواهد بود که طبق رابطه‌ی بالا ψ با تعداد متناهی مجموع سری N تقریب زده و محدود شده، که خطای ناشی از تقریب ψ به N جمله‌ی متناهی به صورت زیر مدل و نوشته می‌شود:

$$\left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \nabla^4 \sum_{i=1}^N a_i \varphi_i(r) - \left(\frac{l}{R} \right)^2 \nabla^6 \sum_{i=1}^N a_i \varphi_i(r) - \frac{2\alpha (V_{dc}^s)^2}{(1-w^s)^3} \sum_{i=1}^N a_i \varphi_i(r) - \frac{2\alpha (V_{dc}^s)}{(1-w^s)^2} \delta V = \varepsilon \quad (40-4)$$

در این رابطه‌ی بالا ε خطا بوده و معادله نیز از روش گلرکین حل می‌شود. قابل ذکر است که با ضرب خطاها یا مانده‌ها در تابع پایه‌ای $\varphi(r)$ به عنوان تابع وزن در روش گلرکین و همچنین انتگرال گیری در بازه‌ی شعاعی دیافراگم به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\int_0^1 \varepsilon(r) \varphi_j(r) dr = 0 \quad J=1, \dots, N \quad (41-4)$$

معادلات جبری نیز به صورت مجموعه، طبق زیر محاسبه می‌شود:

$$\sum_{i=1}^N (K_{ij}^{classical} + K_{ij}^{nonlocal1} + K_{ij}^{nonlocal2} - K_{ij}^e) a_i = F_j^e \quad j = 1 \dots N \quad (42-4)$$

ضرایب مجهول ai با حل کردن N معادله‌ی جبری بالا محاسبه شده، بنابراین ضرایب ai و ψ نیز برای دیافراگم دایره‌ای کیرشهف در هر مختصاتی بدست می‌آید و در نتیجه تغییر شکل استاتیکی دیافراگم در هر گام ولتاژ اعمالی DC به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$K_{ij}^{classical} = \int_0^1 \nabla^4 \varphi i(r) \varphi j(r) dr \quad (43-4)$$

$$K_{ij}^{nonlocal1} = \int_0^1 [12 \left(\frac{l}{h}\right)^2] \nabla^4 \varphi i(r) \varphi j(r) dr \quad (44-4)$$

$$K_{ij}^{nonlocal2} = - \left(\frac{l}{h}\right)^2 \int_0^1 \nabla^6 \varphi i(r) \varphi j(r) dr \quad (45-4)$$

$$K_{ij}^e = \frac{2av_i^2}{(1-w_i)^3} \int_0^1 \varphi^2 dr \quad (46-4)$$

$$Fj^e = \frac{2av_i \delta V}{(1-w_i)^2} \int_0^1 \varphi dr \quad (47-4)$$

۷-۴ حل دینامیکی

معادله‌ی دینامیکی حاکم بر حرکت عرضی دیافراگم شامل عبارات غیرخطی بوده، بنابراین ایجاد مدل مرتبه‌ی کاهش یافته گلرکین پیچیده است و از اینرو عبارات غیر خطی معادله را به عنوان عبارات نیرو در نظر می‌گیریم و از این عبارات در گام‌های زمانی و دامنه شعاعی مختلف دیافراگم، با استفاده از روش رانگ-کوتا مرتبه‌ی چهارم انتگرال گیری عددی می‌کنیم. [۵۷] در تقریب پاسخ دینامیکی دیافراگم، از ترکیب خطی تعداد متناهی عبارت از تابع شکل مناسب و ضریب‌های وابسته به زمان استفاده می‌شود و سپس مدل مرتبه‌ی کاهش یافته، برای حل معادله با استفاده از روش وزنی گلرکین و انتگرال گیری روی دامنه‌ی شعاعی بی‌بعد بدست می‌آید. قابل ذکر است که پاسخ دیافراگم در ازای هر ولتاژ DC ، توسط انتگرال گیری در زمان از معادله‌ی دیفرانسیلی مدل مرتبه‌ی کاهش یافته و همچنین از طریق

انتخاب تابع شکل مناسب دیافراگم دایره‌ای محاسبه می‌شود. بنابراین پاسخ دینامیکی دیافراگم توسط ترکیبات خطی تعداد متناهی عبارت از تابع شکل مناسب و ضرایبی که وابسته‌ی زمان هستند به صورت زیر تقریب زده می‌شوند:

$$W(r, t) = \sum_{i=1}^N q_i(t) \varphi_i(r) \quad (48-4)$$

همچنین تابع خطا با جایگذاری رابطه‌ی (48-4) در (41-4) به صورت زیر بدست می‌آید:

$$\sum_{i=1}^N \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] q_i(t) \nabla^4 \varphi_i(r) + \sum_{i=1}^N \left(\frac{l}{R} \right)^2 q_i(t) \nabla^6 \varphi_i(r) + \sum_{i=1}^N \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \dot{q}_i(t) \varphi_i(r) \quad (49-4)$$

$$\sum_{i=1}^N \beta \dot{q}_i(t) \varphi_i(r) = \varepsilon(r, t) \quad (50-4)$$

و بر اساس روش گلرکین خواهیم داشت:

$$\int_0^1 \varepsilon(r, t) \varphi_j(r) dr = 0 \quad j = 1, \dots, N \quad (51-4)$$

با اعمال روش گلرکین، انتخاب تابع وزنی مناسب $\varphi(r)$ و انتگرال گیری در دامنه‌ی شعاعی بی‌بعد، می‌توانیم پاسخ دینامیکی دیافراگم را محاسبه کنیم:

$$\sum_{i=1}^N M_{ij} \ddot{q}_i(t) + \sum_{i=1}^N C_{ij} \dot{q}_i(t) + \sum_{i=1}^N (K_{ij}^{m1} + K_{ij}^{m2}) q_i(t) = F_j \quad (52-4)$$

که در آن خواهیم داشت:

$$M_{ij} = \int_0^1 \left[1 + 12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \varphi_i(r) \varphi_j(r) dr \quad (53-4)$$

$$K_{ij}^{classical} = \int_0^1 \nabla^4 \varphi_i(r) \varphi_j(r) dr \quad (54-4)$$

$$K_{ij}^{nonlocal1} = \int_0^1 \left[12 \left(\frac{l}{h} \right)^2 \right] \nabla^4 \varphi_i(r) \varphi_j(r) dr \quad (55-4)$$

$$K_{ij}^{nonlocal2} = - \left(\frac{l}{R}\right)^2 \int_0^1 \nabla^6 \varphi_i(r) \varphi_j(r) dr \quad (56-4)$$

$$F_m = \int_0^1 \alpha \frac{V_{dc}^2}{(1-W)^2} \varphi_j(r) dr \quad (57-4)$$

$$C_{ij} = \int_0^1 \beta \varphi_i(r) \varphi_j(r) dr \quad (58-4)$$

۴-۸ تحلیل فرکانسی

همانطور که می‌دانیم پاسخ فرکانسی نموداری است که دامنه‌ی نوسانات ساختار را در فرکانس‌های مختلف بیان می‌کند و از این تحلیل جهت پیدا کردن فرکانس طبیعی استفاده می‌شود. بنابراین معادله‌ی دینامیکی حاکم بر دیافراگم دایروی بر اساس مدل لَمپ به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$M\ddot{q} + C\ddot{q} + Kq = F \quad (59-4)$$

جهت ساده سازی تحلیل معادله‌ی بالا و استخراج پاسخ فرکانسی از آن، معادله‌ی دینامیکی را توسط تغییر متغیرهایی که در ادامه آمده‌اند، از حوزه‌ی زمان به حوزه‌ی فرکانس انتقال داده می‌شود:

$$q(t) = Ae^{j\omega t} \quad , \quad F = f_0 e^{j\omega t} \quad (60-4)$$

A بیانگر دامنه‌ی نوسانات، f_0 فرکانس دامنه‌ی نیروی متناوب تاثیرگذار بر صفحه‌ی دارای ارتعاش و همچنین ω نیز نشانگر فرکانس نوسانات می‌باشد که با جایگذاری کردن معادلات (۶۰-۴) در معادله‌ی (۵۹-۴) معادله‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$[-MA\omega^2 + ACj\omega + KA]e^{j\omega t} = f_0 e^{j\omega t} \quad (61-4)$$

اگر ترم‌های زمانی ($e^{j\omega t}$) از طرفین تساوی حذف شوند، بازنویسی معادله بر حسب دامنه‌ی نوسانات به شکل زیر خواهد بود:

$$A = \frac{f_0}{Cj\omega + K - M\omega^2} \quad (62-4)$$

بنابراین نمودار پاسخ فرکانسی با رسم تغییرات دامنه‌ی نوسانات (A) نسبت به تغییرات فرکانسی (ω) بدست می‌آید و حتی اگر مخرج معادله مساوی صفر در نظر گرفته شود، مقادیر ویژه‌ی فرکانس طبیعی سیستم به صورت زیر محاسبه می‌شوند:

$$\omega = \frac{jC + \sqrt{4MK + C^2}}{2M} \quad (63-4)$$

همانطور که در تحلیل استاتیک بیان شده است، میزان ضریب سختی کل ساختار در تحریک الکترواستاتیک، از ضریب سختی مکانیکی و ضریب سختی الکتریکی تاثیر می‌گیرد.

$$K_{total} = K_{mechanical} - K_{electrical} \quad (64-4)$$

و در آخر قابل ذکر است که مطابق با روابط (63-4) و (64-4) می‌توان تغییرات فرکانس طبیعی ساختار نسبت به تغییرات ولتاژ بایاس DC را محاسبه کرد.

9-4 معادلات حرکت غیرخطی و حل عددی در بررسی Damage Accumulation

همانطور که قبلاً گفته شد معادلات جفت غیر خطی در حالت دینامیکی با استفاده از روش‌های گلرکین و رانگ کوتا و همچنین در حالت استاتیک از روش گلرکین و روش خطی سازی گام به گام حل می‌شوند و تاثیر انباشتگی خرابی در رفتار میکرو رزوناتور دینامیکی و همچنین رفتار پولین دینامیکی نشان داده شده است. قابل ذکر است که معادلات حرکت غیر خطی و حل عددی زیر، برای یک میکرو صفحه دایره‌ای با شرایط مرزی ثابت را در نظر گرفته شده است [58]:

$$D\nabla^4 w - \frac{Eh}{1-\nu^2} \left(\frac{1}{2} \int_0^R \left(\frac{\partial w}{\partial r} \right)^2 R dr \right) \nabla^2 w + \rho h \frac{\partial^2 w}{\partial t^2} + c \frac{\partial w}{\partial t} = F_e \quad (65-4)$$

که در رابطه‌ی بالا ∇^2 و ∇^4 به ترتیب عملگرهای لاپلاسین و دو لاپلاسین هستند که می‌توان آنها را برای شرایط متقارن محوری به صورت زیر بیان کرد:

$$\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \quad \nabla^4 = \frac{\partial^4}{\partial r^4} + \frac{2}{r} \frac{\partial^3}{\partial r^3} - \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2}{\partial r^2} + \frac{1}{r^3} \frac{\partial}{\partial r} \quad (66-4)$$

همچنین w نشانگر جابجایی عرضی صفحه بوده و r نیز موقعیت شعاعی صفحه و E ، h ، ν به ترتیب مدول یانگ، ضخامت دیافراگم و نسبت پواسون را نشان می‌دهند. مقدار D هم بیانگر سفتی خمشی صفحه است که از رابطه‌ی زیر حاصل می‌شود:

$$D = \frac{Eh^3}{12(1-\nu^2)} \quad (67-4)$$

قابل ذکر است که ترم دوم سمت چپ معادله‌ی (65-4) نشان‌دهنده‌ی کشش سطح میانی صفحه بوده که مقدار آن برای انحرافات کوچک، ناچیز و برای انحرافات بزرگ قابل توجه است و میانگین آن در طول شعاع صفحه خواهد بود. [60, 59]

F_e هم نیروی تحریک الکترواستاتیک است که به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$F_e = \frac{\epsilon_0 V(t)}{2(G-w(r,t))^2} \quad (68-4)$$

در رابطه‌ی بالا ϵ_0 میزان گذردهی فاصله‌ی هوایی، G ارتفاع اولیه فاصله‌ی هوایی و $V(t)$ پتانسیل الکتریکی است که بصورت زیر نوشته می‌شود:

$$V(t) = V_{DC} + V_{AC} \sin(\Omega t) \quad (69-4)$$

که این رابطه بیانگر یک ولتاژ بایاس DC و یک ولتاژ متناوب AC با فرکانس تحریک Ω است.

4-10 آسیب در میکرو و نانوساختارها

آسیب یک پارامتر برجسته در ساختارهای میکرویی و نانویی است که این مورد می‌تواند در فرآیند تولید، بسته‌بندی و حین استفاده از این سازه‌ها اتفاق بیفتد. از اینرو تجزیه و تحلیل انباشتگی آسیب‌ها یکی از موضوعات برجسته در مورد طراحی سازه‌ها در مقیاس کوچک است. طبق نظریه آسیب ایزوتروپیک [61, 62] مدول یانگ موثر مواد که شامل آسیب هم می‌شود عبارت است از:

$$E_{ef} = E(1 - \xi) \quad (70-4)$$

که پارامتر ξ بیانگر انباشتگی آسیب است و به صورت زیر بیان می‌شود [۶۳، ۶۴]:

$$\frac{d\xi}{dN} = \left[\frac{\sigma_a}{\sigma_r(1-\xi)} \right]^m \quad \sigma_r = M_0 \left[1 - b \frac{\sigma_m}{\sigma_u} \right] \quad dN = \frac{\omega}{2\pi} dt \quad (۷۱-۴)$$

که N تعداد چرخه، σ_a دامنه‌ی تنش بوده و همچنین σ_r تنش مقاومتی است که توانایی یک ماده جهت مقاومت در برابر انباشتگی آسیب را اندازه‌گیری می‌کند، σ_m استرس متوسط و m پارامتری است که سرعت انباشتگی آسیب را اندازه‌گیری می‌کند و پارامترهای M_0 و b خواصی از مواد هستند که باید به صورت تجربی شناسایی شوند. [۶۵] سپس برای بدست آوردن رابطه‌ی دامنه و میانگین تنش در یک صفحه دایره‌ای نامتقارن، رابطه‌ی جابجایی - کرنش به صورت زیر خواهد بود:

$$\varepsilon_{rr} = \frac{\partial u_r}{\partial r} = -z \left(\frac{\partial^2 W}{\partial r^2} \right) \quad (۷۲-۴)$$

$$\varepsilon_{\theta\theta} = \frac{u_r}{r} = -z \left(\frac{1}{r} \frac{\partial W}{\partial r} \right)$$

جابجایی‌ها نیز به صورت زیر هستند:

$$\sigma_{rr} = \frac{-zE}{1-\nu^2} \left(\frac{\partial^2 W}{\partial r^2} + \nu \frac{1}{r} \frac{\partial W}{\partial r} \right) \quad (۷۳-۴)$$

$$\sigma_{\theta\theta} = \frac{-zE}{1-\nu^2} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial W}{\partial r} + \nu \frac{\partial^2 W}{\partial r^2} \right)$$

حداکثر تنش‌های نرمال و برشی در $(r = R, z = h/2)$ رخ می‌دهند که h ضخامت صفحه و R شعاع آن است. بنابراین با جایگذاری‌ها، معادله‌ها (۷۳-۴) به صورت زیر می‌شوند:

$$\sigma_{rr} = \frac{hE}{2(1-\nu^2)} \left(\frac{\partial^2 W}{\partial r^2} + \nu \frac{1}{r} \frac{\partial W}{\partial r} \right) \Big|_{r=R} \quad (۷۴-۴)$$

$$\sigma_{\theta\theta} = \frac{hE}{2(1-\nu^2)} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial W}{\partial r} + \nu \frac{\partial^2 W}{\partial r^2} \right) \Big|_{r=R}$$

در نتیجه، دامنه و متوسط تنش حاصله عبارتند از:

$$\sigma_m = \frac{hE}{2(1-\nu^2)} \left(\frac{\partial^2 W_s}{\partial r^2} + \nu \frac{1}{r} \frac{\partial W_s}{\partial r} \right) \Big|_{r=R} \quad (۷۵-۴)$$

$$\sigma_a = \frac{hE}{2(1-\nu^2)} \left(\frac{\partial^2 W_d}{\partial r^2} + \nu \frac{1}{r} \frac{\partial W_d}{\partial r} \right) \Big|_{r=R}$$

در روابط بالا W_d و W_s نشان دهنده‌ی جابجایی عرضی هستند که باعث ایجاد اعمال ولتاژ استاتیکی و دینامیکی شده که جابجایی عرضی کلی در صفحه از این رابطه $W = W_s + W_d$ بدست می‌آید. شرایط مرزی یک صفحه دایره‌ای گیردار به صورت زیر می‌باشد:

$$w(r, t) = \frac{\partial w(r, t)}{\partial r} = 0 \quad . \quad r = \mp R \quad (۷۶-۴)$$

برای حالت فرستنده، از معادلات بی بعد زیر استفاده می‌شود:

$$\hat{r} = \frac{r}{R} \cdot \hat{w} = \frac{w}{G} \cdot \hat{t} = \frac{t}{t^*} \cdot t^* = \sqrt{\frac{\rho h R^4}{D}} \cdot \hat{\Omega} = \Omega t^* \cdot \gamma_1 = \frac{6G^2}{h^2} \left(\int_0^R \left(\frac{\partial w}{\partial \hat{r}} \right)^2 \right) \cdot \gamma_{1d} = \frac{6G^2}{h^2}$$

$$\gamma_2 = \frac{\hat{\Omega} G}{2\pi R^2} \left(\frac{Eh}{4} \right)^k \cdot \gamma_3 = \frac{R^4 \epsilon_0}{2DG^3} \cdot \hat{c} = \sqrt{\frac{c^2 D}{\rho h R^4}} \quad (۷۷-۴)$$

همچنین معادله‌ی حرکت بی بعد و معادله‌ی سیر تکامل آسیب عبارتند از:

$$(1 - \xi) \left(\frac{\partial^4 \hat{w}}{\partial \hat{r}^4} + \frac{2}{r} \frac{\partial^3 \hat{w}}{\partial \hat{r}^3} - \frac{1}{\hat{r}^2} \frac{\partial^2 \hat{w}}{\partial \hat{r}^2} + \frac{1}{\hat{r}^3} \frac{\partial \hat{w}}{\partial \hat{r}} \right) - (1 - \xi) \gamma_1 \left(\frac{\partial^2 \hat{w}}{\partial \hat{r}^2} + \frac{1}{\hat{r}} \frac{\partial \hat{w}}{\partial \hat{r}} \right) + \hat{c} \frac{\partial \hat{w}}{\partial \hat{t}}$$

$$+ \frac{\partial^2 \hat{w}}{\partial \hat{t}^2} = \frac{\gamma_3 V_{DC} + V_{AC} \sin(\Omega t)}{(1 - \hat{w})^2} \quad (۷۸-۴)$$

$$\frac{d\xi}{d\hat{t}} = \frac{2\pi}{\Omega} \left[\frac{\sigma_a}{M_0 (1 - b \frac{\sigma_m}{\sigma_u}) (1 - \xi)} \right]^m \quad (۷۹-۴)$$

فرض بر این است که در این حالت فرستنده هم میکرو صفحه گیردار است، بنابراین شرایط مرزی عبارتند از:

$$w(\hat{r}, \hat{t}) = \frac{\partial w(\hat{r}, \hat{t})}{\partial \hat{r}} = 0 \quad \hat{r} = \mp 1 \quad (۸۰-۴)$$

۴-۱۱ حل عددی

در این بخش تجزیه و تحلیل غیرخطی استاتیکی و دینامیکی با استفاده از روش گلرکین، روش خطی سازی مرحله به مرحله (SSLM) و روش رانگ کوتا انجام شده و قابل ذکر است که تجزیه و تحلیل استاتیکی در صورت وقوع انحراف میکرو صفحه ناشی از ولتاژ اعمالی DC محاسبه شده است.

۴-۱۲ تحلیل استاتیکی

با نادیده گرفتن ترم‌های اینرسی در معادله‌های (۴-۷۵) و (۴-۸۳)، معادله‌ی استاتیک حرکت بدست می‌آید و با استفاده از (SSLM) [۶۰, ۶۶]، ولتاژ اعمال شده به تدریج از صفر به مقدار نهایی خود افزایش می‌یابد.

w_s^k جابجایی میکروصفحه را ناشی از اعمال ولتاژ V^k نشان می‌دهد و در مرحله بعدی با افزایش ولتاژ به V^{k+1} ، میزان جابجایی حاصل شده در مرحله‌ی $(k + 1)$ به شرح زیر است:

$$w_s^{k+1}(\hat{r}) = w^k(\hat{r}) + \psi(\hat{r}) \quad (۴-۸۱)$$

با استفاده از محاسبات نظریه تغییر و نگهداری دو ترم اول از بسط تیلور در هر گام، معادله‌ی استاتیک میکرو صفحه دایره‌ای به شرح زیر است:

$$\left(\frac{\partial^4 \hat{w}}{\partial \hat{r}^4} + \frac{2}{r} \frac{\partial^3 \hat{w}}{\partial \hat{r}^3} - \frac{1}{\hat{r}^2} \frac{\partial^2 \hat{w}}{\partial \hat{r}^2} + \frac{1}{\hat{r}^3} \frac{\partial \hat{w}}{\partial \hat{r}} \right) - \gamma_1 \left(\frac{\partial^2 \hat{w}}{\partial \hat{r}^2} + \frac{1}{\hat{r}} \frac{\partial \hat{w}}{\partial \hat{r}} \right) + \hat{c} \frac{\partial \hat{w}}{\partial \hat{t}} - \frac{2\gamma_3 V_{DC}^k}{(1-\hat{w})^3} = \frac{2\gamma_3 V_{DC}^k \delta V}{(1-\hat{w})^2} \quad (۴-۸۲)$$

با استفاده از روش گلرکین و در نظر گرفتن جابجایی عرضی تقریبی در زیر:

$$\psi(\hat{r}) = \sum_{i=1}^n (A_s)_i \varphi_i(\hat{r}) \quad (۴-۸۳)$$

$(A_s)_i$ ضریب نامعلومی است که در نهایت منجر به تعیین میزان جابجایی عرضی می‌شود، بنابراین مجموعه‌ای از معادله‌ی جبری خطی به شرح زیر خواهد بود:

$$F_i = \sum_{i=1}^n K_{ij} (A_s)_i \quad . i = 1 \dots \dots \dots n \quad (۴-۸۴)$$

و در نتیجه خواهیم داشت:

$$K_{ij} = \int_0^1 \phi_i(\hat{r}) \left(\phi_j^{IV}(\hat{r}) + \frac{2}{\hat{r}} \phi_j^{III}(\hat{r}) - \frac{1}{\hat{r}^2} \phi_j^{II}(\hat{r}) + \frac{1}{\hat{r}^3} \phi_j^I(\hat{r}) - \gamma_1 \left(\phi_j^{II}(\hat{r}) + \frac{1}{\hat{r}} \phi_j^I(\hat{r}) \right) \right) d\hat{r} \quad (۴-۸۵)$$

۴-۱۳ تحلیل دینامیکی

در این بخش تجزیه و تحلیل دینامیکی میکرو صفحه و تأثیر ولتاژ AC بر رفتار میکرو ساختار به ویژه تجزیه و تحلیل انباشتگی آسیب بیان شده است. بدین منظور ابتدا سیستم را تحت تحریک و انحراف استاتیکی ناشی از اعمال ولتاژ

DC قرار می‌دهیم که در نتیجه میزان حداکثر تنش که نقش تنش میانگین را در رابطه‌ی انباشتگی آسیب بازی می‌کند، بدست می‌آید.

در گام بعدی، تجزیه و تحلیل دینامیکی میکروصفحه با اعمال ولتاژ AC زمانی مورد مطالعه قرار می‌گیرد که میکروصفحه به دلیل ولتاژ DC اعمال شده دارای نقص اولیه باشد، بنابراین با توجه به معادله‌ی (۷۸-۴) و با استفاده از بسط تیلور، فرم توسعه یافته‌ی آن به شرح زیر می‌باشد:

$$(1 - \xi) \left(\frac{\partial^4 \hat{w}_d}{\partial \hat{r}^4} + \frac{2}{r} \frac{\partial^3 \hat{w}_d}{\partial \hat{r}^3} - \frac{1}{\hat{r}^2} \frac{\partial^2 \hat{w}_d}{\partial \hat{r}^2} + \frac{1}{\hat{r}^3} \frac{\partial \hat{w}_d}{\partial \hat{r}} \right) - (1 - \xi) \frac{6G^2}{h^2} \left(\int_0^R \left(\frac{\partial(\hat{w}_d + \hat{w}_s)}{\partial \hat{r}} \right)^2 \right)$$

$$\left(\frac{\partial^2(\hat{w}_d + \hat{w}_s)}{\partial \hat{r}^2} + \frac{1}{\hat{r}} \frac{\partial(\hat{w}_d + \hat{w}_s)}{\partial \hat{r}} \right) + \hat{c} \frac{\partial \hat{w}_d}{\partial \hat{t}} + \frac{\partial^2 \hat{w}_d}{\partial \hat{t}^2} - \frac{2\gamma_3 V_{DC}^2}{(1 - \hat{w}_s)^3} (\hat{w}_d) - \frac{4\gamma_3 V_{DC} V_{AC}}{(1 - \hat{w}_s)^3} (\hat{w}_d)$$

$$- \frac{3\gamma_3 \varepsilon V_{DC}^2}{(1 - \hat{w}_s)^4} (\hat{w}_d)^2 - \frac{4\gamma_3 \varepsilon V_{DC}^2}{(1 - \hat{w}_s)^5} (\hat{w}_d)^2 = \frac{2\gamma_3 V_{DC} V_{AC} \sin(\hat{\Omega} \hat{t})}{(1 - \hat{w}_s)^2} \quad (۸۶-۴)$$

با استفاده از روش گلرکین، جابجایی عرضی استاتیکی و دینامیکی عبارتند از:

$$w_d(\hat{r}, \hat{t}) = A_d(\hat{t})\varphi(\hat{r}) \quad (۸۷-۴)$$

$$w_s(\hat{r}) = A_s\varphi(\hat{r}) \quad (۸۸-۴)$$

که A_d یک تابع وابسته به زمان بوده که باید تعیین شود، بنابراین با جایگزین کردن رابطه‌های (۸۷-۴) و (۸۸-۴)، معادله (۸۶-۴) را می‌توان به صورت زیر بازنویسی کرد:

$$M\ddot{A}_d + C\dot{A}_d + K_1 A_d + K_2 A_d^2 + K_3 A_d^3 = F \quad (۸۹-۴)$$

که

$$M = \phi(\hat{r}), \quad C = \hat{c}\phi(\hat{r}), \quad F = \frac{\gamma_3(V_{DC} + V_{AC} \sin(\hat{\Omega} \hat{t}))}{(1 - A_s\varphi(\hat{r}))^2}$$

$$K_1 = (1 - \xi) \left(\phi^{IV}(\hat{r}) + \frac{2}{\hat{r}} \phi^{III}(\hat{r}) - \frac{1}{\hat{r}^2} \phi^{II}(\hat{r}) + \frac{1}{\hat{r}^3} \phi^I(\hat{r}) \right) - \frac{2\gamma_3 V_{DC}^2 \phi(\hat{r})}{(1 - \hat{w}_s)^3} -$$

$$\gamma_{1d}(1 - \xi) (2w_s^{II}(\hat{r}) \int_0^R \phi^I(\hat{r}) w_s^I(\hat{r}) d\hat{r} + \frac{w_s^I(\hat{r})}{\hat{r}} \int_0^R w_s^I(\hat{r})^2 d\hat{r} + \phi^{II}(\hat{r}) \int_0^R w_s^I(\hat{r})^2 d\hat{r}$$

$$+ \frac{\phi^I(\hat{r})}{\hat{r}} \int_0^R w_s^I(\hat{r})^2 d\hat{r})$$

$$\begin{aligned}
 K_2 &= \frac{-3\gamma_3 V_{DC}^2 \varphi(\hat{r})^2}{(1-\hat{w}_s)^4} - \gamma_{1d}(1-\xi)(w_s^{II}(\hat{r}) \int_0^R \phi^I(\hat{r}) d\hat{r} + \frac{w_s^I(\hat{r})}{\hat{r}} + \frac{w_s^I(\hat{r})}{\hat{r}} \int_0^R \phi^I(\hat{r}) d\hat{r} \\
 &+ 2\phi^{II}(\hat{r}) \int_0^R \phi^I(\hat{r}) w_s^I(\hat{r}) d\hat{r} + 2 \frac{\phi^I(\hat{r})}{\hat{r}} \int_0^R \phi^I(\hat{r}) w_s^I(\hat{r}) d\hat{r}) \\
 K_3 &= \frac{-4\gamma_3 V_{DC}^2 \varphi(\hat{r})^2}{(1-\hat{w}_s)^5} - \gamma_{1d}(1-\xi)(\phi^{II}(\hat{r}) \int_0^R \phi^I(\hat{r}) d\hat{r} + \frac{\phi^I(\hat{r})}{\hat{r}} \int_0^R \phi^I(\hat{r}) d\hat{r})
 \end{aligned} \quad (88-4)$$

سپس σ_a و σ_m را از معادله‌ی (75-4) و از معادله‌ی (87-4) و (88-4) w_d و w_s را در معادله‌ی (79-4) جایگزین کرده و مدل نهایی جفت معادله‌ی حرکت میکرو صفحه دایره‌ای با توجه به اثرات آسیب عبارتند از:

$$M\ddot{A}_d + C\dot{A}_d + K_1 A_d + K_2 (A_d)^2 + K_3 (A_d)^3 = F_i \quad (89-4)$$

$$\frac{d\xi}{dt} = \frac{2\pi}{\hat{\Omega}} \left[\frac{\frac{A_d h E}{2(1-\nu^2)} \left(\phi^{II}(\hat{r}) + \nu \frac{1}{r} \phi^I(\hat{r}) \right) \Big|_{r=R}}{M_0 \left(1 - \frac{\frac{b A_s h E}{2(1-\nu^2)} \left(\phi^{II}(\hat{r}) + \nu \frac{1}{r} \phi^I(\hat{r}) \right) \Big|_{r=R}}{\sigma_u} \right) (1-\xi)} \right]^m \quad (90-4)$$

با استفاده از پارامترهای (91-4):

$$\vec{Y} = \begin{Bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} A_d \\ \dot{A}_d \\ \xi \end{Bmatrix} \quad (91-4)$$

جفت معادلات حرکت عبارتند از:

$$\dot{y}_1 = y_2 \quad (92-4)$$

$$M\dot{y}_2 + C y_2 + K_1 y_1 + K_2 (y_1)^2 + K_3 (y_1)^3 = F \quad (93-4)$$

$$\dot{y}_3 = \frac{2\pi}{\hat{\Omega}} \left[\frac{\frac{y_1 h E}{2(1-\nu^2)} \left(\phi^{II}(\hat{r}) + \nu \frac{1}{r} \phi^I(\hat{r}) \right) \Big|_{r=R}}{M_0 \left(1 - \frac{\frac{b A_s h E}{2(1-\nu^2)} \left(\phi^{II}(\hat{r}) + \nu \frac{1}{r} \phi^I(\hat{r}) \right) \Big|_{r=R}}{\sigma_u} \right) (1-y_3)} \right]^m \quad (94-4)$$

$$\dot{y}_3(1 - y_3)^m = H(y_1)^m \quad (95-ع)$$

که

$$B = \frac{hE}{2(1-\nu^2)} \left(\phi^{II}(\hat{r}) + \nu \frac{1}{r} \phi^I(\hat{r}) \right) \Big|_{r=R} \quad . \quad H = \frac{2\pi}{\Omega} \left(\frac{B}{M_0(1-\frac{BbA_s}{\sigma u})} \right)^m \quad (96-ع)$$

علاوه بر این y_1 برای هر گام زمانی به دست می‌آید که مقدار آن در t_1 و $t_2 = t_1 + dt$ (گام زمانی است) به ترتیب y_1^k و y_1^{k+1} است. بنابراین معادله‌ی (95-ع) اینگونه نوشته می‌شود:

$$dy_3(1 - y_3)^m = Hf(t)dt \quad (97-ع)$$

با انتگرال‌گیری از معادله‌ی فوق، مقدار دقیق y_3 در هر گام زمانی به صورت زیر بیان می‌شود:

$$\int_{t_1}^{t_1+dt} dy_3(1 - y_3)^m = Hf(t)dt \quad (98-ع)$$

$$\frac{-(1-y_3^{k+1})^{m+1} + (1-y_3^k)^{m+1}}{m+1} = H(dt) \left(\frac{y_1^k + y_1^{k+1}}{2} \right)$$

$$(1 - y_3^{k+1})^{m+1} = (1 - y_3^k)^{m+1} - H(dt)(m + 1) \left(\frac{y_1^k + y_1^{k+1}}{2} \right)$$

$$y_3^{k+1} = 1 - \left((1 - y_3^k)^{m+1} - H(dt)(m + 1) \left(\frac{y_1^k + y_1^{k+1}}{2} \right) \right)^{\frac{1}{m+1}}$$

۴-۱۴ پاسخ‌های فرکانسی

در این بخش پاسخ فرکانسی سیستم غیر خطی مورد بررسی قرار می‌گیرد و معادله‌ی آن را با دو ترم غیر خطی که در معادله (89-ع) نشان داده شده است در نظر گرفته و بر M تقسیم می‌شود که معادله‌ی حرکت زیر را بیان می‌کند:

$$\ddot{A}_d + \mu \dot{A}_d + \omega^2 A_d + \beta_1 (A_d)^2 + \beta_2 (A_d)^3 = \ddot{F}_i \quad (99-ع)$$

با استفاده از روش مقیاس چندگانه [36, 67] پاسخ فرکانسی سیستم بدست می‌آید:

$$\alpha^2 \left[(\Gamma_1 - \Gamma_2 \alpha^2 - \Gamma_3 \alpha^4)^2 + \left(\frac{\mu}{2} \right)^2 \right] = \left(\frac{f}{2\omega} \right)^2 \quad (100-ع)$$

که

$$\Gamma_1 = (\sigma - \omega) \quad . \quad \Gamma_2 = -\frac{1}{24\omega^3} (9\gamma_2 \omega^2 - 10\gamma_1^2) \quad (101-ع)$$

$$\Gamma_3 = \frac{1}{6912\omega^3} (-1940\gamma_1^4 + 6228\gamma_1^2\gamma_2\omega^2 - 405\gamma_2^2\omega^4)$$

در روابط بالا نیز σ پارامتر انحراف از رزونانس و α دامنه نشان می‌دهد.

فصل پنجم: نتایج عددی و پروسه‌ی ساخت

۱-۵ مقدمه

در فصل گذشته مدل‌سازی ریاضی میکروصفحه دایروی با استفاده از تئوری‌های مختلف بیان شد و همچنین پارامترهای مهم بدست آمده از تحلیل مدار معادل الکتریکی CMUT بررسی شد. در این فصل به نحوه‌ی طراحی و محاسبات مربوط به ابعاد ساختار پیشنهادی با استفاده از شبیه‌سازی معادلات پرداخته شده و طی نتایج عددی مورد بحث و بررسی قرار می‌گیرد. در این بخش همچنین نتایج عددی به دست آمده برای نشان دادن تأثیر انباشتگی آسیب بر رفتار دینامیکی رزوناتور میکرو صفحه بیان شده است. البته اثر انباشتگی آسیب در مورد استاتیک نادیده گرفته می‌شود (هنگامی که به میکرو صفحه ولتاژ DC اعمال می‌شود) بنابراین نتایج بدست آمده را با نتایج موجود در تحقیقات گذشته برای حالت ایده‌آل مبدل مقایسه می‌کنیم تا نشان دهیم که در حالت دینامیکی اثر ولتاژ DC اعمال شده دقیق است، به این معنا که در شرایط دینامیکی میکرو صفحه در حضور ولتاژ DC اعمال شده منحرف می‌شود و سپس وجود ولتاژ AC باعث قرارگیری بار تکراری ای بر روی رزوناتور شده و در نهایت اثر انباشتگی آسیب نمایان می‌شود.

طبق جدول ۲-۵ مشخصات فیزیکی میکروصفحه‌ی ثابت دایره‌ای نشان داده شده است و برای اعتبار سنجی طرح پیشنهادی بر اساس پارامترهای بررسی شده، نتایج عددی بررسی فعلی با نتایج آزمایشگاهی و عددی مورد بررسی قرار گرفته در تحقیق [۵۷] مقایسه می‌شود. نتیجه‌ی حاصله از این مقایسه بیانگر همخوانی داشتن روش محاسباتی این بررسی با محاسبات موجود در تحقیق است.

در جدول ۱-۵ با ابعاد ذکر شده در آن برای دیافراگم دایره‌ای، میزان ولتاژ ناپایداری پولین محاسبه شده که ساختار از جنس طلا بوده، تحت تئوری کلاسیک برابر با مقدار $0.63 v$ است که در مقایسه با مقدار ذکر شده در تحقیق [۵۷] $0.62 v$ میزان خطای کمی را نشان می‌دهد.

جدول ۱-۵ ابعاد هندسی ذکر شده در [۵۷]

Quantity	Symbol	Value
Radius	R	500[μm]
Thickness	H	1[μm]
Initial gap	g_0	1[μm]
Permittivity of air	ϵ_0	8.85[pF/m]

جدول ۲-۵ مشخصات فیزیکی مواد تشکیل دهنده دیافراگم [۷۸]

Quantity	Symbol	Gold	Silicon
Young's modulus	E	79[Gpa]	169[Gpa]
Poisson's ratio	ν	0.43	0.3
Density	ρ	2328[Kg/m ³]	2330[Kg/m ³]

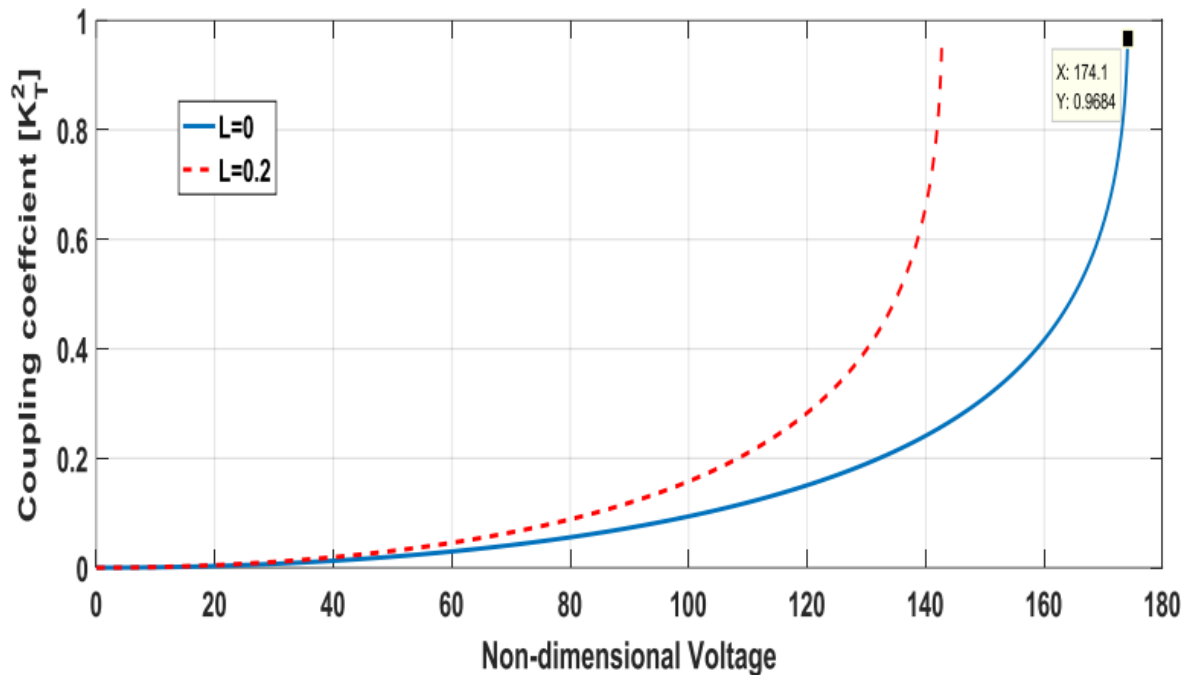
جدول ۳-۵ ابعاد هندسی ساختار پیشنهادی

Quantity	Symbol	Value
Radius	R	100[μm]
Thickness	H	5[μm]
Initial gap	g_0	1[μm]
Permittivity of air	ϵ_0	8.85[pF/m]

۲-۵ تحلیل استاتیکی مبدل در حالت ایده‌آل

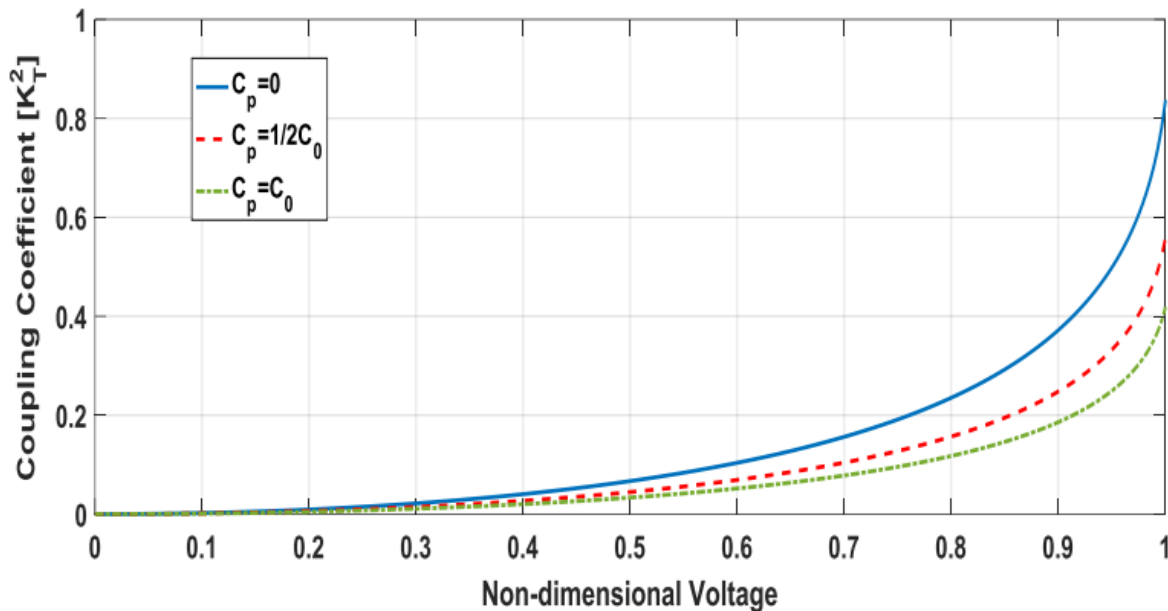
نتایج حاصل از تحلیل استاتیکی میکروصفحه دایره‌ای بر اساس دو تئوری گرادیان مرتبه بالا و کلاسیک در این قسمت بررسی می‌شوند. در کارهای انجام شده تاکنون، ضریب اتصال الکترومکانیکی که K_T^2 است، طبق نظریه‌ی کلاسیک اندازه‌گیری شده است. اما در این تحقیق در یک ساختار میکروبی، برای تجزیه و تحلیل دقیقتر K_T^2 ، تاثیر اندازه بر اساس نظریه گرادیان مرتبه‌ی بالا بر روی این پارامتر بررسی شده است.

در شکل ۱-۵ بیان شده است که عملکرد این پارامتر K_T^2 تابعی از ولتاژ بوده که با افزایش ولتاژ نیز آن هم افزایش یافته و حتی در ولتاژ پولین مقدار K_T^2 به یک می‌رسد.



شکل ۱-۵ نمودار ضریب اتصال الکترومکانیکی تحت تئوری کلاسیک و گرادیان مرتبه‌ی بالا

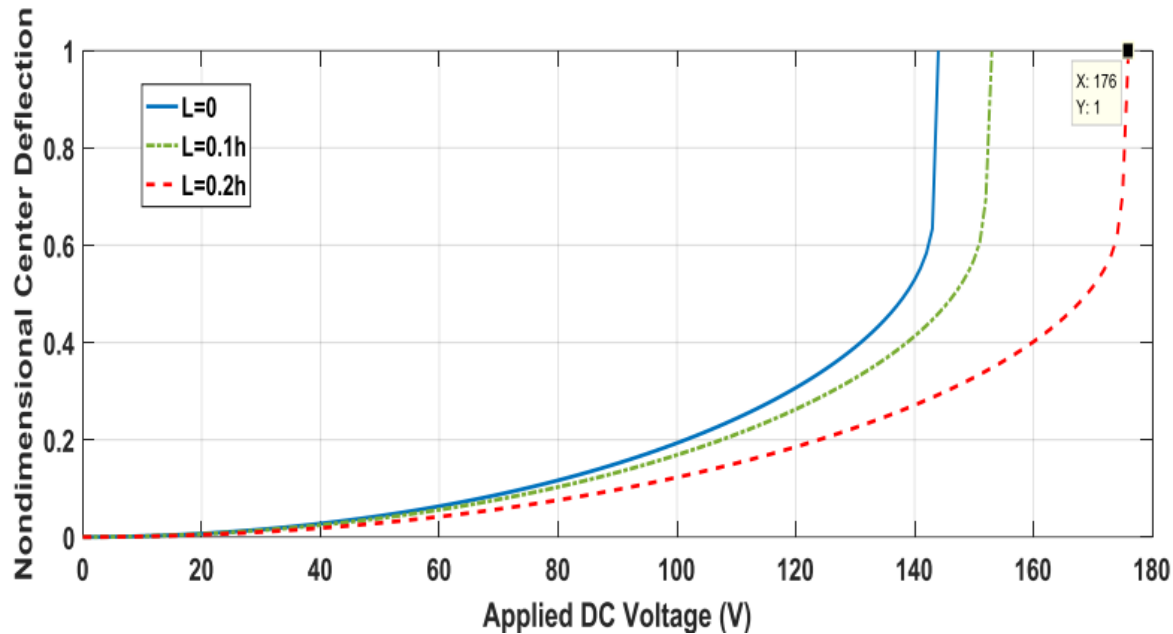
در شکل ۲-۵ نمودار K_T^2 برای مقادیر مختلف C_p در مقایسه با خازن فعال C_0 ، جهت مطالعه‌ی تاثیر خازن پارازیتی بر روی ضریب اتصال الکترومکانیکی نشان داده شده است. قابل توجه است که طبق نتایج بدست آمده، می‌توان دریافت که با کاهش مقدار خازن پارازیتی مقدار ضریب اتصال الکترومکانیکی افزایش یافته و طبق این نمودار در ولتاژ پولین ضریب اتصال الکترومکانیکی بدون در نظر گرفتن خازن پارازیتی به مقدار یک می‌رسد.



شکل ۵-۲ نمودار ضریب اتصال الکترومکانیکی با در نظر گرفتن مقادیر مختلف اثر خازن پارازیتی

بر اساس نتایج حاصل از تحلیل استاتیکی میکروصفحه دایره‌ای، برای دو تئوری کلاسیک و گرادیان مرتبه بالا برای ضخامت‌های مختلف مورد بررسی قرار می‌گیرد. در بخش اول معادلات حاکم بر ساختار بر مبنای تئوری گرادیان مرتبه بالا، زمانیکه مقیاس طول با ضخامت مقایسه شود، اصطلاح (L/h) بیان شده و اثر آن نیز برای ضخامت‌های مختلف بررسی می‌شود. همچنین در بخش دوم معادلات، زمانیکه مقیاس طول با اندازه‌ی شعاع میکرو صفحه مقایسه شود، اصطلاح (L/R) نیز بررسی می‌شود.

همانطور که قبلاً بیان شده است، اعمال ولتاژ به دیافراگم و الکتروود پایینی، میزان سختی سیستم را کاهش داده و زمانیکه ولتاژ اعمالی به مقدار مشخصی برسد که دیافراگم به سرعت بر روی الکتروود پایینی سقوط کند و سیستم ناپایدار شود، یعنی سیستم در حوزه‌ی ولتاژ پولین قرار گرفته است.



شکل ۳-۵ نمودار ولتاژ پولین محاسبه شده برای ضخامت‌های مختلف

طبق نمودار بالا برای بررسی اثر قسمت اول معادله، میزان ولتاژ پولین استاتیکی برای میکروصفحه دایره‌ای از جنس سیلیکان، در تئوری کلاسیک $v = 144$ و در تئوری گرادیان مرتبه بالا در $L=0.1h$ برابر با $v = 155$ و در $L=0.2h$ برابر با $v = 176$ می‌باشد. قابل ذکر است که بدلیل بزرگ بودن پارامتر اندازه در مقایسه با ضخامت دیافراگم، نتایج حاصل از دو تئوری اختلاف زیادی با یکدیگر دارند. اما با این حال برای بوجود آمدن لرزش در صفحه ضخامت دیافراگم باید افزایش یابد، که ایم مقایسه بیانگر آن است که با افزایش ولتاژ پولین، سختی خمشی صفحه نیز در تئوری گرادیان‌های مرتبه بالا به مقدار بیشتری برسد.

همچنین در جدول ۴-۵ و قتیکه $L=0.2h$ باشد، با در نظر گیری مقادیر مختلف شعاع برای میکروصفحه، اثر (L/R) بر روی ولتاژ پولین استاتیکی بررسی می‌شود.

جدول ۵-۴ ولتاژ پولین محاسبه شده برای شعاع‌های مختلف

Radius	Without onsidering $\left(\frac{l}{r}\right)^2 \nabla^6 w$	Considering $\left(\frac{l}{r}\right)^2 \nabla^6 w$	Change
R=50 μ m	$V_{pull-in} = 695$	$V_{pull-in} = 703$	+%1.15
R=100 μ m	$V_{pull-in} = 175$	$V_{pull-in} = 176$	+%0.57
R=200 μ m	$V_{pull-in} = 43 \cdot 36$	$V_{pull-in} = 43 \cdot 36$	+%0.06
R=500 μ m	$V_{pull-in} = 6 \cdot 936$	$V_{pull-in} = 6 \cdot 936$	+%0

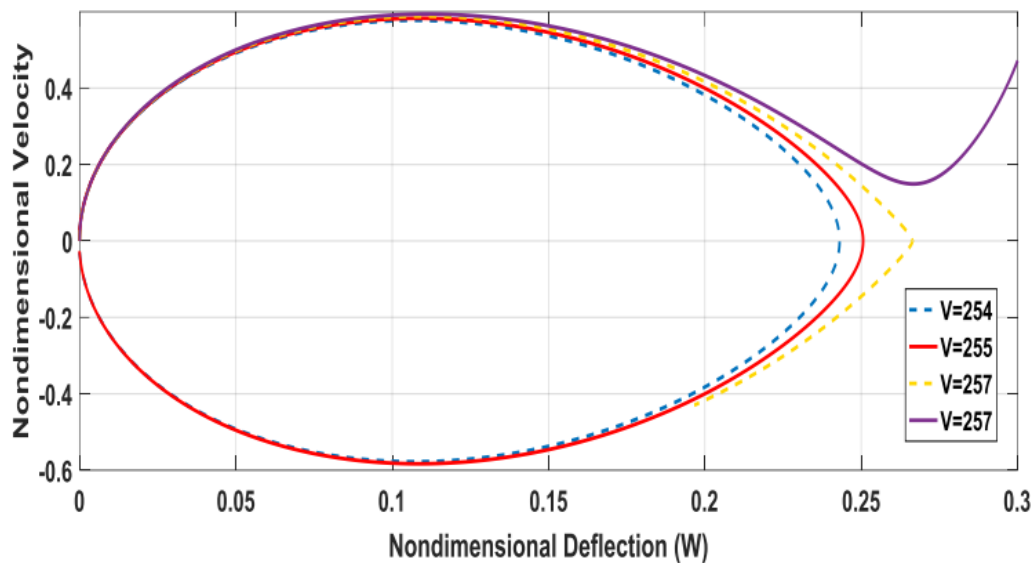
بر اساس نتایج بدست آمده که در جدول بالا نشان می‌دهد، در مقادیر کوچک شعاع تاثیر (L / R) بر ولتاژ پولین قابل ملاحظه بوده و نباید صرفنظر شود، اما در شعاع‌های بزرگتر اثر آن خیلی ناچیز و قابل صرفنظر می‌باشد.

بنابراین نتایج حاصله از تحلیل استاتیکی موجود در شکل ۵-۳ و جدول ۴-۵ نشان می‌دهد که استفاده از نظریه گرادیان مرتبه بالا، در مقایسه با مدل کلاسیک ولتاژ پولین بالاتری پیش بینی می‌کند. همچنین تحقیقات دیگری هستند که نشان می‌دهد، ضریب همبستگی الکترومکانیکی، یک عامل مهم برای مبدل اولتراسونیک است که تابعی از ولتاژ می‌باشد.

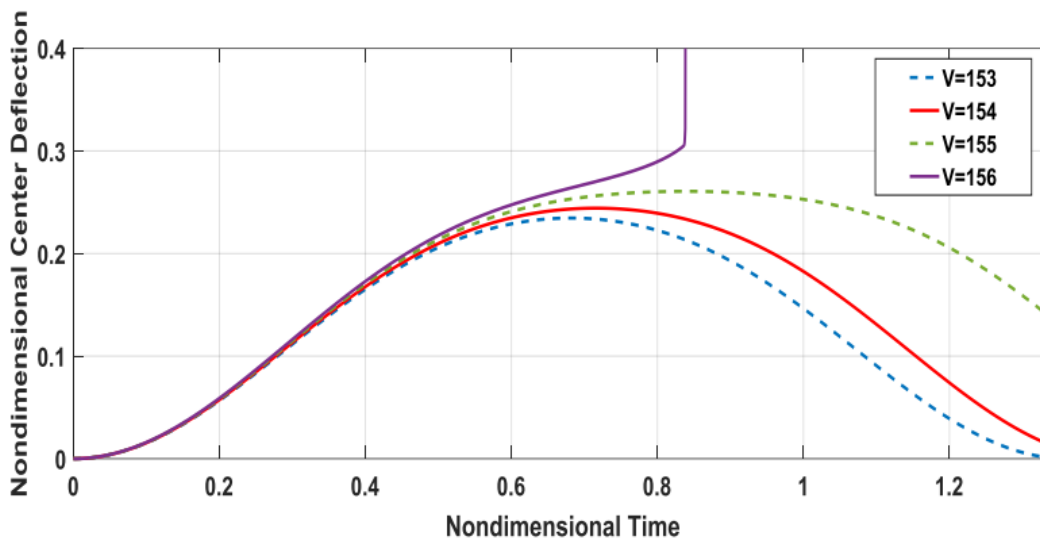
۳-۵ تحلیل دینامیکی مبدل در حالت ایده‌آل

در این بخش رفتار دینامیکی دیافراگم در اثر اعمال ولتاژ پله‌ای بررسی می‌شود. ولتاژ DC پله‌ای محدود به پدیده‌ی ناپایداری پولین دینامیکی بوده و این ولتاژ بحرانی که حدود ۹۰ تا ۹۲ درصد ولتاژ پولین استاتیکی می‌باشد، ولتاژ پولین دینامیکی نامیده می‌شود. قابل ذکر است که معادله‌ی حرکت دینامیکی دیافراگم با استفاده از مدل مرتبه‌ی کاهش یافته‌ی رانگ کوتا و انتگرال‌گیری در بازه‌های زمانی حل می‌شود.

نمودارهای ۴-۵ و ۵-۵ به ترتیب صفحات فازی و پاسخ زمانی دیافراگم سیلیکانی تک کریستال و با ابعاد بیان شده در جدول ۳-۵ را نشان می‌دهد که در اثر اعمال ولتاژ پله و بدون در نظرگیری اثرات میرایی دینامیکی، طبق تئوری گرادیان‌های مرتبه بالا هستند و مقدار ولتاژ پولین بدست آمده برابر با $v=156$ بوده که تقریباً ۹۰ درصد مقدار ولتاژ پولین استاتیکی است.



شکل ۵-۴ صفحات فازی دیافراگم



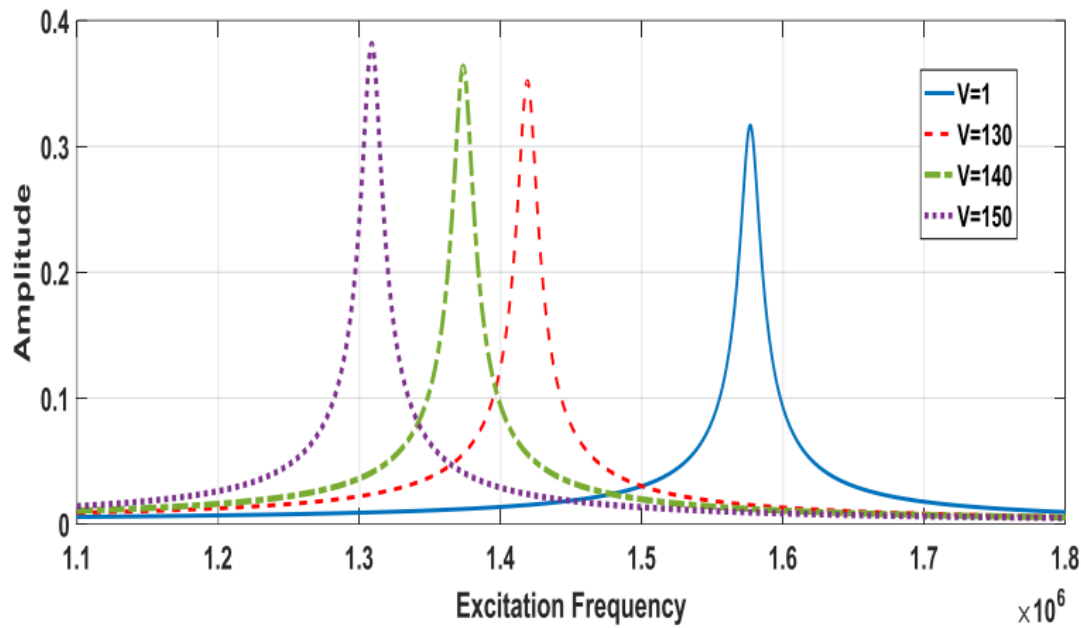
شکل ۵-۵ پاسخ زمانی دیافراگم

۵-۴ تحلیل فرکانسی

منظور از حساسیت مکانیکی دیافراگم، افزایش دامنه‌ی ارتعاش دیافراگم (dw) نسبت به تغییرات نیروی تحریک کننده‌ی دیافراگم (df) است و این نیرو می‌تواند از نوع دامنه‌ی ولتاژ متناوب تحریک (برای حالت فرستنده) و دامنه‌ی موج فشاری آکوستیک (برای حالت گیرنده) باشد. قابل ذکر است که حساسیت مکانیکی از این فرمول زیر تعیین می‌شود:

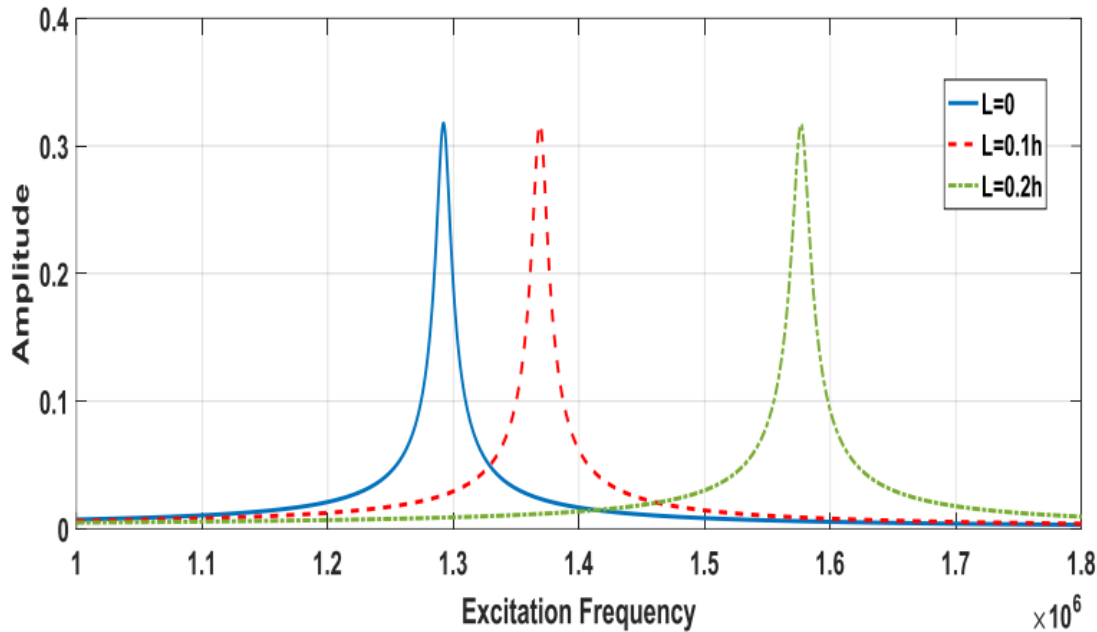
$$S_m = \frac{dw}{df} \quad (1-5)$$

طبق آنچه که بیان شد در ازای نیروی ثابت، هرچه دامنه‌ی ارتعاش دیافراگم بیشتر باشد حساسیت مکانیکی سیستم نیز بیشتر خواهد بود. در ساختار پیشنهادی این پایان نامه برای افزایش راندمان سیستم، باید فرکانس تحریک سیستم متناسب با فرکانس طبیعی آن باشد تا دامنه‌ی نوسانات به حداکثر مقدار خود برسد. قابل ذکر است که پاسخ فرکانسی نموداری است که دامنه‌ی ارتعاشات به ازای ورودی معینی را در فرکانس‌های مختلف بیان می‌کند و بر اساس آن می‌توان فرکانس طبیعی ساختار را محاسبه کرد. یکی از روش‌های تنظیم فرکانس طبیعی در ساختارهای مکانیکی، تغییر میزان ولتاژ بایاس مکانیزم خازنی است. شکل ۵-۶ نشانگر نمودار پاسخ فرکانسی به ازای ولتاژهای بایاس متفاوت برای دیافراگم و طبق تئوری گرادیان مرتبه بالا است. در این نمودار واضح است که با افزایش ولتاژ بایاس امکان کاهش فرکانس طبیعی ساختار فراهم شده، به گونه‌ای که در ولتاژ بایاس برابر با ولتاژ پولین، به علت مساوی شدن نیروهای بازگرداننده‌ی سیستم ناشی از ضریب سختی فنر با نیروهای کششی ناشی از میدان الکترواستاتیک، ضریب سختی سیستم و به دنبال آن فرکانس طبیعی سیستم صفر می‌شود. بنابراین طبق این تحقیق و طبق تکنولوژی CMUT می‌توان در سیستم‌های تصویربرداری، تصاویری با وضوح بالا ایجاد کرد؛ چرا که برای ساخت پروب تصویربرداری با رنج فرکانسی وسیع جهت ایجاد تصاویر با کاربردهای مختلف، نیاز به پاسخ فرکانسی قابل تنظیم با ولتاژ بایاس می‌باشد.

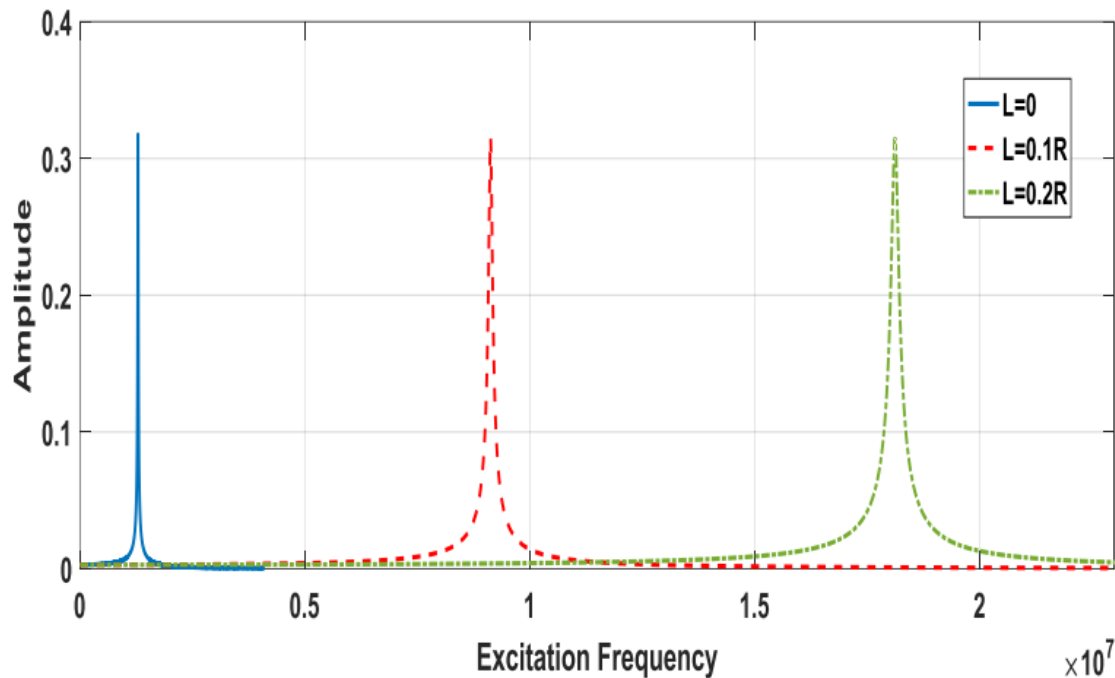


شکل ۵-۶ پاسخ فرکانسی به ازای ولتاژهای بایاس مختلف

در شکل ۵-۷ پاسخ فرکانسی تحت ولتاژ بایاس برای ضخامت‌های مختلف صفحه، جهت بررسی فرکانس اساسی میکرو صفحه با در نظر گرفتن نظریه گرادیان مرتبه بالا نشان داده شده است. طبق این شکل در تئوری گرادیان مرتبه بالا، با افزایش فرکانس طبیعی سیستم، میزان حساسیت مکانیکی کاهش می‌یابد و همچنین با افزایش ضخامت صفحه، مقدار فرکانس طبیعی نیز افزایش می‌یابد که در تصویربرداری پزشکی معمولاً از طیف وسیعی از رنج فرکانسی استفاده می‌شود.



شکل ۵-۷ پاسخ فرکانسی به ازای ضخامت‌های مختلف

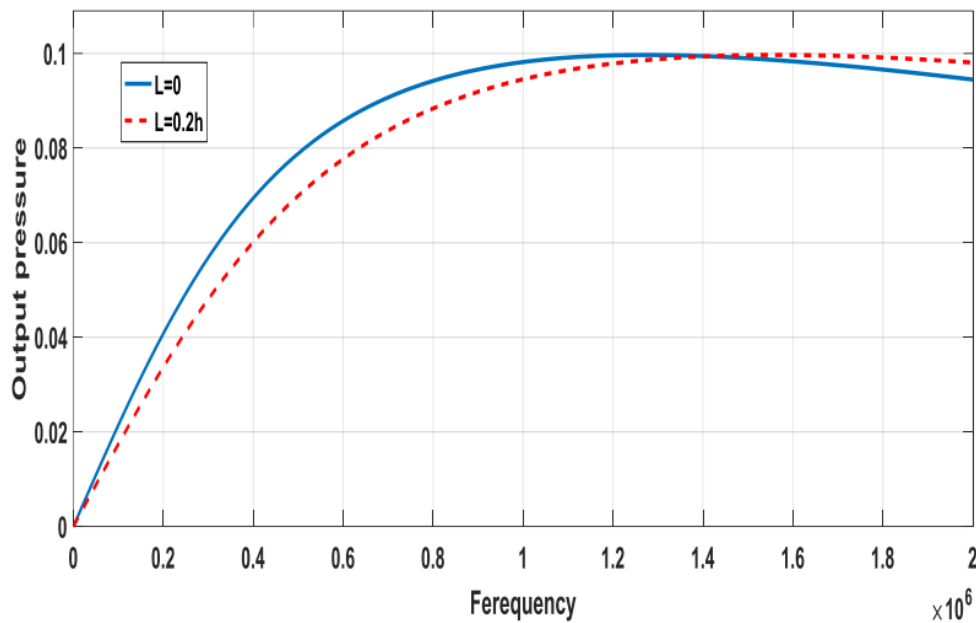


شکل ۵-۸ پاسخ فرکانسی به ازای شعاع‌های مختلف

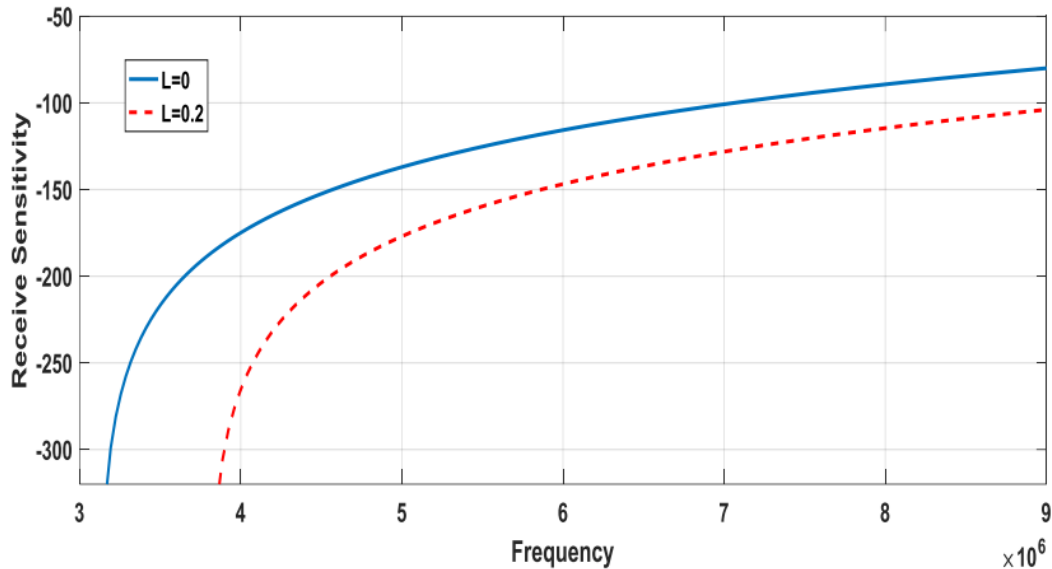
همچنین برای بررسی دقیق اثر گرادین‌های مرتبه بالا بر فرکانس اساسی سیستم، در شکل ۵-۸ پاسخ فرکانسی تحت ولتاژ بی‌اس DC برای شعاع‌های مختلفی رسم شده است که مطابق این نمودار با افزایش شعاع، فرکانس طبیعی سیستم

کاهش می‌یابد. بنابراین نتیجه‌گیری می‌شود که در طراحی ساختار مناسب حوزه‌ی پزشکی و در رنج فرکانسی بالا، بهتر است که ضخامت و شعاع کوچکتر در نظر گرفته شود.

در شکل ۵-۹ نمودار فشار خروجی بر حسب فرکانس برای تئوری‌های کلاسیک و گرادیان‌های مرتبه بالا رسم شده است. شکل زیر فرکانس‌های کمتر از فرکانس 1.4 MHz تئوری‌های مرتبه بالا مقادیر کمتری برای فشار خروجی پیش‌بینی کرده، اما برای فرکانس‌های بزرگتر از فرکانس 1.4 MHz این تئوری مقادیر بیشتری برای فشار خروجی سیستم نسبت به تئوری کلاسیک پیش‌بینی می‌کند.



شکل ۵-۹ نمودار فشار خروجی

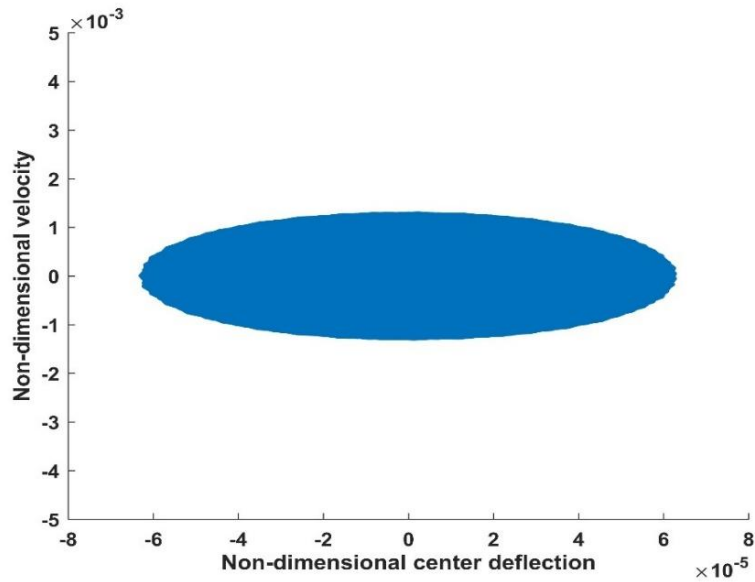


شکل ۵-۱۰ نمودار حساسیت گیرنده

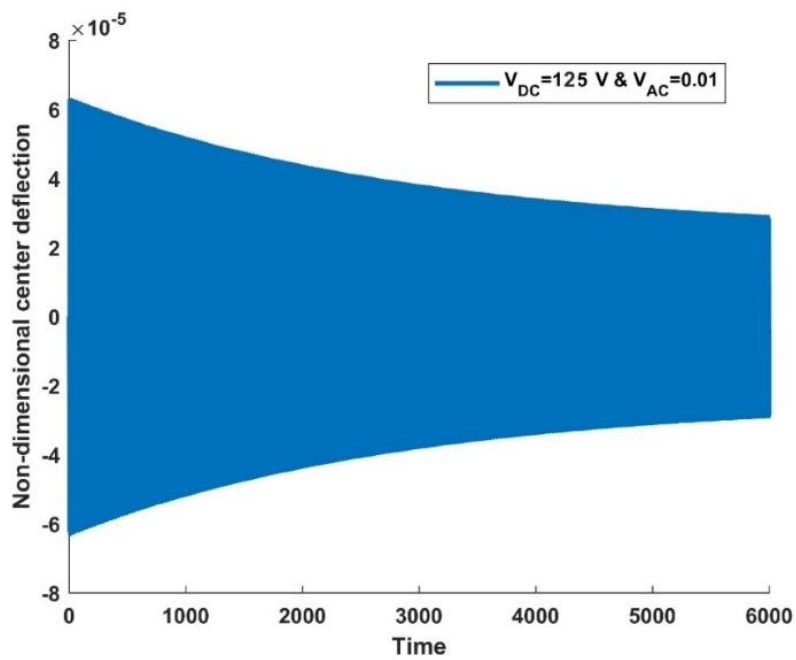
در شکل ۵-۱۰ نمودار حساسیت گیرنده بر حسب تغییرات فرکانس برای تئوری‌های کلاسیک و گرادیان‌های مرتبه بالا، با فرض آب بودن محیط آکوستیک رسم شده است. طبق بیان‌های گذشته در رنج فرکانس‌های بالا میزان حساسیت سیستم بیشتر بوده و با توجه به این نمودار می‌توان دریافت که با افزایش ولتاژ مقدار حساسیت سیستم هم افزایش یافته به صورتی که در نزدیک‌های ولتاژ پولین، حداکثر حساسیت برای مبدل در حالت گیرنده خواهیم داشت.

۵-۵ تحلیل دینامیکی با در نظر گرفتن انباشتگی آسیب

همانطور که در شکل‌های (۳-۵) و (۴-۵)، (۵-۵) بترتیب پولین استاتیکی و دینامیکی در غیاب انباشتگی آسیب نشان داده شده است و حتی نتایج با اطلاعات بدست آمده در سال ۲۰۱۶ توسط شورچه و همکاران معتبر بوده و توافق قابل قبولی بین آنها حاصل شده است. [۶۹]



(الف)



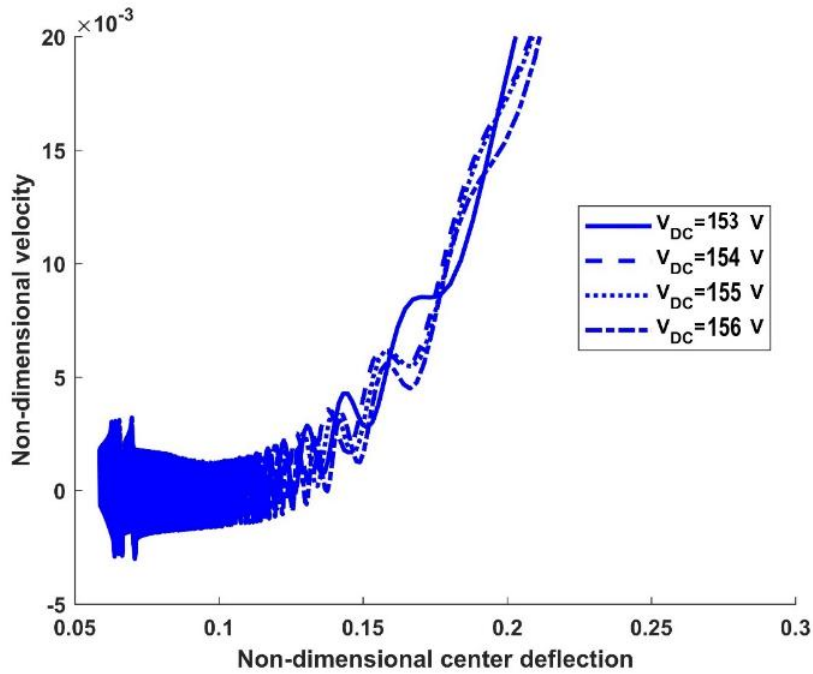
(ب)

شکل ۵-۱۱ (الف) صفحه فازی، (ب) بررسی بازه‌ی زمانی در میکروصفحه ($V_{DC} = 125\text{ V}$ و $V_{AC} = 0.01\text{ V}$ و $\xi=0$)

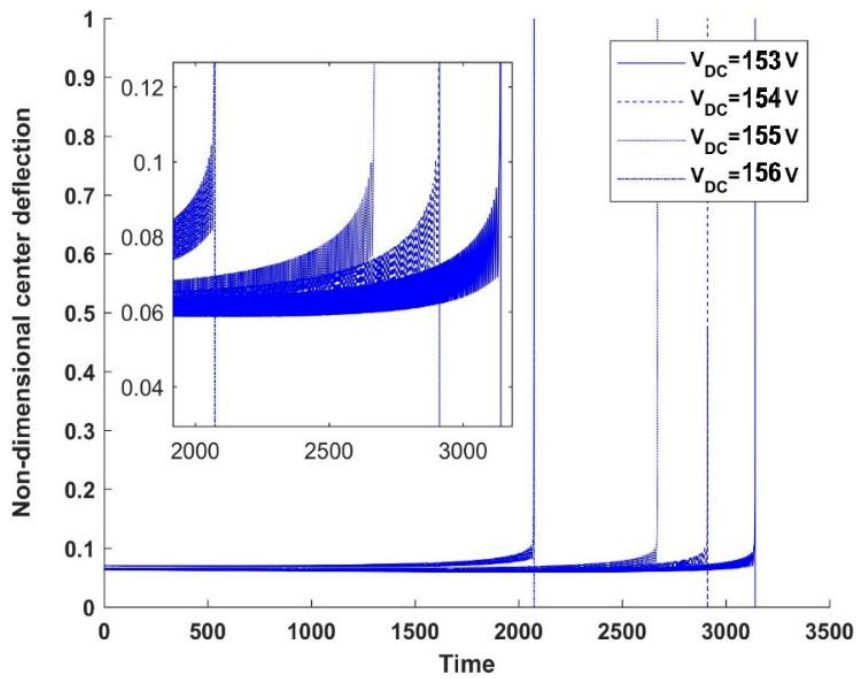
در شکل (۵-۱۱) صفحه فازی و بازه‌ی زمانی در میکرو صفحه دایره‌ای را نمایان می‌کند که در حضور ولتاژ AC اعمال شده (۰/۰۱ ولت) میکرو صفحه دچار نقص اولیه به دلیل ولتاژ DC اعمال شده‌ی (۱۲۵ ولت) است که در این حالت انباشتگی آسیب نادیده گرفته می‌شود ($\xi=0$). در این مدل با تجربه حدود ۶۰۰۰ چرخه کارکرد، سیستم دچار فروپاشی نشده و ثبات خود را همواره حفظ می‌کند.

با در نظر گرفتن یک سیستم شامل انباشتگی آسیب، ارقام مربوطه در شکل (۵-۱۲) نشان داده شده است که سیستم تحت ولتاژهای DC (۱۵۳، ۱۵۴، ۱۵۵، ۱۵۶ ولت) است و سپس سیستم در ولتاژ AC (۰/۰۳ ولت) یک حرکت دوره ای را تجربه می‌کند.

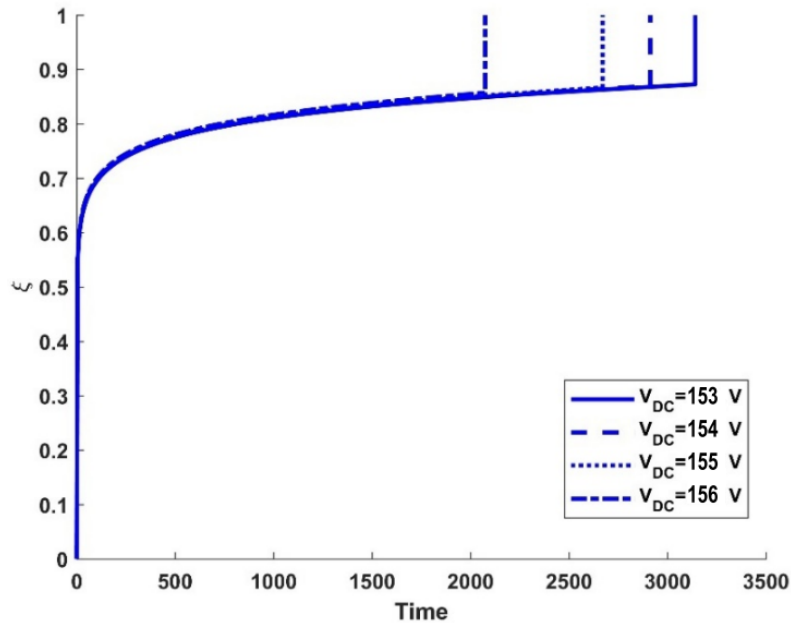
صفحه‌ی فازی در شکل (۵-۱۲ الف)) و در شکل (۵-۱۲ ب)) تأثیر ولتاژهای مختلف DC بر انحراف مرکز بی بعد میکرو صفحه نشان داده شده است. همانطور که مشاهده می‌شود، سیستم در زمان کوچکتر با افزایش ولتاژ DC اعمال شده در حالی که ولتاژ AC در مقدار (۰/۰۳ ولت) ثابت است، نزدیک فروپاشی می‌شود و طبق بزرگنمایی همین شکل (۵-۱۲ ب))، انحراف مرکز میکرو صفحه (نزدیک به زمان فروپاشی) افزایش یافته، که این اتفاق به دلیل افزایش انباشتگی آسیب است و این مورد در شکل (۵-۱۲ ج)) کاملاً نشان داده شده است. هنگامی که انباشتگی آسیب به ۱ برسد و مدول یانگ موثر سیستم $E_{ef} = (1-\xi) E$ یعنی صفر شود، سیستم فروپاشی می‌کند. در شکل (۵-۱۲ ج)) تغییرات پارامتر انباشتگی آسیب در مقابل زمان نشان داده شده است و این پارامتر بین ۰ تا ۱ متغیر است که نتایج با این منابع [۶۱، ۶۲] مطابقت دارد.



(الف)



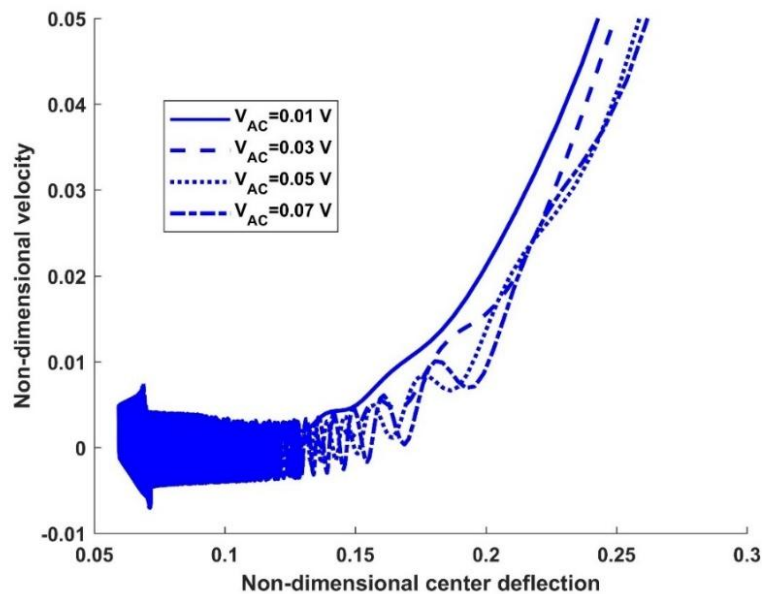
(ب)



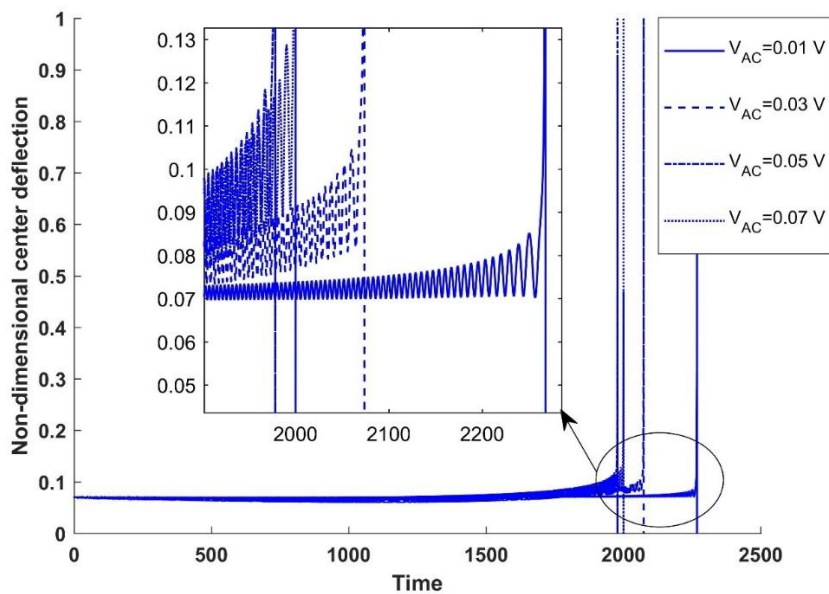
(ج)

شکل ۵-۱۲ (الف) پرتنه فاز، (ب) بازه‌ی زمانی و (ج) تغییرات پارامتر انباشتگی آسیب در میکروسیستم پیشنهادی در گام‌های ولتاژ DC مختلف و همچنین در ولتاژ $V_{ac} = 0.03V$

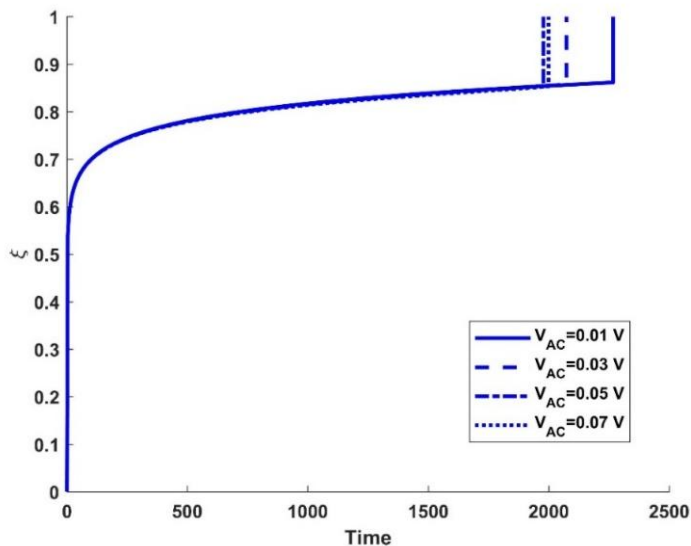
در شکل (۵-۱۳) تأثیر ولتاژ AC هارمونیک و ولتاژ DC ثابت، در زمان حالت فروپاشی نشان داده شده است که افزایش ولتاژ AC منجر به فروپاشی سیستم در زمان کوچکتری شده و این درحالی است که ولتاژ DC اعمال شده ثابت باشد. این بدان معناست که یک میکروسیستم با دامنه هارمونیک بزرگتر در صورت انباشتگی آسیب زودتر خراب می‌شود.



(الف)



(ب)

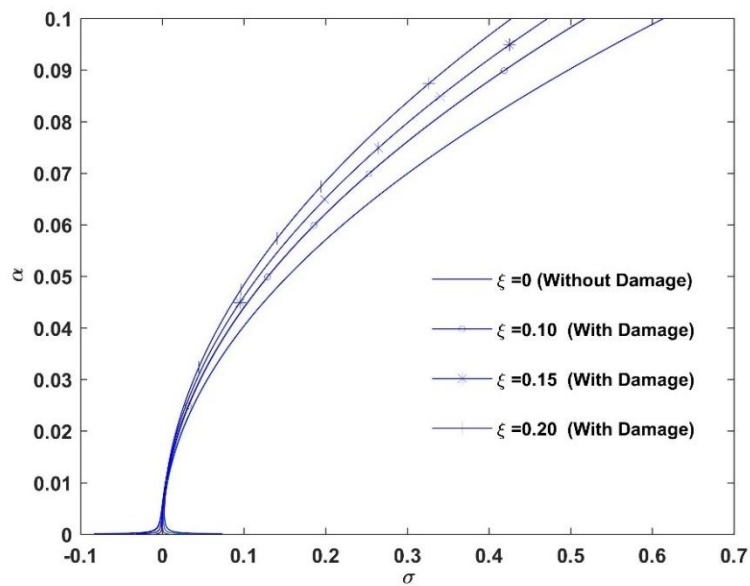


(ج)

شکل ۵-۱۳ (الف) صفحه‌ی فازی (ب) بازه‌ی زمانی و (ج) تغییرات پارامتر انباشتگی آسیب در میکرو سیستم پیشنهادی در ولتاژهای AC هارمونیک و در ولتاژ ثابت DC $V_{DC}=125 \text{ V}$.

۷-۵ تحلیل فرکانسی مبدل با در نظر گرفتن انباشتگی آسیب

طبق شکل ۵-۱۴ تأثیر پارامتر انباشتگی آسیب بر منحنی‌های پاسخ فرکانسی غیرخطی نشان داده شده است که مقدار $\xi = 0$ بیانگر یک میکرو رزوناتور کاملاً بدون انباشتگی آسیب است. مشاهده می‌شود که همه منحنی‌های پاسخ فرکانسی به راست خم می‌شوند (به عبارتی بیانگر آن است که اگر فتر غیرخطی به سمت راست منحرف شود، فتر سخت شونده نام دارد)، بنابراین در نتیجه‌ی این اصل ضریب $(A_d)^3$ در معادله‌ی (۴-۹۹) مقدار مثبتی خواهد داشت. این نتایج در صورت عدم انباشتگی آسیب، مطابق با تحقیقات نایفه می‌باشد. [۴۹] قابل ذکر است که وجود انباشتگی آسیب منجر به کاهش اثرات سخت شدن غیر خطی در سیستم می‌شود.

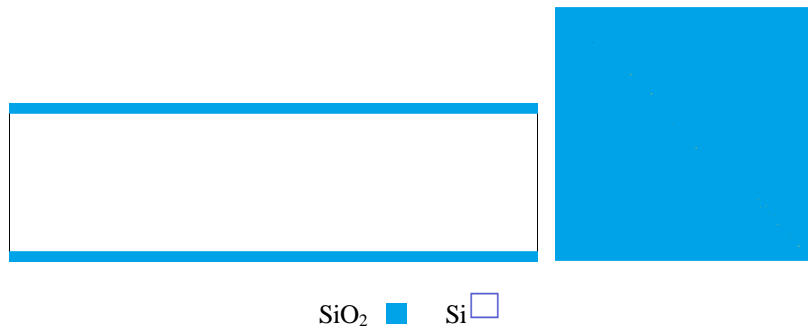


شکل ۵-۱۴ پاسخ فرکانسی غیر خطی رزوناتور میکرو صفحه با در نظر گرفتن هر دو مورد همراه و بدون انباشتی آسیب

۸-۵ پروسه‌ی ساخت

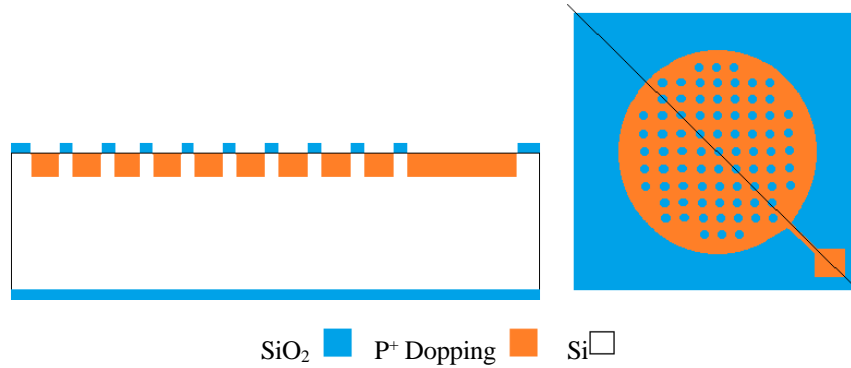
پروسه‌ی ساخت این مبدل پیشنهادی اینگونه است که ویفری در جنس سیلیکان از نوع n، با اوریتیشن $\langle 100 \rangle$ انتخاب کرده و فرآیند ساخت را ابتدا برای ایجاد الکتروود ثابت زیرین مبدل، از تکنولوژی لایه‌برداری عمقی شروع کرده و سپس در ادامه برای ایجاد دیافراگم و الکتروود بالایی و همچنین پدهای اتصال الکتریکی مبدل، از تکنولوژی ساخت سطحی استفاده می‌کنیم.

گام اول: با روش wet oxide کردن در دو سطح بالایی و زیرین ویفر، لایه‌ای با ضخامت $1 \mu m$ و از جنس اکسید سیلیکان به عنوان ماسک جهت نفوذ دادن ناخالصی بورون در ویفر لایه‌نشانی می‌کنیم.



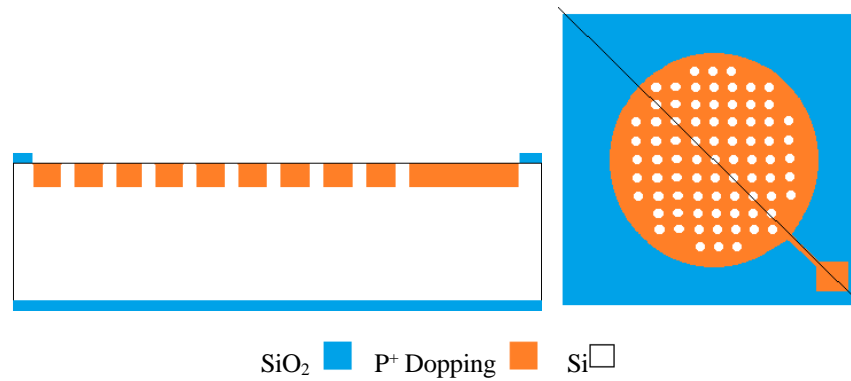
شکل ۵-۱۵ لایه نشانی اکساید عنوان ماسک برای نفوذ ناخالصی‌ها

گام دوم: بعد از حفاظت از قسمت پشتی ویفر با wafer holder، مراحل لیتوگرافی را با محلول BHF، بر روی سطح بالایی ویفر که پوشیده شده از لایه‌ی اکسید سیلیکان است اجرا می‌کنیم. قابل ذکر است که ناخالصی نوع p^+ (بورون) را مطابق با الگوی موجود بر روی اکسید سیلیکان، حدود ۱۵ ساعت به ضخامت $10 \mu m$ برای ایجاد الکتروود ثابت و پدهای اتصال الکتریکی به داخل ویفر سیلیکانی نفوذ می‌دهیم، در واقع این الگوی نفوذ داده شده در مرحله‌ی اجرای bulk etching به عنوان etch stop عمل می‌کند.



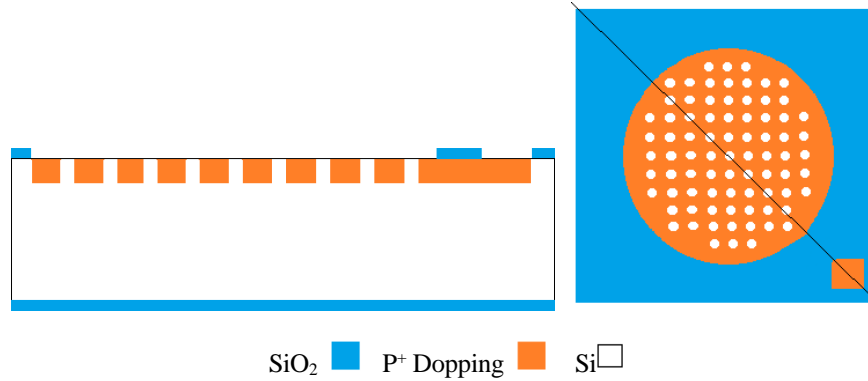
شکل ۵-۱۶ نفوذ دادن ناخالصی بورون برای ایجاد الکترود ثابت

گام سوم: در این مرحله با محلول HF، اکساید موجود در قسمت حفره‌های ماسک ایجادکننده‌ی الکترود را لایه برداری می‌کنیم.



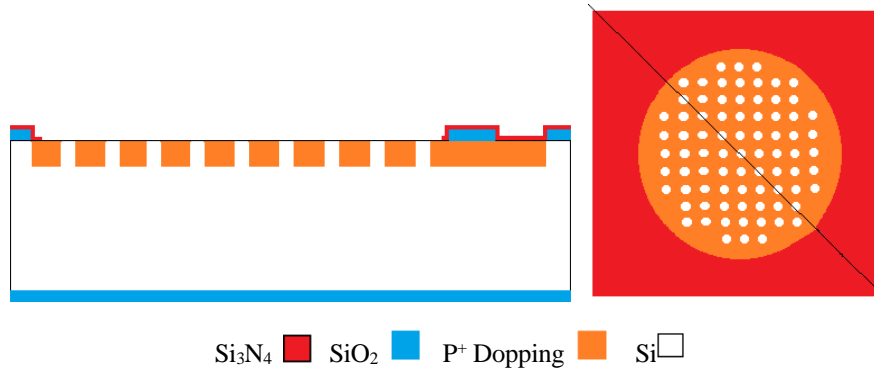
شکل ۵-۱۷ حذف اکساید از محل حفره‌ها با محلول

گام چهارم: دوباره لایه‌ای از اکساید به ضخامت $2\mu m$ با روش LPCVD لایه‌نشانی کرده که پس از گذراندن مراحل لیتوگرافی، از این لایه‌ی اکساید به عنوان جدا کننده‌ی الکترود ثابت و متحرک استفاده می‌کنیم.



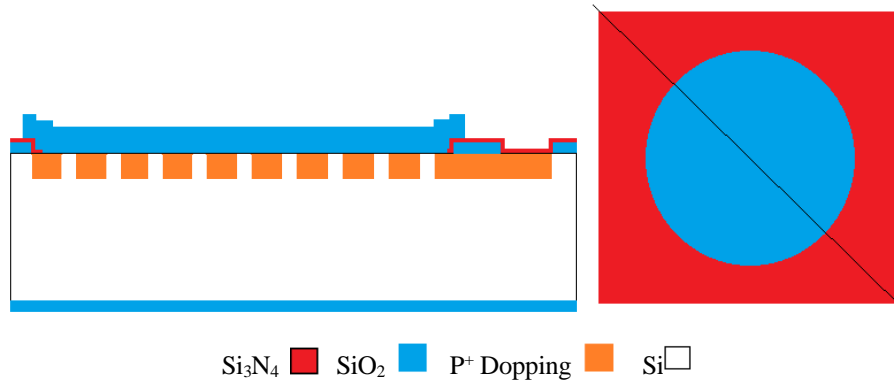
شکل ۵-۱۸ ایجاد لایه‌ی نگه‌دارنده‌ی دیافراگم از روش LPCVD

گام پنجم: لایه‌ای به ضخامت $0.3\mu\text{m}$ از سیلیکان نایتراید جهت محافظت از لایه قربانی لایه‌نشانی کرده و بعد از آن نیز توسط لایه‌ای از اکساید به ضخامت $0.5\mu\text{m}$ به عنوان ماسک، فرآیند لیتوگرافی را با محلول HF بر روی سیلیکان نایتراید اجرا کرده و در مرحله‌ی بعدی نیز لایه‌برداری سیلیکان نایتراید را توسط محلول اسید فسفریک انجام می‌دهیم.



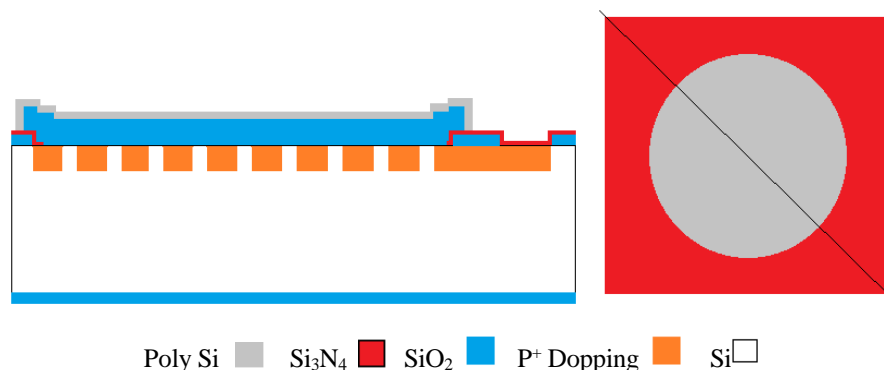
شکل ۵-۱۹ لایه‌نشانی سیلیکان نایتراید به عنوان لایه محافظ

گام ششم: لایه‌ای از اکساید به ضخامت $4\mu\text{m}$ برای ایجاد فاصله‌ی هوایی بین الکتروود ثابت و متحرک لایه‌نشانی می‌کنیم و فرآیند لیتوگرافی را توسط محلول BHF اجرا خواهیم کرد.



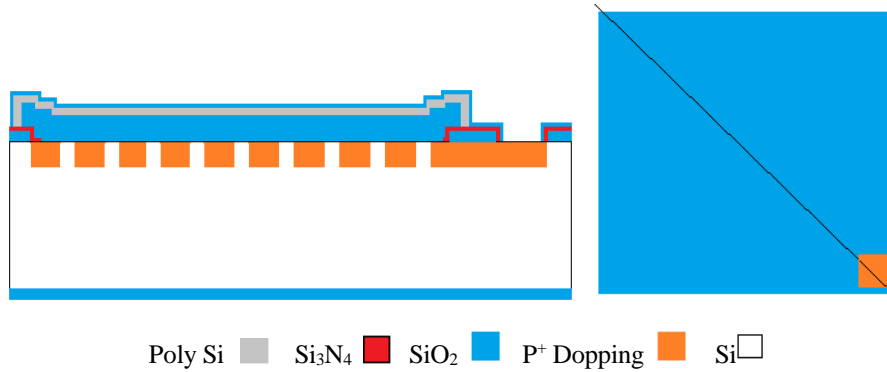
شکل ۵-۲۰ لایه نشانی لایه‌ی قربانی برای ایجاد فاصله‌ی هوایی بین الکترودها

گام هفتم: در این مرحله پلی‌سیلیکان را با روش LPCVD به ضخامت $2\mu\text{m}$ برای ایجاد الکترودها بالایی متحرک، لایه نشانی کرده و حتی جهت جلوگیری از ایجاد استرس بین لایه‌ها و مقاوم‌سازی پلی‌سیلیکان، یون فسفر را به این لایه تزریق و بلافاصله دوباره پلی‌سیلیکان را در ضخامت $1\mu\text{m}$ لایه‌نشانی کرده و عمل حرارت‌دهی به ویفر را برای فعال شدن و توزیع مجدد یون‌ها انجام می‌دهیم و بعد توسط روش RIE لایه‌ی پلی‌سیلیکان را الگودهی می‌کنیم.



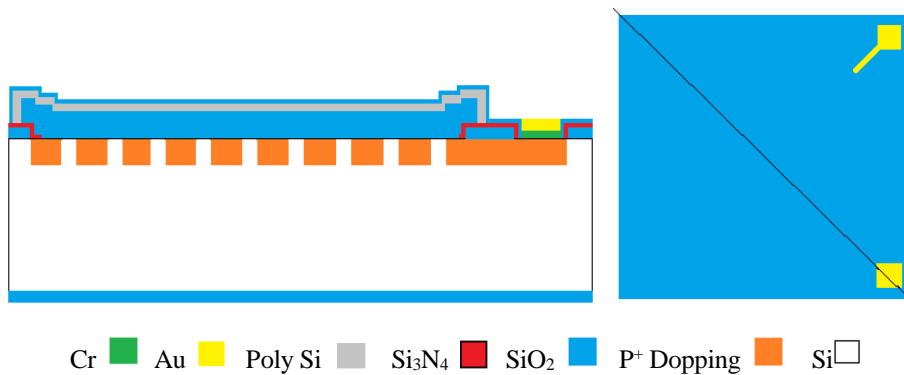
شکل ۵-۲۱ لایه نشانی لایه‌ای از پلی‌سیلیکان به همراه تزریق یون فسفر برای ایجاد دیافراگم

گام هشتم: به ضخامت $0.5\mu\text{m}$ لایه‌ای از اکساید را جهت ایجاد پد اتصال الکترودها زیرین ثابت لایه نشانی کرده و بعد از انجام فرآیند لیتوگرافی با محلول BHF، لیتوگرافی سیلیکان نایتراید را نیز توسط محلول اسید فسفریک داغ انجام می‌دهیم.



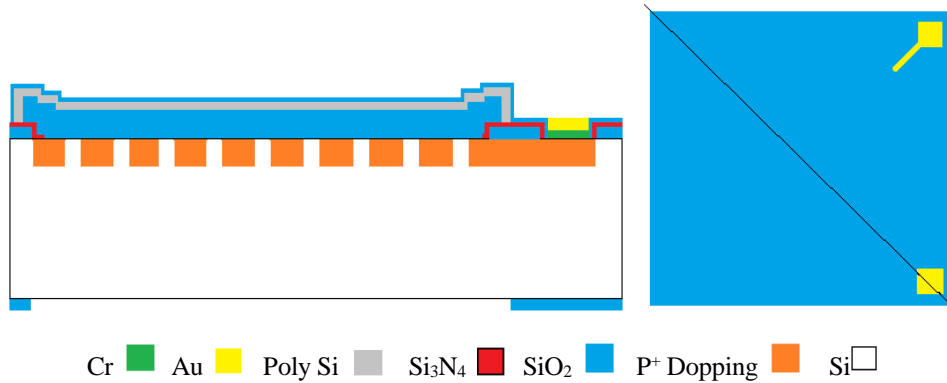
شکل ۵-۲۲ حذف نایتراید از محل پد الکتروود زیرین به کمک لایه نشانی اکساید

گام نهم: بر روی محل پدها و خطوط اتصال آن‌ها به الکتروود که توسط روش RIE مشخص شده لایه نشانی کروم-طلا انجام می‌دهیم (در لیتوگرافی کروم طلا سمت بالایی ویفر را در برابر محلول های etchant، توسط wafer holder محافظت می‌کنیم)



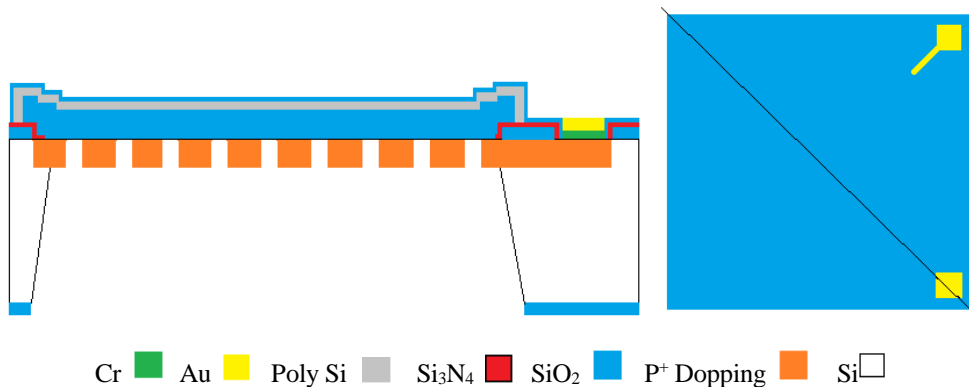
شکل ۵-۲۳ لایه نشانی اکساید جهت محافظت از قسمت بالایی ویفر هنگام لایه برداری پشت ویفر

گام دهم: سپس بر روی اکساید پشت ویفر نیز مراحل لیتوگرافی را با محلول BHF اجرا می‌کنیم.



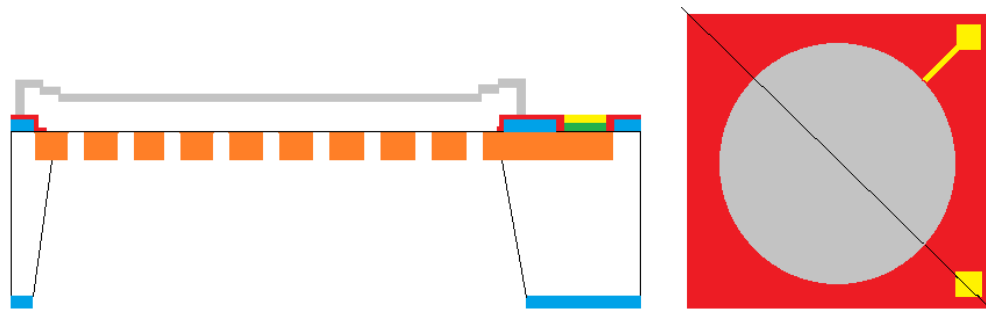
شکل ۵-۲۴ لایه برداری پشت ویفر با الگودهی اکساید

گام یازدهم: در مرحله‌ی بعدی برای لیتوگرافی و لایه‌برداری حجمی در قسمت پشت ویفر از روش *Anisotropic etching* توسط محلول EDP استفاده می‌کنیم (دلیل استفاده از این محلول صرفاً طریق عملکرد انتخابی آن در لایه‌برداری اکساید و دیگر قسمت‌هایی که دارای ناخالصی است به عبارتی آسیبی به اکساید و دیگر قسمت‌های دارای ناخالصی نمی‌زند)



شکل ۵-۲۵ لایه برداری ویفر سیلیکانی توسط محلول EDP

گام دهم: در مرحله‌ی آخر توسط محلول PAD etchant لایه‌ی قربانی بین دو الکتروود ثابت و متحرک را حذف کرده و همچنین از بخار محلول HF نیز برای جلوگیری از ایجاد چسبندگی حین لایه برداری لایه قربانی استفاده می‌کنیم.



Cr ■ Au ■ Poly Si ■ Si₃N₄ ■ SiO₂ ■ P⁺ Dopping ■ Si □

شکل ۵-۲۶ لایه برداری لایه قربانی از قسمت زیرین و بالای ویفر

فصل ششم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات آتی

۶-۱ نتیجه‌گیری

در بخش ابتدایی این پایان‌نامه به گزارشی از ویژگی‌ها و خصوصیات مبدل خازنی میکروماشینکاری که مربوط به حوزه‌ی تحقیقاتی MEMS است، پرداخته شد. برای مطالعه‌ی دقیق این تکنولوژی تحلیل الکتریکی و مکانیکی این فناوری بررسی شد؛ اینگونه که در تحلیل مدار معادل الکتریکی CMUT، محاسبه‌ی ضریب اتصال CMUT بر اساس مدل کلاسیک و تئوری گرادیان مرتبه بالا انجام شده است. همچنین تاثیر ظرفیت خازن پارازیتی بر روی ضریب اتصال الکترومکانیکی محاسبه شده و طی این بررسی نتایج بدست آمده بیانگر آن است که اگر مقدار خازن پارازیتی افزایش یابد، مقدار ضریب اتصال الکترومکانیکی نیز کاهش می‌یابد. سپس با استفاده از حل مدار معادل الکتریکی این ساختار، میزان فشار خروجی آکوستیک از مبدل، حساسیت گیرندگی مدار برای دو تئوری کلاسیک و گرادیان مرتبه بالا محاسبه گردید. همچنین توسط مدل‌سازی ریاضی و حل عددی و تجزیه و تحلیل استاتیکی و دینامیکی یک میکروصفحه‌ی دایره‌ای در حالتی که یکبار بدون در نظر گرفتن تاثیر انباشتگی آسیب در ساختار پیشنهادی و بار دیگر مدل‌سازی و محاسبات با در نظر گرفتن تاثیر انباشتگی آسیب در آن انجام شده است. نتایج بدست آمده از بررسی‌ها یکی حاکی از این می‌باشد، وقتیکه پارامتر مقیاس طولی با اندازه‌ی ضخامت یا شعاع میکرو صفحه قابل مقایسه باشد ترم‌های جدیدی در معادلات ظاهر شده و تاثیر این ترم‌ها سبب بالا رفتن میزان سختی سیستم و در نتیجه این تئوری ولتاژ پولین بزرگتری را نسبت به مدل کلاسیک پیش بینی می‌کند و دیگری نیز با حل معادلات بدست آمده با استفاده



از روش‌های گلرکین و روش‌های عددی راگ کوتا، تأثیر پارامتر انباشتگی آسیب بر زمان فروپاشی در گام‌های زمانی و ولتاژهای مختلف نشان داده شد و این مدل پیشنهادی به محققان این امکان را می‌دهد که زمان تحمل میکرو یا نانساختارها قبل از فروپاشی در صورت انباشتگی آسیب را پیش بینی کنند. یا بدین معنی که میتوان با این بررسی‌ها عمر کاری مبدل را می‌توان تعیین کرد.

۲-۶ پیشنهاداتی برای کارهای آتی

- بررسی و مطالعه‌ی گرم شدن بافت توسط لیزر و همچنین بررسی آسیب‌های ناشی از قرارگیری در معرض نور لیزر
- بررسی امکان ایجاد امواج فتوآکوستیک با استفاده از اشعه‌ی ایکس یا امواج RF
- بررسی انباشتگی آسیب با در نظر گرفتن مدل‌های گرادیان مرتبه بالا و یا تئوری‌های nonlocal
- طراحی آرایه‌ای برای حالت‌های فرستنده و گیرنده برای ایجاد تصاویری با کیفیت و تولید سیگنال‌هایی با قدرت بالاتر
- انجام مطالعات آزمایشگاهی و عملی و مقایسه‌ی نتایج آن با نتایج بدست آمده در پایان نامه

فهرست منابع

- [1] A. Burns, B. R. Greene, M. J. McGrath, T. J. O'Shea, B. Kuris, S. M. Ayer, *et al.*, "SHIMMER™—A wireless sensor platform for noninvasive biomedical research," *IEEE Sensors Journal*, vol. 10, pp. 1527-1534, 2010.
- [2] E. McAdams, C. Gehin, B. Massot, and J. McLaughlin, "The challenges facing wearable sensor systems," in *pHealth*, 2012, pp. 196-202.
- [3] J. Fraden, "Chemical sensors," in *Handbook of Modern Sensors*, ed: Springer, 2010, pp. 569-606.
- [4] V. K. Khanna, *Nanosensors: physical, chemical, and biological*: CRC Press, 2012.
- [5] D. L. Polla, A. G. Erdman, W. P. Robbins, D. T. Markus, J. Diaz-Diaz, R. Rizq, *et al.*, "Microdevices in medicine," *Annual review of biomedical engineering*, vol. 2, pp. 551-576, 2000.
- [6] D. Panescu, "MEMS in medicine and biology ", *IEEE Engineering in medicine and biology magazine*, vol. 25, pp. 19-28, 2006.
- [7] J. Marek and U.-M. Gómez, "MEMS (micro-electro-mechanical systems) for automotive and consumer electronics," in *Chips 2020*, ed: Springer, 2011, pp. 293-314.
- [8] T. Claesson, "A medical imaging demonstrator of computed tomography and bone mineral densitometry," *Stockholm: Universitetservice US AB*, 2001.
- [9] I. Mehmood, N. Ejaz, M. Sajjad, and S. W. Baik, "Prioritization of brain MRI volumes using medical image perception model and tumor region segmentation," *Computers in biology and medicine*, vol. 43, pp. 1471-1483, 2013.
- [10] T. L. Szabo, *Diagnostic ultrasound imaging: inside out*: Academic Press, 2004.
- [11] A. Saouli and K. Mansour, "Application of the finite elements method in optical medical imaging," in *2011 11th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2011, pp. 117-121.
- [12] D. Wang and J. Xia, "Optics based biomedical imaging: Principles and applications," *Journal of Applied Physics*, vol. 125, p. 191101, 2019.
- [13] B. Yoo and M. D. Pagel, "An overview of responsive MRI contrast agents for molecular imaging," *Front Biosci*, vol. 13, pp. 1733-1752, 2008.
- [14] M. Xu and L. V. Wang, "Photoacoustic imaging in biomedicine," *Review of scientific instruments*, vol. 77, p. 041.2006 ,101
- [15] A. Rosencwaig, *Photoacoustics and photoacoustic spectroscopy*: Wiley, 1980.
- [16] R. R. Gharieb, "Photoacoustic Imaging for Cancer Diagnosis: A Breast Tumor Example," in *Photoacoustic Imaging-Principles, Advances and Applications*, ed: IntechOpen, 2020.
- [17] Y.-S. Chen, D. Yeager, and S. Y. Emelianov, "Photoacoustic Imaging for Cancer Diagnosis and Therapy Guidance," in *Cancer Theranostics*, ed: Elsevier, 2014, pp. 139-158.
- [18] L. V. Wang and J. Yao, "A practical guide to photoacoustic tomography in the life sciences," *Nature methods*, vol. 13, p. 627, 2016.

- [19] L. V. Wang and S. Hu, "Photoacoustic tomography: in vivo imaging from organelles to organs," *science*, vol. 335, pp. 1458-1462, 2012.
- [20] L. V. Wang, "Tutorial on photoacoustic microscopy and computed tomography," *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 14, pp. 171-179, 2008.
- [21] J. Yao and L. V. Wang, "Photoacoustic microscopy," *Laser & photonics reviews*, vol. 7, pp. 758-778, 2013.
- [22] M. Erfanzadeh and Q. Zhu, "Photoacoustic imaging with low-cost sources; A review," *Photoacoustics*, vol. 14, pp. 1-11, 2019.
- [23] T. J. Allen and P. C. Beard, "High power visible light emitting diodes as pulsed excitation sources for biomedical photoacoustics," *Biomedical optics express*, vol. 7, pp. 1260-1270, 2016.
- [24] A. S. Ergun, G. G. Yaralioglu, and B. T. Khuri-Yakub, "Capacitive micromachined ultrasonic transducers: Theory and technology," *Journal of aerospace engineering*, vol. 16, pp. 76-84, 2003.
- [25] R. Ghodssi and P. Lin, *MEMS materials and processes handbook* vol. 1: Springer Science & Business Media, 2011.
- [26] A. G. Bell, "Upon the production and reproduction of sound by light," *Journal of the Society of Telegraph Engineers*, vol. 9, pp. 404-426, 1880.
- [27] J. B. Kinney and R. H. Staley, "Applications of photoacoustic spectroscopy," *Annual Review of Materials Science*, vol. 12, pp. 295-321, 1982.
- [28] T. Bowen, "Radiation-Induced Thermoacoustic Soft Tissue Imaging in 1981 Ultrasonics Symposium," ed: IEEE, 1981.
- [29] A. Manbachi and R. S. Cobbold, "Development and application of piezoelectric materials for ultrasound generation and detection," *Ultrasound*, vol. 19, pp. 187-196, 2011.
- [30] D. H. Howry, "Ultrasonic visualization of soft tissue structures of the body," *J. Lab. Clin. Med.*, vol. 40, p. 579, 1952.
- [31] G. Ter Haar, "Therapeutic applications of ultrasound," *Progress in biophysics and molecular biology*, vol. 93, pp. 111-129, 2007.
- [32] D.-C. Pang and C.-M. Chang, "Development of a novel transparent flexible capacitive micromachined ultrasonic transducer," *Sensors*, vol. 17, p. 1443, 2017.
- [33] Y. Yang, E. J. Ng, P. M. Polunin, Y. Chen, I. B. Flader, S. W. Shaw, *et al.*, "Nonlinearity of degenerately doped bulk-mode silicon MEMS resonators," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 25, pp. 859-869, 2016.
- [34] M. Agarwal, K. K. Park, R. N. Candler, B. Kim, M. A. Hopcroft, S. A. Chandorkar, *et al.*, "Nonlinear characterization of electrostatic MEMS resonators," in *2006 IEEE International Frequency Control Symposium and Exposition*, 2006, pp. 209-212.
- [35] Z. Jassim, N. Ali, F. Mustapha, and N. A. Jalil, "A review on the vibration analysis for a damage occurrence of a cantilever beam," *Engineering Failure Analysis*, vol. 31, pp. 442-461, 2013.
- [36] Y. Chang, Q. Zhang, W. Wang, and J. Han, "Mechanical Behaviors of Electrostatic Microbeams with Nonideal Supports," *Shock and Vibration*, vol. 2020, 2020.



- [37] J.-Y. Chapelon, D. Cathignol, C. Cain, E. Ebbini, J.-U. Kluiwstra, O. A. Sapozhnikov, *et al.*, "New piezoelectric transducers for therapeutic ultrasound," *Ultrasound in medicine & biology*, vol. 26, pp. 153-159, 2000.
- [38] S. Zhang, R. Xia, L. Lebrun, D. Anderson, and T. R. Shrout, "Piezoelectric materials for high power, high temperature applications," *Materials letters*, vol. 59, pp. 3471-3475, 2005.
- [39] I. Ladabaum, X. Jin, H. T. Soh, A. Atalar, and B. Khuri-Yakub, "Surface micromachined capacitive ultrasonic transducers," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 45, pp. 678-6.1998, 90
- [40] S. H. Wong, A. S. Ergun, G. G. Yaralioglu, O. Oralkan, M. Kupnik, K. B. Pauly, *et al.*, "Design of HIFU CMUT arrays for treatment of liver and renal cancer," in *AIP Conference Proceedings*, 2007, pp. 54-60.
- [41] G. Wissmeyer, M. A. Pleitez, A. Rosenthal, and V. Ntziachristos, "Looking at sound: optoacoustics with all-optical ultrasound detection," *Light: Science & Applications*, vol. 7, pp. 1-16, 2018.
- [42] V. Natarajan, M. Kathiresan, K. Thomas, R. R. Ashokan, G. Suresh, E. Varadarajan, *et al.*, "MEMS sensors for underwater applications," in *Micro and Smart Devices and Systems*, ed: Springer, 2014, pp. 487-502.
- [43] R. Zhang, C. Xue, C. He, Y. Zhang, J. Song, and W. Zhang, "Design and performance analysis of capacitive micromachined ultrasonic transducer (CMUT) array for underwater imaging," *Microsystem Technologies*, vol. 22, pp. 2939-2947, 2016.
- [44] E. K. Chan and R. W. Dutton, "Effects of capacitors, resistors, and residual charges on the static and dynamic performance of electrostatically actuated devices," in *Design, Test, and Microfabrication of MEMS and MOEMS*, 1999, pp. 120-130.
- [45] S. D. Senturia, *Microsystem design*: Springer Science & Business Media, 2007.
- [46] G. G. Yaralioglu, A. S. Ergun, B. Bayram, E. Haeggstrom, and B. T. Khuri-Yakub, "Calculation and measurement of electromechanical coupling coefficient of capacitive micromachined ultrasonic transducers," *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, vol. 50, pp. 449-456, 2003.
- [47] L. E. Kinsler, A. R. Frey, A. B. Coppens, and J. V. Sanders, *Fundamentals of acoustics*: John Wiley & Sons, 1999.
- [48] D.-S. Lin, *Interface engineering of capacitive micromachined ultrasonic transducers for medical applications*: Stanford University, 2011.
- [49] A. H. Nayfeh, M. I. Younis, and E. M. Abdel-Rahman, "Dynamic pull-in phenomenon in MEMS resonators," *Nonlinear dynamics*, vol. 48, pp. 153-163, 2007.
- [50] C. Bretthauer, C. Müller, and H. Reinecke, "Design and fabrication of a MEMS-based metal hydride/air accumulator for energy harvesting," *Electrochimica acta*, vol. 54, pp. 6094-6098, 2009.
- [51] G. Troni and L. L. Whitcomb, "Field sensor bias calibration with angular-rate sensors: Theory and experimental evaluation with application to magnetometer calibration," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 24, pp. 1698-1710, 2019.

- [52] T. S. Slack, F. Sadeghi, and D. Peroulis, "A phenomenological discrete brittle damage-mechanics model for fatigue of MEMS devices with application to LIGA Ni," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 18, pp. 119-128, 2008.
- [53] A. E. H. Love, "XVI. The small free vibrations and deformation of a thin elastic shell," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London.(A.)*, pp. 491-546, 1888.
- [54] P. Germain, "La méthode des puissances virtuelles en mécanique des milieux continus, premiere partie: théorie du second gradient," *J. Mécanique*, vol. 12, pp. 235-274, 1973.
- [55] N. Gousias and A. Lazopoulos, "Axisymmetric bending of strain gradient elastic circular thin plates," *Archive of Applied Mechanics*, vol. 85, pp. 1719-1731, 2015.
- [56] G. Rezazadeh, A. Tahmasebi, and M. Zubstov, "Application of piezoelectric layers in electrostatic MEM actuators: controlling of pull-in voltage," *Microsystem technologies*, vol. 12, pp. 1163-1170, 2006.
- [57] K. Rashvand, G. Rezazadeh, H. Mobki, and M. H. Ghayesh, "On the size-dependent behavior of a capacitive circular micro-plate considering the variable length-scale parameter," *International Journal of Mechanical Sciences*, vol. 77, pp. 333-342, 2013 /01/12/2013
- [58] A. H. Nayfeh and P. F. Pai, *Linear and nonlinear structural mechanics*: John Wiley & Sons, 2008.
- [59] Z. Rahimi, W. Sumelka, and S. Shafiei, "The analysis of non-linear free vibration of FGM nano-beams based on the conformable fractional non-local model," *Bulletin of the Polish Academy of Sciences. Technical Sciences*, vol. 66, 2018.
- [60] Z. Rahimi, W. Sumelka, and X.-J. Yang, "Linear and non-linear free vibration of nano beams based on a new fractional non-local theory," *Engineering Computations*, 2017.
- [61] S. Chandrakanth and P. Pandey, "An isotropic damage model for ductile material," *Engineering fracture mechanics*, vol. 50, pp. 457-465, 1995.
- [62] Y. Zheng, T. Chen, and C. Chen, "A size-dependent model to study nonlinear static behavior of piezoelectric cantilever microbeams with damage," *Microsystem Technologies*, vol. 23, pp. 4679-4686, 2017.
- [63] J. Chaboche and P. Lesne, "A non-linear continuous fatigue damage model," *Fatigue & fracture of engineering materials & structures*, vol. 11, pp. 1-17, 1988.
- [64] B. Jalalahmadi, F. Sadeghi, and D. Peroulis, "A numerical fatigue damage model for life scatter of MEMS devices," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 18, pp. 1016-1031, 2009.
- [65] J. Lemaitre, *A course on damage mechanics*: Springer Science & Business Media, 2012.
- [66] H. Rashidi, Z. Rahimi, and W. Sumelka, "Effects of the slip boundary condition on dynamics and pull-in instability of carbon nanotubes conveying fluid," *Microfluidics and Nanofluidics*, vol. 22, pp. 1-9, 2018 ,
- [67] H. Wu and H. Liu, "Nonlinear thermo-mechanical response of temperature-dependent FG sandwich nanobeams with geometric imperfection," *Engineering with Computers*, pp. 1-21, 2020.
- [68] G. Rezazadeh, A. S. Vahdat, S. Tayefeh-rezaei, and C. Cetinkaya, "Thermoelastic damping in a micro-beam resonator using modified couple stress theory," *Acta Mechanica*, vol. 223, pp. 1137-1152, 2012.

-
- [69] S. D. Shourcheh and G. Rezazadeh, "Mechanical analysis of ultrasonic flow meter based on Doppler effect," in *2016 16th International Conference on Robotics and Mechatronics (ICROM)*, 2016, pp. 14-19.

Abstract:

In this dissertation, the study of micromachined capacitive ultrasound transducers in the high-frequency range for medical-molecular imaging by photoacoustic method, which has attracted many researchers. Therefore, in this study, cases such as the electrical and mechanical equivalent circuit of this transducer evaluate the frequency bandwidth and try to increase the sensitivity of the transducer in the receiver state. It should be noted that the design of a capacitive ultrasound transducer with a high operating frequency range that is capable of creating high-resolution images required a structure based on a capacitive mechanism based on MEMS technology. Therefore, in this study, the exact mechanical behavior of this system and the pull-in instability and the diaphragm frequency response under the theory of high-order gradients have been investigated.

It should be noted that the resonator used in the transducer can have very small cracks during construction, but because the resonator is oscillating and the oscillator plate experiences dynamic stresses (variable with time) at any time, so it can cause the growth of cracks in Transducer and so-called Damage Accumulation of in the transducer.

In the present dissertation, the mechanical behavior of the transducer, in addition to being modeled in the ideal state, is also modeled by considering the damage accumulation.

In the final section, a proposed manufacturing process for this converter is presented.

Key words: MEMS systems, Capacitive sensors, Photoacoustic imaging, Damage accumulation