

## Design and Simulation of a Drug Delivery Micropump Controller Using Surface Acoustic Wave Correlator

S.A.N. Ahmadi<sup>1</sup>, T. Fanaei Sheykhol-Eslami<sup>2\*</sup>, M. Mehrjoo<sup>3</sup>, M. Maleki<sup>4</sup>

<sup>1</sup> M.Sc, Electronic Engineering Department, Faculty of Electrical and computer Engineering, Sistan and Baluchestan University, Zahedan, Iran, alinaghi.ahmadi2012@yahoo.com

<sup>2\*</sup> Assistant Professor, Electronic Engineering Department, Faculty of Electrical and computer Engineering, Sistan and Baluchestan University, Zahedan, Iran.

<sup>3</sup> Assistant Professor, communication Engineering Department, Faculty of Electrical and computer Engineering, Sistan and Baluchestan University, Zahedan, Iran, mehrjoo@ieee.org

<sup>4</sup> M.Sc, Electronic Engineering Department, Faculty of Electrical and computer Engineering, Sistan and Baluchestan University, Zahedan, Iran, m\_maleki@pgs.usb.ac.ir

### Abstract

A secure self-biased remote controller for a drug delivery system, working at 956 MHz, is designed using piezoelectric substrate containing an implantable micropump. For this purpose, the effect of Lithium Niobate substrate on the actuation voltage, signal to noise ratio, insertion loss, bandwidth, and real and imaginary part of the admittance are investigated. The results of analytical calculation and numerical simulation show that the actuation voltage of the Lithium Niobate substrate is about 5.8 V, and the calculated bandwidth is 160 MHz with the signal to noise ratio of 26.52 dB. The security for actuation of the device is assured with Barker code. The insertion loss is equal to 2.1 dB which is adequate for maximum power transfer. Numerical simulation indicates that the generated voltage could create a displacement about 9.3353 nm in the conductive diaphragm, which is enough to ascertain the correct drug delivery by the micropump. According to the analytical calculations and numerical simulations, the performance of the designed controller is qualified to correctly stimulate the drug delivery device.

**Key words:** Drug Delivery, Correlator, Surface Acoustic Wave (SAW), Micropump, Micro-ElectroMechanical Systems (MEMS).

\* Corresponding author

Address: Faculty of Electrical and Electronic, Sistan and Baluchestan University, P.O.Box:98155-987, Zahedan, I. R. Iran.

Tel: +98 541 8056556

Fax: +98 541 2447908

E-mail: tahere.fanaei@ece.usb.ac.ir

## طراحی و شبیه‌سازی کنترل‌کننده میکروپمپ تحویل دارو با استفاده از همبسته‌کننده موج صوتی سطحی

سید علی نقی احمدی<sup>۱</sup>، طاهره فنایی شیخ‌الاسلامی<sup>۲\*</sup>، مهری مهرجو<sup>۳</sup>، مرتضی مالکی<sup>۴</sup>

<sup>۱</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق و کامپیوتر، گروه مهندسی الکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سیستان و بلوچستان، زاهدان، ایران [alinaghi.ahmadi2012@yahoo.com](mailto:alinaghi.ahmadi2012@yahoo.com)

<sup>۲</sup> استادیار، گروه مهندسی الکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سیستان و بلوچستان، زاهدان، ایران. <sup>۳</sup> استادیار، گروه مهندسی مخابرات، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سیستان و بلوچستان، زاهدان، ایران [mehrjoo@ieee.org](mailto:mehrjoo@ieee.org)

<sup>۴</sup> دانشجوی کارشناسی ارشد مهندسی برق و کامپیوتر، گروه مهندسی الکترونیک، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه سیستان و بلوچستان، زاهدان، ایران [m\\_maleki@pgs.usb.ac.ir](mailto:m_maleki@pgs.usb.ac.ir)

### چکیده

در این مقاله، کنترل‌کننده راه دور برای تحریک دقیق میکروپمپ قابل کاشت سیستم تحویل دارو در فرکانس ۹۵۶ مگاهرتز، با تغذیه سرخود و با استفاده از زیرلایه پیزوالکتریک طراحی شده است. برای این منظور تأثیر زیرلایه لیتیوم‌نیوبیت در اندازه و ولتاژ تحریک، نسبت سیگنال به نویز، تلفات جایگذاری، پهنای باند و قسمت‌های حقیقی و موهومی ادمیتانس قطعه بررسی شده است. نتایج محاسبات تحلیلی و شبیه‌سازی عددی قطعه، ولتاژ تحریک را برای زیرلایه پیزوالکتریک لیتیوم‌نیوبیت ۵/۸ ولت نشان می‌دهد. با افزایش فرکانس مرکزی تحریک، پهنای باند محاسبه شده ۱۶۰ مگاهرتز است و ایمنی تحریک قطعه با کد بارکر تأمین می‌شود. با توجه به نتایج بدست آمده، نسبت سیگنال به نویز محاسبه شده ۲۶/۵۲ دسی بل است. تلفات جایگذاری محاسبه شده ۲/۱ دسی بل است که مقداری قابل قبول بمنظور انتقال حداکثر توان است. جابه‌جایی بدست آمده از دیافراگم میکروپمپ با توجه به ولتاژ تحریک تولیدی از زیرلایه پیزوالکتریک، ۹/۳۳۵۳ نانومتر است که آزادسازی دارو از مخزن میکروپمپ را مطمئن می‌سازد. در مجموع، نتایج محاسبات تحلیلی و شبیه‌سازی عددی، عملکرد مناسب قطعه طراحی شده را در تحریک قطعه تزریق دارو نشان می‌دهد.

کلیدواژه‌گان: تحویل دارو، همبسته‌کننده، موج صوتی سطحی، میکروپمپ، سیستم‌های میکروالکترومکانیکی.

\*عهده‌دار مکاتبات

نشانی: سیستان و بلوچستان، زاهدان، خیابان دانشگاه، دانشگاه سیستان و بلوچستان، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، کدپستی: ۹۸۷-۹۸۱۵۵  
تلفن: ۰۵۴۱-۸۰۵۶۵۵۶، دورنگار: ۰۵۴۱-۲۴۴۷۹۰۸، پیام نگار: [tahere.fanaei@ece.usb.ac.ir](mailto:tahere.fanaei@ece.usb.ac.ir)

## ۱- مقدمه

دارویی را با کنترل بی‌سیم برای دارورسانی به گوش داخلی بیمار- که از مناطق با دسترسی دشوار در بدن است- طراحی کنند [۷]. در سال ۲۰۱۳، نمونه اولیه دارورسانی موضعی را بصورت کنترل بی‌سیم با تحریک الکترومغناطیسی غشایی پلیمری هادی<sup>۱۵</sup> و همکارانش ارائه کردند [۸]. همچنین در همین سال طرح ترکیبی برداشت انرژی را با روش الکتریکی- مغناطیسی برای تغذیه قطعه‌های قابل کاشت زیست‌پزشکی کسای کپایی و همکارانش پیشنهاد کردند [۹]. با توجه به عملکرد گیرنده‌های موج الکترومغناطیسی و استفاده از سیم‌پیچ و تأثیر نامطلوب آن بر بدن انسان تیکا<sup>۱۶</sup> و همکارانش در سال ۲۰۰۸ با استفاده از موج SAW کنترل‌کننده‌ای بی‌سیم را برای بازه ۸۰ تا ۱۰۰ مگاهرتز بمنظور کنترل ایمن به کمک توالی کد بارکر<sup>۱۷</sup> ارائه کردند [۶]. در این قطعه، تحریک دیافراگم مربوط به میکروپمپ مستقیماً وابسته به موج الکترومغناطیسی گذشته ارسالی است و فقط زمانی میکروپمپ دارو را آزاد می‌کند که موج دریافتی با موج ارسالی گذشته یکی باشد. انرژی مورد نیاز برای تحریک دیافراگم رسانای میکروپمپ با کمک زیرلایه پیزوالکتریک با استفاده از روش برداشت انرژی<sup>۱۸</sup> تولید می‌شود.

در این مقاله، طراحی کنترل‌کننده برای فرکانس ۹۵۶ مگاهرتز انجام شده است. با این کار همراه با کوچکتر شدن طول آنتن و اندازه قطعه، پاسخ فرکانسی قطعه نیز از نظر تأثیر تداخل بهبود می‌یابد. علاوه بر این، برای داشتن سرعت زیاد موج صوتی در قطعه تحریک‌کننده دیافراگم از ماده لیتیوم نیوبیت<sup>۱۹</sup> با برش بلوری Y-X و زاویه برش ۱۲۸ درجه بعنوان زیرلایه پیزوالکتریک استفاده شده است. برای امنیت سیستم بی‌سیم، از کدگذاری توالی کد بارکر استفاده شده؛ زیرا در مقایسه با دیگر روش‌های کدگذاری دارای بهره بیشتری است [۱۰]. برای تعیین مناسب پارامترهای قطعه SAW روشی تحلیلی بکار گرفته شده؛ در نهایت مدلی دو بعدی مبتنی بر روش اجزای محدود برای مشخص کردن خصوصیات قطعه طراحی شده، استفاده شده است.

در ادامه در بخش‌های دو و سه، پایه و اساس

امروزه سیستم‌های میکروالکترومکانیکی<sup>۱</sup> (MEMS) تحولی در سیستم‌های تحویل دارو در حوزه‌های زیست‌پزشکی<sup>۲</sup> و مهندسی پزشکی بوجود آورده‌اند [۱]. سیستم‌های میکروالکترومکانیکی زیستی<sup>۳</sup> قطعاتی در مقیاس میکرو هستند که برای رسیدن به اهداف مختلف بصورت میکرو حسگر<sup>۴</sup>، میکروسوزن<sup>۵</sup>، میکرولولو<sup>۶</sup> و میکروپمپ<sup>۷</sup> در داخل بدن بیمار استفاده می‌شوند. در میان این قطعات، میکروپمپ‌ها در تحویل دادن دارو به عضو آسیب دیده نقشی اساسی ایفا می‌کنند.

استفاده از موج صوتی سطحی<sup>۸</sup> (SAW) برای تحریک پمپ‌های میکروسیالی در میان روش‌های صوتی مزیت‌های زیادی دارند [۲، ۳]. پمپ‌های فراصوت<sup>۹</sup> مبتنی بر جریان‌سازی صوتی<sup>۱۰</sup> در مقایسه با دیگر انواع پمپ‌ها، مثل پمپ‌های الکتروآسوزی<sup>۱۱</sup>، الکتروهیدرودینامیکی، هیدرودینامیک مغناطیسی و الکتروفوریتیک<sup>۱۲</sup>، به علت جدا بودن کانال میکروسیال از الکترودها، حساسیت کمتری به خواص الکتریکی و شیمیایی سیال دارند [۴].

در دهه گذشته، طراحی منبع تغذیه میکروپمپ‌های قابل کاشت یکی از مشکلات اساسی بشمار می‌رفت. دیدگاه‌های متفاوتی برای تأمین تغذیه این قطعات پیشنهاد شده بود؛ اما هیچکدام از آنها به مرحله عمل نرسید. بیشتر این قطعات به وسیله باتری‌های قابل شارژ و یا با ماژول خارجی که از طریق درگاه غیرفعال<sup>۱۳</sup> به بدن بیمار متصل بود؛ تغذیه می‌شدند [۵]. طول عمر محدود، چگالی انرژی ثابت و اندازه بزرگ باتری از جمله معایب آن است. این مشکلات را می‌توان با روش برداشت انرژی و با کمک زیرلایه پیزوالکتریک- به خصوص برای قسمت‌هایی از بدن که دسترسی به آن سخت است- برطرف کرد.

در سال‌های اخیر روش‌های مختلفی بمنظور تحویل دارو با دسترسی بی‌سیم به اندام بیمار مطرح شده است؛ در سال ۲۰۱۲، پاراس<sup>۱۴</sup> و همکارانش توانستند میکروسیستم تحویل

<sup>1</sup>Micro Electro Mechanical Systems<sup>5</sup>Micro Needles<sup>9</sup>Ultrasonic<sup>13</sup>Passive Port<sup>17</sup>Barker Code Sequence<sup>2</sup>Bio Medical<sup>6</sup>Micro Valves<sup>10</sup>Acoustic Streaming<sup>14</sup>Paras<sup>18</sup>Energy Harvesting<sup>3</sup>Bio MEMS<sup>7</sup>Micro Pumps<sup>11</sup>Electro Osmosis<sup>15</sup>A.H. Hamei<sup>19</sup>Lithium Niobate<sup>4</sup>Micro Sensor<sup>8</sup>Surface Acoustic Wave<sup>12</sup>Electrophoretic<sup>16</sup>Tikka

یکی از طرح‌های کد کردن، الگوی BPSK<sup>۲۳</sup> است که در آن موج رادیویی ورودی برای بیت مثبت دارای ۱۸۰ درجه اختلاف فاز و برای بیت منفی، دارای صفر درجه اختلاف فاز است. دلیل استفاده از BPSK آن است که کد کردن با فازها آسان‌تر و دارای نسبت سیگنال به نویز مطلوبی است. با تطبیق یافتن موج کدشده ورودی با الگوی جایگذاری شده مبدل خروجی همبسته‌کننده، می‌توان بهره مطلوب فرایند را فراهم کرد. سیستم مخابراتی بر پایه موج‌های صوتی سطحی کدشده شکل (۱) شامل مبدل گسترده‌کننده<sup>۲۴</sup> در قسمت فرستنده و مبدل فشرده‌کننده<sup>۲۵</sup> در قسمت گیرنده است. در قسمت گیرنده و فرستنده بین مبدل ورودی و خروجی فاصله‌ای وجود دارد که آن را موجبر صوتی<sup>۲۶</sup> می‌نامند و دارای تأخیر زمانی است.

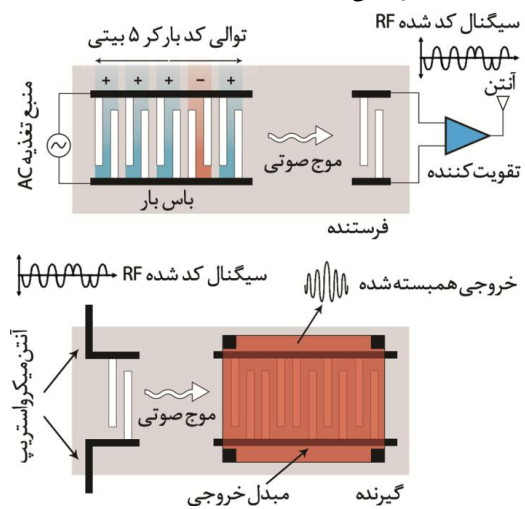
پالسی باریک یا موجی سینوسی، مبدل گسترده‌کننده را برای تولید موج صوتی کدشده تغذیه می‌کند. موج‌های صوتی میان زیرلایه به سمت مبدل خروجی فرستنده منتشر می‌شوند و موج صوتی کدشده در مبدل فرستنده به سیگنال رادیویی کدشده الکتریکی تبدیل می‌شود. مبدل خروجی در فرستنده به تقویت‌کننده‌ای برای تقویت سیگنال متصل است و سیگنال پس از تقویت به آنتن فرستنده می‌رود. گیرنده از همبسته‌کننده‌ای همراه مبدل ورودی که به یک آنتن متصل است؛ تشکیل می‌شود. برای اطمینان از پذیرش مؤثر و پردازش سیگنال رادیویی، آنتن‌های فرستنده و گیرنده در فرکانس مرکزی همبسته‌کننده تنظیم می‌شوند.

ساختار میکروپمپ شامل محفظه سیال یا دارو، دیافراگم رسانای انعطاف‌پذیر، میکروکانالی برای ورود دارو و میکروکانالی برای خروج آن است. جنس دیافراگم رسانا، آلومینیوم انتخاب شده است؛ زیرا دارای مدول یانگ کم و در نتیجه سختی مکانیکی کم است. همچنین هدایت الکتریکی زیاد آن باعث القای بار الکتریکی بیشتر بر دیافراگم می‌شود. بخش (الف) شکل (۲) دیافراگم را در حالت آرامش نشان می‌دهد که هیچ حرکتی ندارد و سیال درون محفظه در حالت اولیه باقی می‌ماند. وقتی دیافراگم تحریک می‌شود خمش دیافراگم رسانا باعث حرکت سیال به سمت کانال خروجی

همبسته‌کننده SAW طراحی شده است و تئوری مربوط به آن توصیف می‌شود. در بخش چهارم پاسخ فرکانسی همبسته‌کننده SAW نشان داده می‌شود. مدل‌سازی عددی و نتایج آن در بخش پنجم مشاهده می‌شود. در نهایت در بخش ششم نتایج بدست آمده، جمع‌بندی می‌شوند.

## ۲- همبسته‌کننده SAW<sup>۲۰</sup>

ساختار همبسته‌کننده موج صوتی سطحی در شکل (۱) مشاهده می‌شود. این ساختار به شکل فیلتر فشرده‌کننده پالس<sup>۲۱</sup> غیرفعال است که برای ایجاد همبستگی از جابه‌جایی فاز در سیگنال‌های رادیویی فرستاده شده، استفاده می‌کند و شامل یک مبدل ورودی و یک مبدل فشرده‌کننده خروجی بوده که بر روی زیرلایه پیزوالکتریک قرار دارند. مبدل ورودی، سیگنال رادیویی ورودی کدشده را به موجی صوتی تبدیل می‌کند. الکترودهای مبدل خروجی بصورت کدشده با فاز، بر روی زیرلایه نشانده شده‌اند. در مبدل خروجی کدشده، هر زوج الکترودهای قطبیت<sup>۲۲</sup> الکتریکی است که از طریق خطوط جمع‌آوری بار الکتریکی تعیین می‌شود. موج صوتی در میان مبدل خروجی انتشار می‌یابد. فاز هر زوج الکترودها (یک بیت بارکر) یا با فاز موج صوتی جمع می‌شود و یا تأثیری بر آن ندارد. قطعه تنها زمانی دامنه همبستگی ایجاد می‌کند که کد موج رادیویی مورد نظر با عکس کد جایگذاری شده در مبدل خروجی مطابقت داشته باشد.



شکل (۱) - ساختار میکروسیستم بی‌سیم برای تحریک دیافراگم میکروپمپ

<sup>20</sup>Correlator

<sup>21</sup>Comparison Pulse Filter

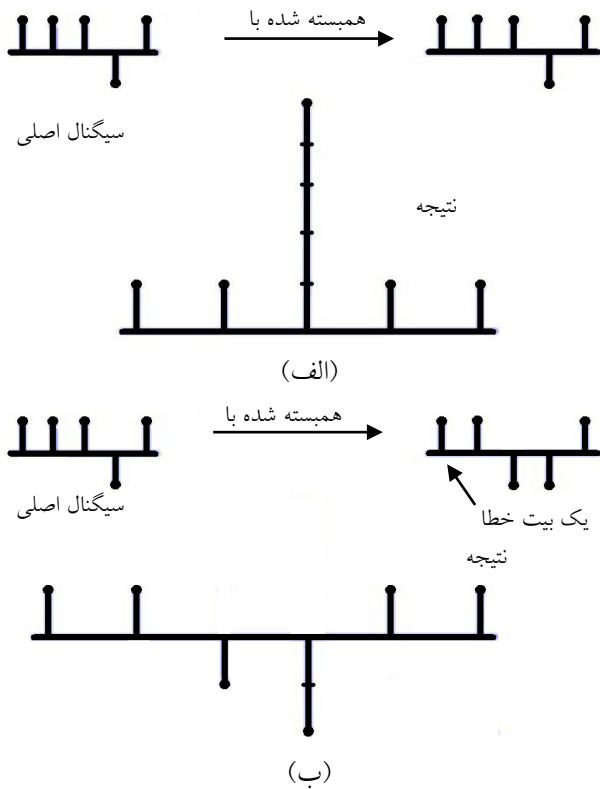
<sup>22</sup>Electrical Polarization

<sup>23</sup>Binary Phase Shift Key

<sup>24</sup>Expander IDT (Inter Digital Transducer)

<sup>25</sup>Compressor IDT

<sup>26</sup>Acoustic Waveguide

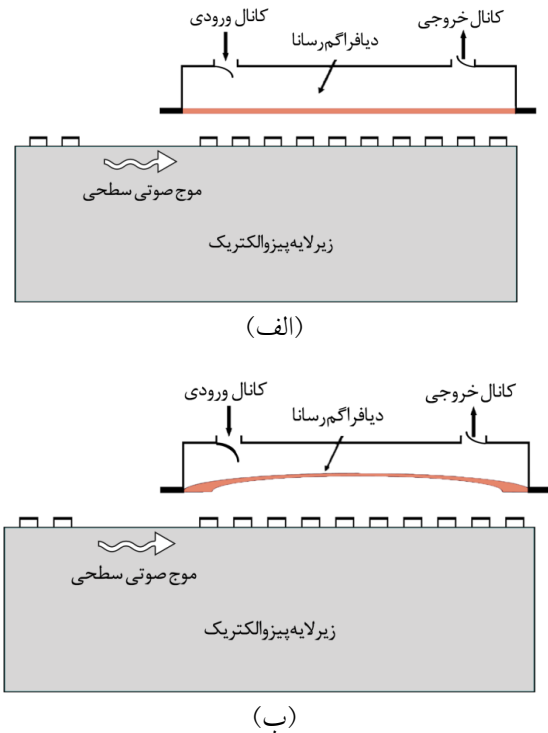


شکل (۳) - (الف) همبستگی دو کد بارکر و ایجاد دامنه همبستگی؛  
(ب) عدم همبستگی دو کد بارکر بدلیل وجود خطای بیتی

کد بارکر گروهی از کدهای باینری است که یک تابع همبستگی با دامنه همبستگی  $N$  برابر بیشتر از دیگر زمانها است ( $N$  طول توالی بارکر است) [۱۱]. وقتی که توالی کد بارکر ۵ بیتی با کد معکوس شده زمانی از یک مرتبه شوند، پاسخ همبستگی دارای دامنه می شود و همبستگی صحیحی اتفاق می افتد که در بخش (الف) شکل (۳) نشان داده شده است. اما اگر توالی کدها با هم از یک مرتبه نباشد و دارای بیت خطا باشد دیگر دامنه همبستگی را نخواهیم داشت [بخش (ب) شکل (۳)].

برخی کدهای بارکر برای طولهای مختلف این نوع کدگذاری در جدول (۱) مشاهده می شوند. هر چه طول توالی بیشتری استفاده شود موج صوتی تضعیف بیشتری خواهد داشت.

می شود؛ زیرا در این حالت کانال ورودی بسته و فقط کانال خروجی باز است که قسمت (ب) شکل (۲) این حالت را نشان می دهد. پس از تحریک، دیافراگم مجدداً بدلیل فشار سیال در کانال ورودی به حالت اولیه خود باز می گردد که در این حالت کانال ورودی باز و کانال خروجی بسته است.



شکل (۲) - (الف) دیافراگم در حالت آرامش؛ (ب) دیافراگم در حالت تحریک

### ۳- تحلیل همبسته کننده SAW

#### ۳-۱- الگوی کدگذاری

یکی از بخش های طراحی همبسته کننده موج صوتی سطحی، استفاده از طرح کدگذاری با نسبت سیگنال به نویز خوب است. روش های مختلفی برای کدگذاری وجود دارد؛ مثل توالی کد بارکر، توالی طول حداکثر و توالی گلای<sup>۲۷</sup> که از این میان، توالی کد بارکر در مقایسه با دیگر روش های کدگذاری نسبت سیگنال به نویز مناسب تری دارد [۱۱].

<sup>27</sup>Golay Sequences

جدول (۱)- توالی کدهای بارکر [۱۱]

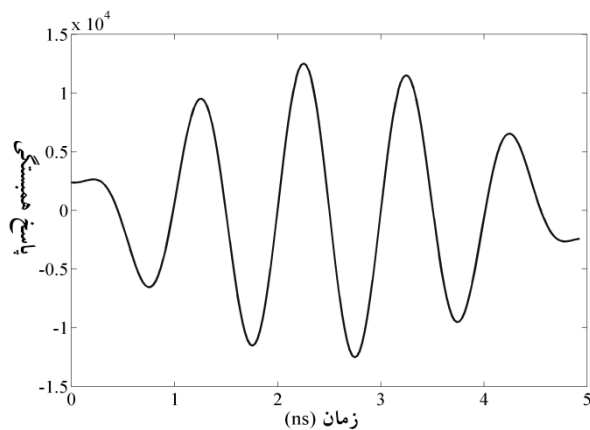
توالی	طول توالی N
- + یا ++	۲
- + +	۳
- + + + یا - + + +	۴
+ - + + +	۵
- + - - + + +	۷
- + - - + - - - + + +	۱۱
+ - + - + + - - + + + +	۱۳

معکوس زوج الکترودها، پاسخ مبدل خروجی به موج صوتی سطحی از رابطه (۴) تبعیت می‌کند [۱۳، ۱۲]:

$$C_{opIDT}(t) = \sin(2\pi f_c t) \sum_{x=1}^{N_B} b_0 [u[t - (x-1)T_B] - u[t - xT_B]] \quad (4)$$

که  $b_0 = [1, -1, 1, 1, 1]$  همان معکوس توالی کد بارکر ۵ بیتی استفاده شده است. در نهایت سیگنالی الکتریکی به دلیل اثر لایه پیزوالکتریک تولید می‌شود. پاسخ الکتریکی را می‌توان با کانولوشن موج صوتی سطحی دریافت شده  $AC_{op}$  با پاسخ سیگنال صوتی سطحی ( $C_{opIDT}$ ) بدست آورد که رابطه (۵) آن را نشان می‌دهد [۱۳، ۱۲]:

$$R_C(t) = \int_0^t C_{opIDT}(\tau) AC_{op}(t - \tau) d\tau \quad (5)$$



شکل (۴) - همبستگی صحیح بین موج الکترومغناطیسی گذشته و الگوی جایگذاری شده IDT خروجی

کد فرستاده شده  $a_0$  با همبسته‌کننده موج صوتی سطحی (گیرنده) دریافت می‌شود و در صورت تطابق کدها بر هم، دامنه همبستگی با نسبت سیگنال به نویز خوبی تولید می‌شود؛ که شکل (۴) این همبستگی را همراه با دامنه آن نشان می‌دهد.

#### ۴- پاسخ فرکانسی قطعه SAW

برای تحلیل پاسخ فرکانسی همبسته‌کننده SAW از مدل مدار معادل میسون<sup>۲۸</sup> مطابق شکل (۵) استفاده شده است. مبدل‌های IDT در هر دو طرف فرستنده و گیرنده بعنوان فیلتر عمل می‌کنند که محدوده فرکانسی آن‌ها می‌تواند بین ۱۰ مگاهرتز تا ۲ گیگاهرتز باشد [۱۴]. قسمت سایه‌دار در شکل مدار معادل بعنوان فیلتر شامل هدایت تشعشی  $G_a(f)$ ، خازن کل  $C_T$  و

#### ۳-۲- سیگنال همبستگی

در سمت فرستنده، سیگنال کد شده BPSK از طریق سیگنال سینوسی - که مبدل ورودی فرستنده را تغذیه می‌کند- تولید می‌شود که می‌توان آن را بصورت رابطه (۱) نوشت [۱۳، ۱۲]:

$$V_{ip}(t) = \sin(2\pi f_c t) \sum_{x=1}^{N_B} a_0 [u[t - (x-1)T_B] - u[t - xT_B]] \quad (1)$$

$t$  زمان،  $f_c$  فرکانس مرکزی فیلتر فشرده‌کننده پالس،  $N_B$  تعداد بیت‌های باینری مساوی کد شده با زوج الکترودهای مبدل،  $u(t)$  تابع پله واحد،  $T_B = N_B/f_c$  مدت زمان عرض بیت‌های فیلتر و  $a_0 = [1, 1, 1, -1, 1]$  توالی ۵ بیتی بارکر است.

سیگنال سینوسی مرجعی بعنوان پنجره ورودی پالس در مبدل ورودی گیرنده در نظر گرفته می‌شود که بصورت رابطه (۲) بیان می‌شود [۱۳، ۱۲]:

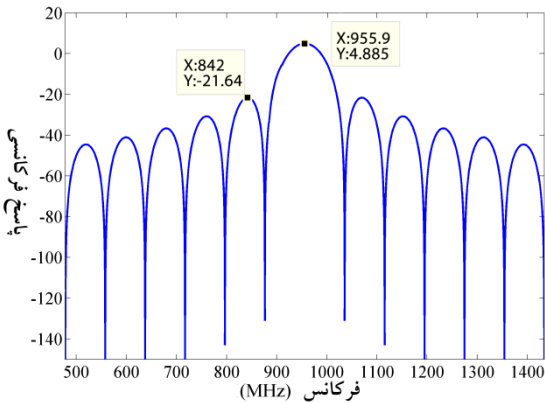
$$C_{ipIDT}(t) = \sin(2\pi f_c t) (u(t) - u(t - T_B)) \quad (2)$$

بنابراین، سیگنال کد شده بعنوان ورودی از زوج الکترودهای ورودی گیرنده دریافت شده و با تحریک پیزوالکتریک، موج صوتی سطحی تولید می‌شود که می‌توان آن را با کانولوشن سیگنال کد شده BPSK ورودی ( $V_{ip}$ ) و پنجره ورودی سیگنال در ورودی گیرنده ( $C_{ipIDT}$ ) مطابق رابطه (۳) بدست آورد [۱۳، ۱۲]:

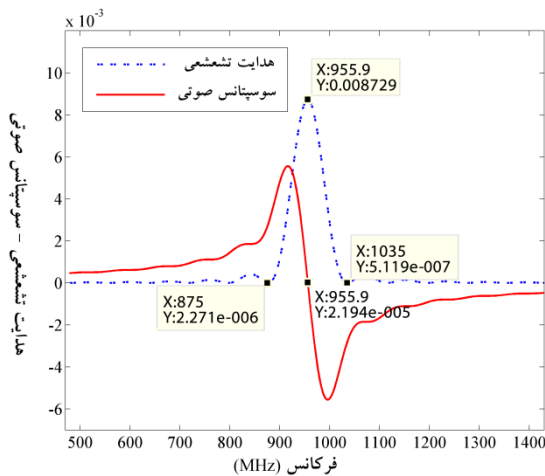
$$AC_{op}(t) = \int_0^t V_{ip}(\tau) C_{ipIDT}(t - \tau) d\tau \quad (3)$$

در گیرنده، مبدل خروجی از زوج الکترودهای مساوی، اما معکوس مبدل‌های طرف فرستنده استفاده می‌شود. وقتی موج صوتی سطحی به مبدل خروجی می‌رسد، بدلیل ساختار

<sup>28</sup>Mason Equivalent Circuit Model



شکل (۶) - پاسخ فرکانسی همبسته‌کننده SAW در فرکانس مرکزی ۹۵۶ مگاهرتز

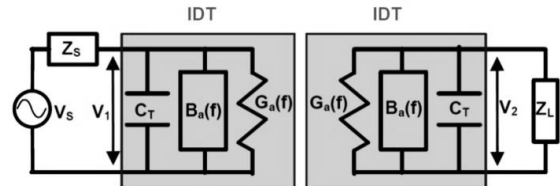


شکل (۷) - نمودار هدایت تشعشعی  $G_n(f)$  و سوسپیتانس صوتی  $B_n(f)$

نهایتاً پهنای باند برای قطعه ۱۶۰ مگاهرتز محاسبه شد. این پهنای باند و فرکانس مرکزی ۹۵۶ مگاهرتز فیلتری تیز را تشکیل می‌دهند که عملکرد قطعه را برای تک فرکانس برای امنیت بیشتر مناسب می‌سازد. به عبارت دیگر، هرچه فیلتر باند عبور تیزتر باشد پهنای باند کوچکتر، بهره بیشتر و در نتیجه عملکرد قطعه به سمت تک فرکانس متمایل می‌شود؛ در نتیجه فرکانس‌های کمتری می‌توانند قطعه را به صورت ناخواسته تحریک کنند.

در سیستم‌های الکتریکی محاسبه تلفات اهمیت زیادی دارد. برای همبسته‌کننده SAW، تلفات جایگذاری تابعی از فرکانس است که در شکل (۸) مشاهده می‌شود. تلفات جایگذاری بین IDT ورودی و خروجی (موجبر صوتی) در فرکانس ۹۵۶ مگاهرتز ۲/۱۶۶ دسی‌بل بدست می‌آید. تأخیر

سوسپیتانس صوتی  $B_a(f)$  است که تابعی از فرکانس  $f$  هستند. منبع ولتاژ  $V_s$ ، امپدانس ورودی  $Z_s$  و امپدانس بار  $Z_L$  - که در شکل (۵) نشان داده شده‌اند- در مدل کردن فیلتر SAW در نظر گرفته نمی‌شوند [۱۵].



شکل (۵) - مدل مدار معادل میسون فرستنده و گیرنده

پاسخ فرکانسی قطعه SAW - که در شکل (۶) مشاهده می‌شود- در واقع نسبت  $V_2$  به  $V_1$  است که در شکل (۵) مشخص شده‌اند. پاسخ فرکانسی قطعه شبیه به فیلتر عبور بانندی با فرکانس مرکزی  $f_0$  و به شکل تابع سینک است. دامنه اصلی، یعنی فرکانس ۹۵۶ مگاهرتز، بیشینه خروجی بدست می‌آید و در سایر دامنه‌ها خروجی بتدریج کاهش می‌یابد. پارامتر SNR با نسبت اندازه دامنه (لب<sup>۲۹</sup>) اصلی به دامنه مجاور آن تعریف می‌شود که در حالت لگاریتمی این نسبت به صورت تفاضل دامنه اصلی و دامنه مجاور آن است که رابطه (۶) آن را نشان می‌دهد.

$$(۶) \quad \text{SNR} = \text{اندازه پیک مجاور} - \text{اندازه پیک اصلی}$$

با افزایش فرکانس، SNR نیز افزایش می‌یابد. اندازه دامنه اصلی ۴/۸۸۵ دسی‌بل و اندازه دامنه مجاور آن ۲۱/۶۴ - دسی‌بل است که نسبت سیگنال به نویز را برای قطعه ۲۶/۵۲۵ دسی‌بل نتیجه می‌دهد. منظور از SNR در اینجا حذف سیگنال‌های مزاحم و کاهش تداخل فرکانسی است.

هدایت تشعشعی و سوسپیتانس صوتی بترتیب قسمت‌های حقیقی و موهومی ادمیتانس قطعه هستند که نمودار آن در شکل (۷) نمایش داده شده است. بر اساس نمودار هدایت تشعشعی (نمودار نقطه‌چین) در شکل (۷) پهنای باند قطعه محاسبه می‌شود. تفاضل فرکانس بالا و پایین که بترتیب ۱۰۳۵ مگاهرتز و ۸۷۵ مگاهرتز است پهنای باند قطعه را نشان می‌دهد. فرکانس‌های ذکر شده در قسمت پایین دامنه اصلی نمودار هدایت تشعشعی مشخص شده‌اند.

<sup>29</sup>Lobe

تزیج ۰/۲۴ بعنوان زیرلایه پیزوالکتریک طراحی شده است. اعمال موج الکترومغناطیسی کدشده با دامنه ۴۰ ولت بمنظور تحریک زیرلایه پیزوالکتریک، ۱۰ الکتروود IDT برای ۵ بیت توالی بارکر (هر دو الکتروود برای یک بیت بارکر) از جنس آلومینیوم و دیافراگم رسانای آلومینیومی با ضخامت ۰/۲۵ میکرومتر نیز در نظر گرفته شده است. از آلومینیوم بدلیل سختی مکانیکی کمتر و هدایت الکتریکی زیاد استفاده شده است. طول و عرض ساختار قطعه تحریک کننده بترتیب ۱۰ و ۲۰ میکرومتر و فاصله هوایی ۲ میکرومتر است. نسبت فلزگذاری ۳۰/۵ در نظر گرفته شده است و بصورت نسبت عرض یک الکتروود به عرض الکتروود بعلاوه فاصله آن تا الکتروود بعدی تعریف می شود.

معادلات حاکم بر قطعه تحریک کننده معادلات اساسی پیزوالکتریک است که با روابط (۷) و (۸) بیان می شوند:

$$T = c \cdot S - e \cdot E \quad (۷)$$

$$D = e \cdot S + \varepsilon \cdot E \quad (۸)$$

که در آن  $T$ ،  $S$ ،  $E$  و  $D$  بترتیب بردارهای تنش، کرنش، میدان الکتریکی و بردار جابه جایی میدان الکتریکی هستند. پارامترهای  $c$ ،  $e$  و  $\varepsilon$  بترتیب ماتریس های سختی مکانیکی، ثابت پیزوالکتریک و نفوذپذیری پیزوالکتریک برای زیرلایه پیزوالکتریک هستند.

برای محاسبه ولتاژ  $V$ ، باید معادلات مشتقات جزئی را که از معادلات (۷) و (۸) بدست می آیند؛ حل کرد. به این منظور از روش اجزای محدود استفاده می شود. معادله موج الاستیکی (موج صوتی سطحی) که از قانون دوم نیوتن در حوزه فرکانس بصورت رابطه (۹) نمایش داده می شود؛ باید حل شود.

$$-\rho \omega^2 u - \nabla \cdot \sigma = F_v \quad (۹)$$

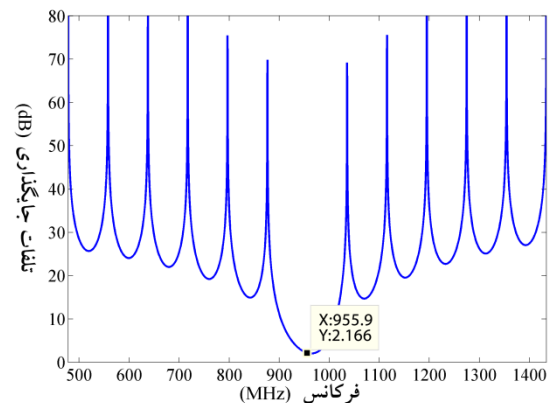
که  $\rho$ ،  $\omega$ ،  $u$ ،  $\sigma$  و  $F_v$  بترتیب چگالی ماده پیزوالکتریک، فرکانس زاویه ای، بردار جابه جایی، تانسور تنش کاوچی<sup>۳۱</sup> و نیرو بر واحد حجم هستند.

با استفاده از معادله ماکسول  $\nabla \cdot D = \rho_v$  و معادله (۹)،

معادلات (۷) و (۸) را می توان بصورت روابط (۱۰) و (۱۱)

بازنویسی کرد. اکنون نقش پتانسیل  $V$  در معادلات

زمانی موجبر صوتی  $\lambda$  در نظر گرفته شده است ( $\lambda = v/f_0$ ) طول موج صوتی است) که به ازای هر  $\lambda$  ۴/۱۸۴۱ میکرو ثانیه تأخیر وجود دارد؛ لذا در مجموع موجبر صوتی دارای ۲۰/۹۲ میکرو ثانیه تأخیر زمانی است.



شکل (۸) - نمودار تلفات جایگذاری موجبر صوتی در فرکانس

۹۵۶ مگاهرتز و با خط تأخیر ۲۰/۹۲ میکرو ثانیه

## ۵- مدل سازی عددی

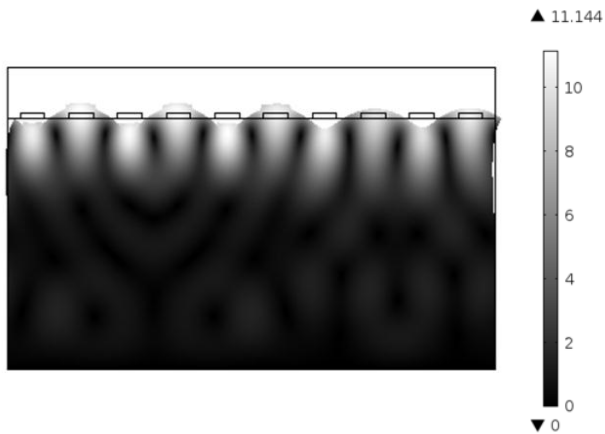
برای تحریک دیافراگم رسانایی که با فاصله هوایی در بالای مبدل های (IDT) خروجی در قسمت گیرنده قرار دارند، نیاز به ولتاژی ضربه ای شکل است. این ولتاژ، DC است که در فرکانس ۹۵۶ مگاهرتز بیشینه می شود و عمل تحریک را انجام می دهد و در فرکانس های دیگر عمل تحریک انجام نمی شود. وقتی کد فرستنده با عکس کد جایگذاری شده IDT خروجی یکسان شود، موج رادیویی فرستاده شده، زیرلایه پیزوالکتریک را تحریک می کند. این تحریک به صورت فشار بر زیرلایه پیزوالکتریک است و فشار باعث ایجاد موج مکانیکی رونده - که بیشترین تمرکز آن در سطح زیرلایه است (موج صوتی سطحی) - می شود. این موج مکانیکی بدلیل خاصیت پیزوالکتریک باعث تولید ولتاژ در IDT خروجی و ایجاد میدان پتانسیلی در اطراف آن ها می شود. پتانسیل تولید شده بصورت نیرویی الکترواستاتیک به دیافراگم رسانای میکروپمپ اعمال می شود و باعث خمش و انحرافی در آن می شود که با اطمینان دارو را آزاد می سازد.

برای قطعه تحریک کننده دیافراگم مدلی دو بعدی با استفاده از ماده لیتونیوم نیوبیت با برش بلوری ۱۲۸ درجه در صفحه YX دارای سرعت انتشار ۴۰۰۰ متر بر ثانیه و ضریب

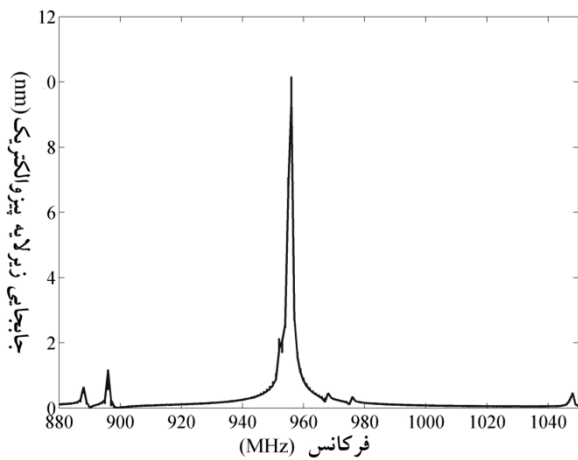
<sup>30</sup>Metalization Ratio

<sup>31</sup>Cauchy's Stress Tensor

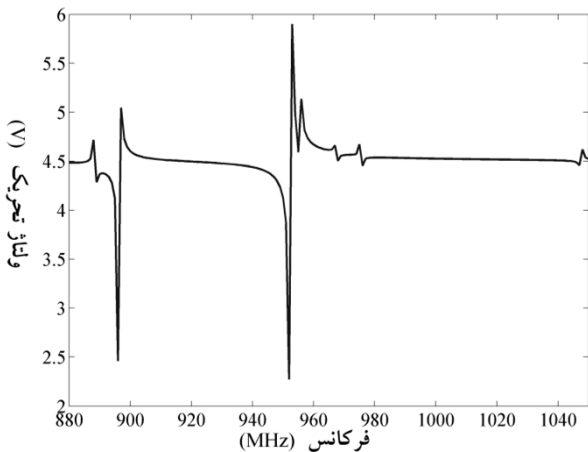




شکل (۱۰)- بیشینه جابه‌جایی بر حسب نانومتر زیرلایه در اثر تحریک آن با موج الکترومغناطیس کدشده در فرکانس مرکزی ۹۵۶ مگاهرتز



شکل (۱۱)- نمودار جابه‌جایی زیرلایه پیزوالکتریک بر حسب فرکانس



شکل (۱۲)- ولتاژ تحریک تولید شده در فرکانس ۹۵۶ مگاهرتز

این جابه‌جایی در دیافراگم رسانا و همچنین باز و بسته شدن میکرو کانال‌های ورودی و خروجی میکروپمپ موجب آزادسازی سیال یا دارو از محفظه آن می‌شود.

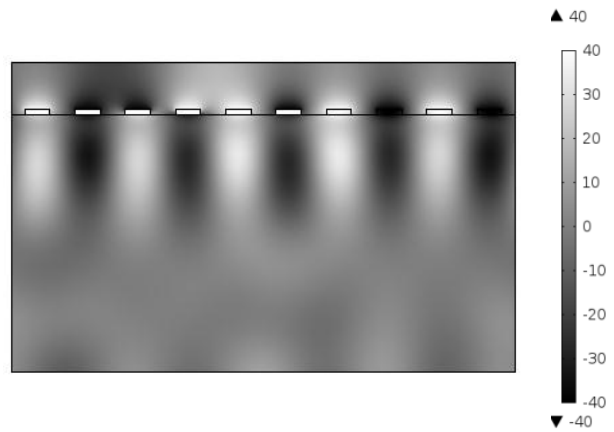
پیزوالکتریک به روشنی مشاهده می‌شود:

$$\sigma = T = c \cdot \nabla_s u + e \cdot \nabla V \quad (10)$$

$$D = e \cdot \nabla_s u - \epsilon \cdot \nabla V \quad (11)$$

که در آن  $\nabla_s u$  گرادیان جابه‌جایی سطحی پیزوالکتریک است.

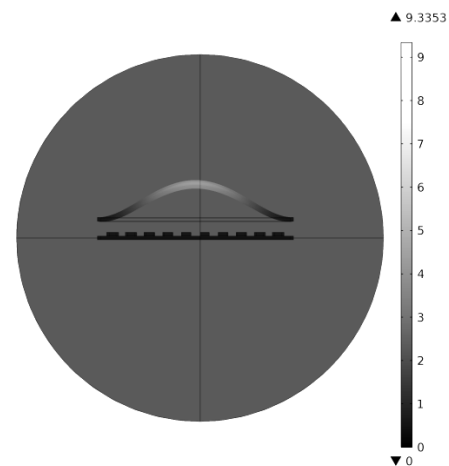
پس از انجام همبستگی صحیح موج الکترومغناطیس کدشده و الگوی جایگذاری شده IDT خروجی - که در شکل (۹) مشاهده می‌شود- تحریک انجام می‌شود. شکل (۱۰) بیشینه جابه‌جایی را نشان می‌دهد که بر اثر تحریک زیرلایه پیزوالکتریک در فرکانس مرکزی ۹۵۶ مگاهرتز بدست آمد. در شکل (۱۱) نمودار جابه‌جایی نانومتری زیرلایه پیزوالکتریک بر حسب فرکانس رسم شده است که نشان‌دهنده بیشینه جابه‌جایی در فرکانس مرکزی فیلتر SAW است. نمودار جابه‌جایی بیانگر این موضوع است که فقط در فرکانس ۹۵۶ مگاهرتز حداکثر ولتاژ تحریک وجود خواهد داشت که در شکل (۱۲) مشاهده می‌شود. این ولتاژ تولید شده در نهایت باعث جابه‌جایی ۹/۳۳۵۳ نانومتری دیافراگم رسانای میکروپمپ می‌شود که در شکل (۱۳) مشاهده می‌شود.



شکل (۹)- موج الکترومغناطیس کدشده بر روی IDT خروجی در حالت همبستگی صحیح

acoustic streaming in flexural plate wave micropumps; *Sensors and Actuators*, 2000; 79(2): 115-112.

- [4] Kaajakari V., Sathaye A., Lal A., A frequency addressable ultrasonic microfluidic actuator array; in *Proc. of 11th International Conference on Solid State Sensors and Actuators Transducers01/Eurosensors XV*, 2011; pp. 958-96.
- [5] Cao L., Mantell S., Polla D., Implantable medical drug delivery systems using microelectromechanical systems technology; in *Proceeding Of the 1st International Conference on Microtechnologies in Medicine and Biology*, 2000; pp. 487-490.
- [6] Tikka A.C., Al-Sarawi S.F., Abbott D., A Remotely Interrogatable Passive Microactuator using SAW Correlation; *IEEE Proceeding, 3rd International Conference on Sensing Technology*, Tainan, Taiwan, Nov. 30 - Dec. 3, 2008.
- [7] Pararas E.E.L., Borkholder D.A., Borenstein J.T., *Microsystems technologies for drug delivery to the inner ear*; *Advanced Drug Delivery Reviews*, Elsevier, 2012.
- [8] Hamie A.H., Ghafar-Zadeh E., Sawan M., An Implantable Micropump Prototype for Focal Drug Delivery; *Proceeding of IEEE international symposium on medical measurements and application*, 2013.
- [9] Kasaei Kopaei M., Mehdizadeh A., Ranasinghe D.C., Al-Sarawi S., A Novel Hybrid Approach for Wireless Powering of Biomedical Implants; *Proceeding of IEEE international conference of intelligent sensor, sensor networks and information processing*, 2013.
- [10] Tikka A.C., Al-Sarawi S., Abbott D., Wong M.S.K., Schutzm J.D., Improving the Security and Actuation of Wireless Controlled Microvalve; *Proc. of SPIE Smart Structures, Devices, and Systems III*, 2007; 6414, 64140U.
- [11] Campbell C.K., *Surface acoustic wave devices for mobile and wireless communications: Access Online via Elsevier*, 1998.
- [12] Brocato R.W., *Programmable SAW Development*, Sandia Report: Sandia National Laboratories, 2004.
- [13] Abramov Y., *Super-Wideband High Bit-Rate SAW Correlator*; *Ultrasonic Symposium*, IEEE, 2005; Rotterdam-The Netherlands.
- [14] Hribšek M., *Surface Acoustic Wave Devices in Communications*; *Scientific Technical Review*, 2008; LVIII(2): 44-50.
- [15] Wilson W.C., Atkinson G.M., *Rapid SAW Sensor Development Tools*; *Conference on Fly-by-Wireless for Aerospace Vehicles*, Grapevine United State, 2007.



شکل (۱۳) - جابه‌جایی نانومتری دیافراگم رسانای میکروپمپ بر اثر نیروی الکترواستاتیک تولید شده از زیرلایه پیزوالکتریک

## ۶- نتیجه‌گیری

یک کنترل کننده بی‌سیم میکروپمپ در فرکانس تحریک ۹۵۶ مگاهرتز طراحی و شبیه‌سازی شد. اساس عملکرد قطعه و همچنین کارایی همبسته‌کننده SAW بررسی شد و شرح داده شد. امنیت قطعه با توالی ۵ بیتی کد بارکر فراهم شد. در فرکانس عملکرد، SNR قطعه ۲۶/۵۲۵ دسی‌بل محاسبه شد. با کوچک‌تر شدن اندازه قطعه و طول آنتن، حداقل تلفات جایگذاری ۲/۱۶۶ دسی‌بل بدست آمد. پهنای باند قطعه ۱۶۰ مگاهرتز محاسبه شد. نتایج شبیه‌سازی اجزای محدود قطعه نشان می‌دهد که ولتاژ تحریک تابعی از سیگنال گذشته ورودی است و حداکثر ولتاژ با دامنه ۵/۸ ولت فقط در فرکانس مرکزی فیلتر SAW تولید می‌شود. این مقدار ولتاژ تحریک باعث جابه‌جایی ۹/۳۳۵۳ نانومتر در دیافراگم میکروپمپ می‌شود.

## ۷- مراجع

- [1] Jones I., Ricciardi L., Hall L., Hansen H., Varadan V., Bertram C., Maddocks S., Enderling S., Saint D., Al-Sarawi S., Abbott D., *Wireless RF communication in biomedical application*; *Smart Materials and Structures*, 2008; 17(2): 1-10.
- [2] Yu H., Kwon J., Kim E., *Microfluidic mixer and transporter based on pzt self-focusing acoustic transducers*; *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2006; 15(4): 1015-1024.
- [3] Nguyen N., Meng A., Black J., White R., *Integrated flow sensor for in situ measurement and control of*