

ارائه و بررسی روش‌های طراحی شبکه تطبیق امپدانس الکترومکانیکی مبدل‌های پیزوالکتریک در سونار و سامانه‌های الکتروصوتی

محمد رضا پالوج^۱، محمد حسین قزل‌ایاغ^۲

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد دانشگاه جامع امام حسین علیه‌السلام و مربی دانشگاه افسری و تربیت پاسداری امام حسین علیه‌السلام

۲- عضو هیات علمی دانشگاه جامع امام حسین علیه‌السلام

چکیده

هر خط انتقال الکتریکی که شامل انتقال توان یا سیگنال الکتریکی باشد، نیاز به تطبیق پارامترهای الکتریکی بین طبقات مختلف مثل راه‌انداز^۱، منبع، کابل، الکترونیک فرستنده و گیرنده و امان فرستنده و گیرنده مثل آنتن یا مبدل^۲ سیگنال، دارد؛ چرا که انتقال حداکثر توان و حفظ سیگنال انتقالی به لحاظ دامنه و شکل موج، در بین طبقات یک هدف اساسی می‌باشد. در طراحی مدار یا شبکه تطبیق امپدانس الکتریکی^۳ (EIMN) برای حسگرهای پیزوالکتریک، عملگرها^۴ و مبدل‌ها نیاز به بررسی دقیق فرکانس‌های کار، امپدانس فرستنده یا گیرنده، منبع تغذیه یا امپدانس راه‌انداز و امپدانس الکترونیک گیرنده و نیز تحلیل پارامترهای مؤثر بر آن‌ها دارد. در این مقاله، آخرین و پرکاربردترین روش‌ها و عوامل مؤثر تطبیق امپدانس حسگرها و مبدل‌های پیزوالکتریک تحت بررسی در دنیا که بر اساس آن کارهای اجرایی انجام شده و با توجه ویژه به مقالاتی که بر اساس نتایج عملی مکتوب شده است، ارائه شده و مورد بررسی و تحلیل قرار گرفته است. همچنین، مدارهای معادل پر کاربرد و معروف پیزوالکتریک، انتخاب هر یک، انواع روش‌های تطبیق امپدانس، معرفی برخی از نرم‌افزارهای مورد استفاده در این مبحث در بین بخش‌ها معرفی و عوامل کاری و محیطی مؤثر و بیشتر بررسی شده، تشریح و ارائه خواهد شد.

کلیدواژه

شبکه تطبیق امپدانس، مدار معادل پیزوالکتریک، مبدل‌های پیزوالکتریک، سونار و اکوستیک

Presenting and reviewing network design methods for electromechanical impedance matching of piezoelectric converters in sonar and electro-audio systems

M.r. palooj, M.h. Ghazal ayyagh

Abstract

Any electrical transmission line that includes power transmission or electrical signal requires the matching of electrical parameters between different classes such as driver, source, cable, transmitter and receiver electronics, and transmitter and receiver elements such as antenna or signal converter; Because the transmission of maximum power and maintenance of the transmission signal in terms of amplitude and waveform, is a basic goal among the classes. In designing an electrical impedance matching circuit or network (EIMN) for piezoelectric sensors, actuators and converters requires careful consideration of operating frequencies, transmitter or receiver impedance, power supply or driver impedance, and receiver electronic impedance, as well as analysis of parameters affecting them. In this article, the latest and most widely used methods and effective factors for matching the impedance of sensors and piezoelectric converters under study in the world, based on which executive work has been done and with special attention to articles written based on practical results, are presented and studied. Has been analyzed. Also, the most widely used and well-known piezoelectric equivalent circuits, the selection of each, the types of impedance matching methods, the introduction of some of the software used in this topic are introduced between the sections and effective and more studied working and environmental factors will be explained and presented.

Keywords

Impedance matching network, piezoelectric equivalent circuit, piezoelectric transducer, sonar and acoustic

^۱ driver

^۲ transducer

^۳ electric impedance matching network

^۴ actuator

سیستم و بهبود اعوجاج شکل موج منتقل شده شود [1,3,4].

ذاتاً، مبدل‌های پیزوالکتریک باریک باند هستند، به همین دلیل پاسخ گسترده‌ای را در فرکانس‌های تشدید نشان می‌دهند. بسیاری از برنامه‌های کاربردی که در مثال‌های فوق ذکر شد، به یک عملیات پهن‌بند نیاز دارند. تطبیق امپدانس صوتی (AIM) عملکرد باند باریک را بهبود می‌بخشد، اما امپدانس الکتریکی را افزایش می‌دهد. چنین امپدانس الکتریکی بالایی منجر به عدم تطبیق امپدانس بین مبدل و دستگاه رابط مانند راه‌انداز یا دستگاه جمع‌آوری داده می‌شود. عدم تطبیق باعث از دست رفتن دامنه سیگنال و شکل موج می‌شود که نسبت سیگنال به نویز (SNR) را کاهش داده و شکل موج اصلی را خراب می‌کند [1,2].

در حال حاضر، سرعت بالای ارتباطات صوتی زیر آب و فناوری تشخیص از راه دور زیر آب به سرعت توسعه یافته است. فناوری سیگنال پهن‌بند به‌طور گسترده در تجهیزات سونار استفاده می‌شود. مبدل پهن‌بند و سیستم انتقال پهن‌بند به بخش مهمی از سیستم سونار تبدیل شده است، نحوه گسترش پهنای باند فرکانس کاری و اطمینان از شکل موج با اعوجاج کمتر، به یک فناوری کلیدی تبدیل شده است. در برخی از تجهیزات سونار که با باتری کار می‌کنند، مانند بویه‌های صوتی زیر آب، سونار ارتباطی قابل حمل که دارای انرژی محدودی است، به سیستم انتقال توان با کارایی بالا نیاز دارند؛ بنابراین سیستم انتقال واقعی در تجهیزات سونار نه‌تنها دارای پاسخ فرکانس مسطح است بلکه دارای ضریب توان بالاتر و شکل موج ایده‌آل است [3].

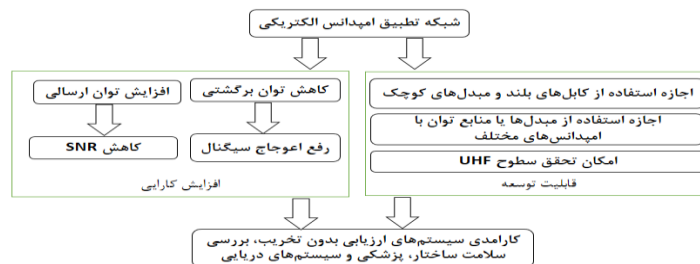
لازم به ذکر است که انتخاب مناسب پارامترهای مبدل مانند هندسه، طراحی الکتروود و خصوصیات مواد در مرحله طراحی، محل و نحوه نصب، خود منجر به تطبیق امپدانس الکتریکی بسیار بهینه‌شده با بازده‌های انتقال قدرت زیاد می‌شود [1,3,5]. اما ما در اینجا به مباحث طراحی و نصب فیزیکی مبدل‌ها نمی‌پردازیم.

دستگاه‌های ساخته‌شده از مواد پیزوالکتریک فعالیت‌های راه‌اندازی و حسگری را انجام می‌دهند که طیف گسترده‌ای از کاربردها را پوشش می‌دهد. آنها در گروه مواد هوشمند^۵ قرار می‌گیرند و ماده اصلی ساخت مبدل‌ها، حسگرها، عملگرها و ساختارهای هوشمند را شامل می‌شوند. برخی از کاربردها فقط به طراحی مناسب حسگر یا راه‌انداز نیاز دارند، به‌عنوان مثال زنگ اخبار، حسگرهای لمسی، سنسورهای ارتعاشی و اندازه‌گیری فاصله؛ دلیل کم‌اهمیت بودن بازده انرژی و سایر نیازهای با دقت کم، شکل موج سیگنال، مکان استفاده و میزان اهمیت کاربرد است. برخی دستگاه‌ها با کاربردهایی مانند سونار دریایی (مثل ارتباطات زیرسطحی یا شناسایی اهداف، ماهی‌ها و فواصل در زیر آب)، سلامت ساختاری (SHM) (مثلاً ساختار بدنه شناورها، هواپیما یا پل‌ها و مانند آن)، نظارت بر وضعیت عملکرد، ارزیابی بدون تخریب (NDE) و تصویربرداری پزشکی، [1,3,4,5,7,10,11,12] با توجه به اهمیت وظایفی که به عهده دارند، با توجه به عملکرد مجموعه سیستم طراحی می‌شوند [1].

عدم تطبیق الکتریکی بین پیزوالکتریک در مبدل و منبع سیگنال راه‌انداز یک مشکل رایج است و منجر به انعکاس الکتریکی (توان بازگشتی) زیاد، بازده انرژی کم و کارکرد با تلفات اجزای داخلی منبع سیگنال راه‌انداز (یا طبقه تقویت‌کننده توان) می‌شود. همچنین در سیستم سونار، توان غیرفعال بالایی ایجاد می‌کند که ناشی از ویژگی‌های خازنی داخلی است؛ بنابراین بازده تقویت‌کننده توان بسیار کاهش می‌یابد. تطبیق امپدانس خروجی فرستنده که الکترونیک را به یک مبدل هدایت می‌کند، انتقال توان را به حداکثر می‌رساند و منجر به نرخ سیگنال به نویز (SNR) بهتر، تفکیک‌پذیری فضایی (فاصله) و نرخ کنتراست به نویز (CNR) بهتر می‌شود؛ در واقع مدار تطبیق می‌تواند باعث کاهش اتلاف انرژی تقویت‌کننده توان، افزایش پهنای باند

^۵ Smart materials

شکل ۱، مزایای استفاده از شبکه تطبیق امپدانس را در یک جدول آورده است [1].



شکل ۱- مزایای استفاده از شبکه‌های تطبیق امپدانس الکتریکی

network و BVD بدون نیاز به پارامترهای فیزیکی فقط به امپدانس و ادمیتانس نیاز دارند. از اجزای یکپارچه استفاده می‌شود که المان‌های آنها ساده است. این مدل‌های مدار معادل با یک EIMN خاص ترکیب شده و یک مبدل آلتراسونیک تطبیق یافته را شبیه‌سازی می‌کنند [1].

در اینجا به سه مدل پرکاربرد اشاره می‌کنیم. در بخش‌های دیگر مقاله با چند مدل ساده‌شده‌ی دیگر نیز آشنا خواهیم شد.

۱-۲- مدل مدار معادل BVD

۱-۲-۱- مدل BVD تک فرکانس

یک مدل BVD تک فرکانس، مدار معادل یک مبدل با فرکانس رزونانس تکی را همان‌طور که در شکل ۲ نشان داده شده تشکیل می‌دهد. این مدل شامل یک مقاومت R_{SE} (تلفات مکانیکی و انتشاری) و یک خازن کلمپ C_0 (خازن معادل ناشی از عناصر و کابل‌های پیزوالکتریک، اتصالات و غیره) به عنوان اجزای واحد؛ اجزای دیگر خازن C_{SE} و سلف L_{SE} عملکرد تشدید مبدل را مدل می‌کنند؛ در واقع C_0 بخش الکتریکی و مابقی شاخه مکانیکی مدار هستند [1,7,9,10,13,14,15,16]. امپدانس به ترتیب با فرکانس‌های تشدید سری و موازی ω_{SE} و ω_{PA} نشان داده می‌شود.

مشکل عدم تطبیق در فرکانس‌های بالاتر جدی‌تر است [1,3,5,8] و حتی در فرکانس‌های پایین اغلب نیاز به عملیات تطبیق نمی‌باشد [1].

۲- مدارهای معادل

در میان چندین روش برای تجزیه و تحلیل مبدل‌های پیزوالکتریک، مدار الکترومکانیکی معادل یکی از محبوب‌ترین‌ها است [2]. زیرا فرایند عملیات تطبیق بین مبدل با طبقات دیگر آن و همچنین طراحی مدار یا شبکه تطبیق مربوطه، کاملاً الکترونیکی است.

مبدل پیزوالکتریک به عنوان یک بخش الکترومکانیکی به صورت یک مدار معادل برای اجرای طراحی EIMN مدل‌سازی می‌شود. مدل‌های Redwood, Mason, Butterworth-Van Dyke (BVD) و network, KLM و برخی روش‌های مستقل و یا ساده‌شده‌ی دیگر [1-16] به عنوان مدارهای معادل برای مبدل پیزوالکتریک اغلب مورد استفاده قرار می‌گیرند. مدل با توجه به داده‌ها، کاربرد و نوع سیستم مانند پالسی یا پیوسته انتخاب می‌شود. مدل KLM به پارامترهای فیزیکی مبدل‌ها مانند اندازه، ضخامت، اتصال، یا مواد کوپل نیاز دارد. معادلات توصیف تلفات مدار تطبیق افزوده شده و اکو-پالس را می‌توان با مدل KLM به دست آورد. این به عنوان یک رویکرد بصری برای بهینه‌سازی کارکرد مبدل عمل می‌کند. از پورت الکتریکی برای تطبیق الکتریکی استفاده می‌شود. نرم‌افزار PiezoCAD بر اساس این مدل ساخته شده است و به‌طور گسترده‌ای در طراحی مبدل استفاده شده است. درحالی‌که

$$Z_{SE} = \frac{1}{\omega C_0} \frac{(\omega_{SE}^2 - \omega^2) + j \frac{R_{SE}}{L_{SE}} \omega}{-\frac{R_{SE}}{L_{SE}} \omega + j(\omega_{PA}^2 - \omega^2)} \quad (1)$$

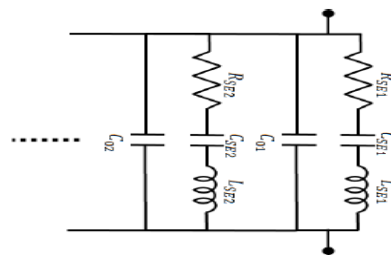
که $\omega = 2\pi f$ فرکانس زاویه‌ای است، $\omega_{PA}^2 = \frac{(C_{SE} + C_0)}{L_{SE} C_{SE} C_0}$ ، $\omega_{SE}^2 = \frac{1}{L_{SE} C_{SE}}$ ،

یک مدار معادل مبدل تشدید چند فرکانس با اتصال مدارهای معادل فرکانس تشدید چندگانه به صورت موازی نشان داده می‌شود، همان‌طور که در شکل ۳ نشان داده شده است. ادمیتانس یک مدل BVD گسترده Y_{EBVD} که با اتصال موازی تشکیل شده است، مجموع ادمیتانس‌های مدارهای تک فرکانس BVD است که Y_i از رابطه زیر به دست می‌آید [3]:

$$Y_{EBVD} = \sum_{i=0}^n Y_i(R_{Mci}, L_{Mci}, C_{Mci}, C_{0i}) \quad (2)$$

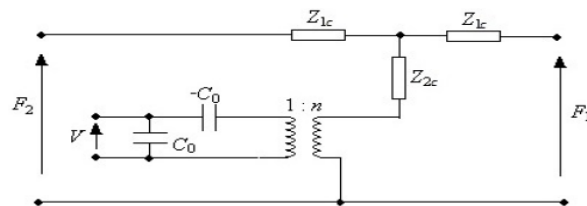
که در آن ادمیتانس مدار سیگنال BVD بصورت زیر است:

$$Y_i = \frac{j\omega^2 C_{Mci} R_{Mci} C_{0i} - \omega C_{0i} (\omega^2 L_{Mci} C_{Mci} - 1) + \omega C_{Mci}}{R_{Mci} \omega C_{Mci} + j(\omega^2 L_{Mci} C_{Mci} - 1)} \quad (3)$$



شکل ۳- مدل الکتریکی BVD برای نشان دادن مدار معادل مبدل فرکانس تشدید چندگانه [1,9,10,13,14,15].

مدار معادل میسون غالباً بر مبنای شکل هندسی و حالت فیزیکی مورد استفاده قرار می‌گیرد. شکل ۴ یک مدار معادل میسون حالت بی‌باری را نشان می‌دهد.



شکل ۴- مدار معادل میسون برای صفحه سرامیکی پیزوالکتریک در حالت ضخامت [2,11].

پیزوالکتریک هستند، تعریف می‌شود. امپدانس مشخصه Z_c $\rho \cdot v \cdot A$ است [2].

اجزای مدار نشان داده شده در شکل ۱ با معادلات ۱ تا ۳ تشریح می‌شوند:

یک حلقه پیزوالکتریک با ضخامت L و مساحت سطح A در نظر گرفته شد. وقتی در شرایط بدون تلفات است، سرامیک دارای خصوصیات فیزیکی است که به صورت $\rho; v$ ؛ c_{33}^D و h_{33} به ترتیب ضرایب سرعت، چگالی و الاستیک موج انتشار، دی‌الکتریک (با فشار صفر) و

$$Z_{1C} = jZ_C \tan(kl/2) \quad (1)$$

$$Z_{2C} = -jZ_C \csc(kl) \quad (2)$$

$$n = h_{33}C_0 \quad (3)$$

$k=\omega/v$ [m⁻¹] و ω فرکانس زاویه‌ای، h_{33} ضریب پیزوالکتریک و C_0 خازن ذاتی پیزوالکتریک سرامیک است که از رابطه ۴ به دست می‌آید:

$$C_0 = \epsilon_{33}^S A / l \quad (4)$$

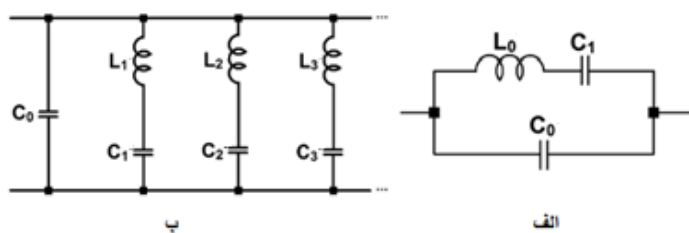
همچنین، V ولتاژ اعمال شده به الکترودهای مبدل و I جریان از طریق مبدل است. F_1 و F_2 نیروهایی هستند که روی سطوح صاف عقب و جلوی سرامیک وارد می‌شوند.

۲-۳- مدار معادل sherit

مدل BVD برای یک پیزوالکتریک مانند شکل ۲ دارای یک مقاومت، سلف و خازن به صورت سری (RLC) است که با یک خازن C_0 موازی می‌شوند و برای گسترش آن وی پیشنهاد کرد مدل را با داشتن چندین مدار RLC به طور

در جدول ۱ پارامترهای مربوط به مدارهای معادل BVD و sherit برای مثال‌های با کیفیت بالا و پایین آورده شده است [13].

پیشنهاد کرد مدل را با داشتن چندین مدار RLC به طور



شکل ۵- (الف) مدل شریت تکی (منفرد) (ب) مدل شریت چند رزونانس

به استثنای تشدیدهای مرتبه بالاتر که در راه حل تحلیلی دیده می‌شوند [13].

محاسباتی که هاگمن [13] فقط برای مثال high-Q ارائه نموده است نشان می‌دهد مقاومت برای مدار معادل Sherrit، به استثنای موارد رزونانس مرتبه بالاتر با راه حل تحلیلی سازگار است. باین حال، در شرایطی که مدل BVD در نزدیکی رزونانس اول دقیق است، مقاومت در بالا و پایین رزونانس بسیار کوچک است. (زیرا مقاومت در زیر تک رزونانس تقریباً ثابت می‌ماند چراکه جریان بین C_0 و C_{SE} تقسیم می‌شود و تنها تلفات در مقاومت R_{SE} است که با C_{SE} در یک سری قرار دارد. مدل BVD نیز بیش از رزونانس نادرست است که در آن سلف L_{SE} باعث می‌شود بخش بیشتری از جریان به جای مقاومت R_{SE} از خازن C_0 عبور کند). راکتانس محاسبه شده نیز برای مدارهای معادل BVD و Sherrit با معادله امپدانس، مطابقت دارد،

جدول ۱- پارامترهای مدار برای مدل‌های مدار معادل (تأیید شده برای رزونانس اول)

مدل	المان	High-Q (Q=100)	Low-Q (Q=10)
	C_0, F	1.95×10^{-9}	1.94×10^{-9}
	C_{SE}, F	4.77×10^{-10}	4.99×10^{-10}
	L_{SE}, H	5.54×10^{-5}	5.42×10^{-5}
	R_{SE}, Ω	3.83	37.7
	C_0, F	$1.95 \times 10^{-9/1.20^\circ}$	$1.95 \times 10^{-9/1.42^\circ}$
	C_1, F	$4.76 \times 10^{-10/2.69^\circ}$	$4.71 \times 10^{-10/9.59^\circ}$
	L_1, H	$5.55 \times 10^{-5/1.82^\circ}$	$5.98 \times 10^{-5/21.9^\circ}$

طولانی می‌تواند تأخیر قابل توجهی ایجاد کند که باعث خطا در اندازه‌گیری ضخامت و فاصله می‌شود [1,6].

۳-۲- اثر بار- امپدانس الکتریکی سرامیک‌های پیزوالکتریک تحت بارهای صوتی

امپدانس الکتریکی سرامیک‌های پیزوالکتریک تحت تأثیر تغییرات بار صوتی آن است. این یک وضعیت بسیار معمول برای کاربردهای التراسونیک قدرت در پزشکی است. همچنین در سونارهای دریایی تغییرات عمق و یا چگالی آب در واقع تغییرات بار در خروجی پیزوالکتریک محسوب می‌شوند. امپدانس الکتریکی سرامیک با ویژگی‌های بار صوتی تغییر می‌کند، در نتیجه رزونانس‌های جدید ایجاد می‌شود و ضریب اتصال الکترومکانیکی تغییر می‌یابد. مدارهای الکترونیکی راه‌انداز برای مبدل‌های پیزوالکتریک باید بتوانند در صورت تغییر بار صوتی، فرکانس‌ها را به صورت پویا تنظیم کنند [2].

در تشدید، سطح مبدل، با حداکثر دامنه ارتعاش می‌کند و تبدیل انرژی کارآمدتر می‌شود. هر زمان که خصوصیات فیزیکی سیستم الکترو صوتی تغییر کند، یک تنظیم مؤثر کم یا زیاد و عدم بازدهی رخ دهد. تغییرات فیزیکی در محیط انتشار در بیشتر کاربردهای صوتی بسیار رایج است. رفتار امپدانس الکتریکی معمول مبدل‌های پیزوالکتریک در مجاورت رزونانس با تغییرات ناگهانی روبرو می‌شود. در کل سیستم، این تغییرات اغلب باعث عدم تطبیق بین مبدل و مدار الکترونیکی راه‌انداز می‌شود. تغییرات عمق یا چگالی کاربردهای دریایی یا پزشکی، رخ می‌دهد [2,11].

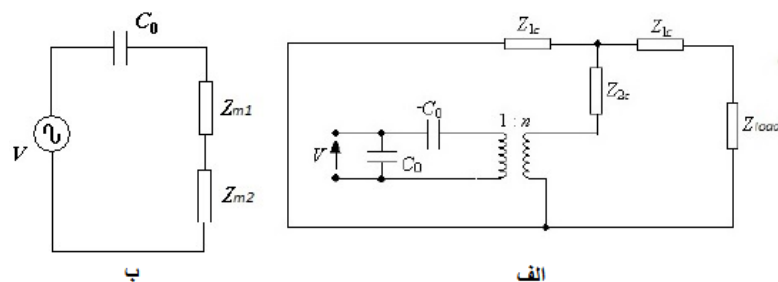
پورت ۲ به دلیل ارتعاش آزاد در هوا اتصال کوتاه دارد. مدار معادل کل سیستم در شکل ۶ (الف) نشان داده شده است:

۳-عوامل مؤثر

بسیار مشهور است که مبدل‌های پیزوالکتریک دستگاه تشدید هستند. فرکانس‌های تشدید آنها به عوامل زیادی از جمله طول کابل [1]، تغییر بار [2]، تغییرات دما [9]، شکل، اندازه و اجزای راکتیو اضافی وابسته است. هنگامی که فرکانس تشدید مبدل پیزوالکتریک تغییر می‌کند، ردیابی فرکانس کار برای مبدل برای دستیابی به حالت کار مطلوب ضروری است [3,7]. در اینجا مهم‌ترین این عوامل اشاره می‌شود.

۳-۱- اثر مدل‌سازی کابل بر عملکرد مبدل

میرایی در فرکانس‌های بالا به‌طور قابل توجهی افزایش می‌یابد و شدت سیگنال را کاهش می‌دهد. سیگنال‌ها خیلی تحت تأثیر کابل‌ها قرار نمی‌گیرند؛ بنابراین، محققان به‌ندرت تأثیر کابل‌ها را بر عملکرد گزارش کرده‌اند؛ اما در کاربردهای فرکانس‌های بالا یا کابل‌های طولانی‌تر تلفات قابل توجهی در دامنه و طیف دیده می‌شود. با کاهش اندازه عنصر پیزوالکتریک، عدم تطبیق امپدانس الکتریکی بدتر می‌شود. برای مبدل‌های التراسونیک، کابل‌های بلند، اغلب در کاربردهای عملی مانند سوناری دریایی، انرژی هسته‌ای، هوافضا و پزشکی بیولوژیکی مورد نیاز است. کابل می‌تواند از دو طریق تأثیرگذار باشد: (۱) عدم تطابق امپدانس الکتریکی که باعث ایجاد انعکاس انرژی زیاد بین مبدل می‌شود و (۲) تضعیف زیاد کابل در بخش بالاتر طیف‌های فرکانسی [1]. میرایی کابل با طول کابل و فرکانس افزایش می‌یابد. طول کابل مقاومت را افزایش می‌دهد. علاوه بر این، فرکانس بالاتر به دلیل اثر پوست و زبری سطح باعث میرایی می‌شود. کابل



شکل ۶- (الف) مدار الکتریکی معادل مبدل تحت بار (ب) ارتباط سریال امپدانس مدار الکتریکی معادل مبدل تحت بار

امپدانس الکتریکی «دیده شده» از پورت الکتریکی مبدل:

$$Z = X_{C0} + Z_{m1} + Z_{m2} \quad (5)$$

K ضریب اتصال الکترومکانیکی استاتیک است:

$$K^2 = \frac{h_{33}^2 \epsilon_{33}^S}{C_{33}^D} \quad (6)$$

$$Z_{m1} = X_{C0} \left[K^2 \frac{\tan(kl)}{kl/2} \frac{Z_c \tan(kl/2)}{Z_c \tan(kl) + Z_a \tan(k_a l_a)} \right] \quad (7)$$

$$Z_{m2} = X_{C0} \left[K^2 \frac{\tan(kl)}{kl/2} \frac{(Z_a / 2) \tan(k_a l_a)}{Z_c \tan(kl) + Z_a \tan(k_a l_a)} \right] \quad (8)$$

$$X_{C0} = \frac{-j}{\omega C_0} \quad (9)$$

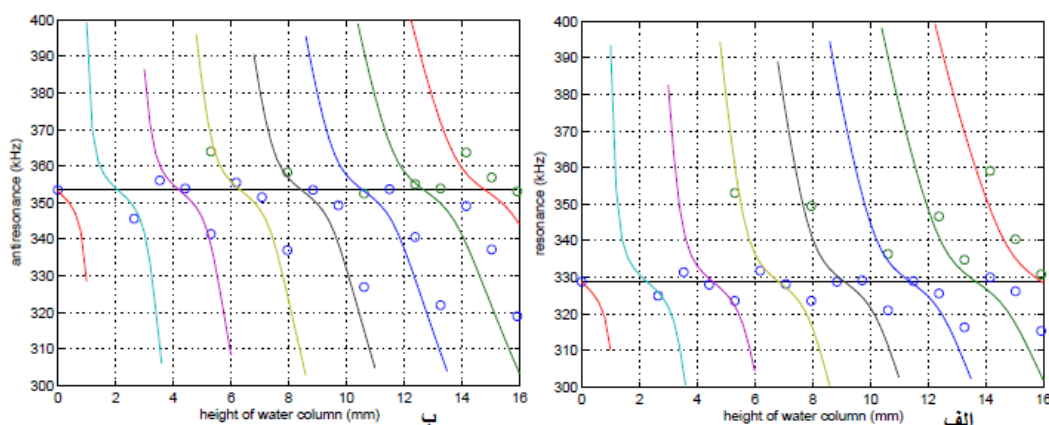
یک مدار الکتریکی سریال شامل C_0 ؛ Z_{m1} و Z_{m2} است در شکل ۶ (ب) نشان داده شده است. ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر k_{eff} از رابطه زیر به دست می آید:

$$k_{eff}^2 = 1 - \left(\frac{f_r}{f_a} \right)^2 \quad (10)$$

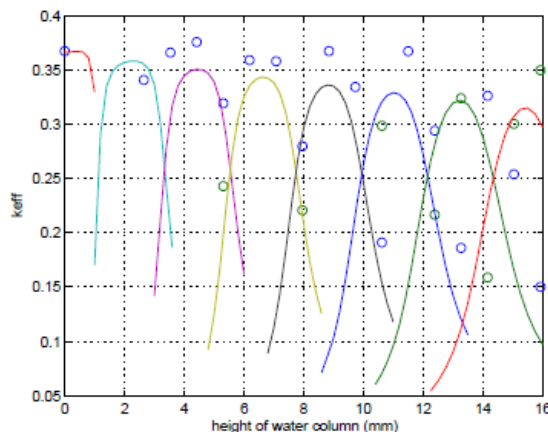
f_r فرکانس رزونانس برحسب HZ و f_a فرکانس ضد رزونانس برحسب HZ است.

در نمودارهای شکل ۷ و ۸ اثر بارگذاری حسب تغییر ارتفاع آب در یک آزمایش را مشاهده می کنید. حلقه پیزوالکتریک در وضعیت بی باری مکانیکی دارای تشدید و ضد تشدید به ترتیب در حدود ۳۲۸ و ۳۵۳ کیلوهرتز است. رفتار امپدانس در محدوده بین ۳۰۰ تا ۳۷۰ کیلوهرتز مشاهده شد. برای هر ارتفاع ستون آب، تشدیدها و ضد تشدیدها در طیف مناسب اندازه گیری شد [2].

ضریب اتصال الکترومکانیکی یک مقدار بدون بعد است که برای بیان سرعت تبدیل انرژی در فرایند پیزوالکتریک استفاده می شود. ضریب اتصال الکترومکانیکی استاتیک در تحقیقات محدود در مورد اشکال خاص کریستال های تحریک شده توسط سطح پایین میدان های الکتریکی و مکانیکی استفاده می شود. استفاده از این ضریب بدلیل در نظر داشتن خصوصیات مواد و اشکال هندسی مبدل ها است. [2,11]



شکل ۷- (الف) تشدید به صورت تابعی از ارتفاع ستون آب (ب) ضد تشدید به عنوان تابعی از ستون آب. خط افقی تشدید مرجع (۳۲۸/۷۴۳ کیلوهرتز) است؛ خط افقی تشدید ضد تشدید است (۳۵۳/۴۶۶ کیلوهرتز) [2].



شکل ۸- ضریب اتصال مؤثر الکترومکانیکی به عنوان تابع ارتفاع ستون آب. داده‌های آزمایشی به صورت ° علامت گذاری شده‌اند. نتایج محاسبه شده توسط خطوط پیوسته نشان داده می‌شوند. خط افقی مرجع K_{eff} (۰,۳۷) است [2].

می‌باشد که از آنها استفاده شده است. لذا تفکیک این بخش بیشتر بر مبنای کارهای انجام شده است تا روش‌های خاص؛ هر چند تلاش شده است تا این موضوع نیز لحاظ شود.

۴-۱- شبکه‌های تطبیق نوع T و نوع π برای پیزوالکتریک و کابل‌ها

ویوک [1] برای تطبیق امپدانس الکتریکی مبدل‌ها با کابل‌های بلند، شبکه‌های LC از نوع T و π نشان داده شده در شکل ۹ را ارائه می‌دهد. این روش شامل تعیین مقاومت معادل مبدل ویفر PZT (R_T) در رزونانس با استفاده از یک سلف موازی یا یک شبکه متقارن دوطرفه LC شامل یک سلف به صورت سری و یک خازن به‌طور موازی است [1]. با استفاده از تئوری خط انتقال یکنواخت امپدانس مشخصه یک خط تطبیق از رابطه ۱۱ بدست می‌آید:

$$Z_M = \sqrt{Z_C R_T} \quad (11)$$

که Z_C امپدانس مشخصه کابل است. اجزای شبکه‌های تطبیق LC نوع T و π استخراج شده و از روابط زیر داده می‌شود:

$$L_T = 0.1507 Z_M / f ; C_T = 0.1472 / Z_M f, \quad (12)$$

$$L_P = 0.1472 Z_M / f ; C_P = 0.1507 / Z_M f, \quad (13)$$

در واقع، با توجه به پنجره فرکانس‌ها، می‌توان دریافت که جابجایی‌های جفت تشدید و ضدتشدید به I_a (ارتفاع آب) بستگی دارد. هر جفت با محدوده بالا با K_{eff} کم به پنجره وارد می‌شود. با نزدیک شدن این جفت به رزونانس مرجع، K_{eff} افزایش می‌یابد؛ اما دوباره، در نزدیکی حد پایین تر از پنجره، K_{eff} کاهش می‌یابد. شکل ۸، K_{eff} را به عنوان تابعی از I_a نشان می‌دهد [2].

مشاهده می‌شود که تشدید یا ضد تشدید سرامیک پیزوالکتریک با افزایش بار، کاهش می‌یابد و جفت‌های تشدید یا ضد تشدید (و ضریب اتصال الکترومکانیکی مربوطه) بوجود می‌آیند؛ ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر هر تغییر رزونانس، مانند K_{eff} بالاتر، همیشه نزدیک رزونانس مرجع است؛ بنابراین در مدارهای راه‌اندازی پیزوسرامیک‌ها باید جابجایی فرکانس را در نظر بگیرند و برای ارائه بهترین رزونانس به دنبال k_{eff} بالاتر باشند [1,2,11].

۴- ارائه روش‌ها و کارهای اخیر انجام شده

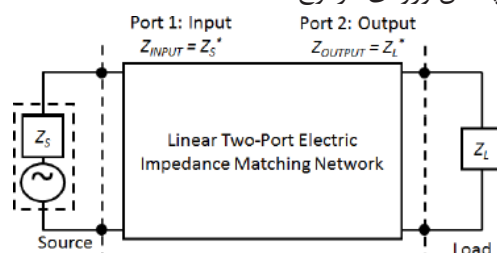
روش‌ها و کارهایی که در اینجا معرفی می‌کنیم، پرکاربردترین و جدیدترین روش‌های متداول در دنیا

که f فرکانس کار مبدل است. مدارها می‌توانند توان و راندمان انتقال را در کابل به طول ۲۰۰ متر ۵۲/۹ درصد و ۳۳/۶ درصد افزایش دهند [1].



شکل ۹- شبکه‌های تطبیق امپدانس برای کابل‌ها (الف) از نوع T و (ب) از نوع π [1]

در پورت یک به امپدانس منبع، در شکل ۱۰ نشان داده شده است. امپدانس پورت خروجی دو با امپدانس بار مزدوج است.



شکل ۱۰- بلوک دیاگرام شبکه دو پورت برای تطبیق امپدانس الکتریکی که تطبیق مختلط مزدوج از منبع و امپدانس بار را با دو پورت نشان می‌دهد.

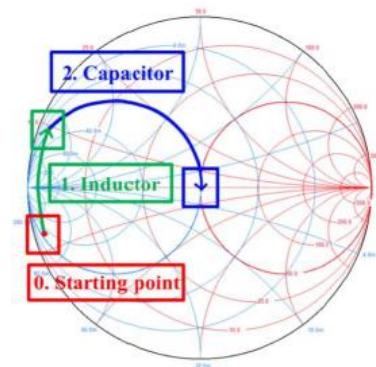
مدار دریافت یا حسگری به‌عنوان یک بار عمل می‌کند، اغلب دارای یک امپدانس 50Ω است که در مرکز نمودار اسمیت قرار دارد. منبع، مبدل التراسونیک است که به‌عنوان گیرنده کار می‌کند. نمودار اسمیت با انتقال امپدانس منبع به نقطه مرکزی با افزودن خازن‌ها و سلف‌ها به‌طور موازی یا سری، چنین شبکه‌ای را تنظیم می‌کند. یک خازن سری، نقطه امپدانس را در امتداد منحنی‌های رسانایی ثابت حرکت می‌دهد. مقادیر سلف و خازن وابسته به فرکانس باعث می‌شود که اجزای بیشتری برای افزایش پهنای باند اضافه شود. با این حال، افزودن اجزا منجر به کاهش ضریب کیفیت Q به‌دلیل مسیرهای کوتاه متصل به امپدانس مبدل و امپدانس مرکز نمودار اسمیت می‌شود. توپولوژی‌های مختلف شبکه می‌توانند این معیار را برآورده کنند، اما می‌توانند پهنای باند مختلفی داشته باشند. بنابراین، انتخاب نهایی EIMN مناسب نیاز به شبیه‌سازی رایانه‌ای دارد [1,8,16].

اگر امپدانس بار یک مزدوج مختلط از امپدانس منبع باشد، حداکثر توان از منبع به بار منتقل می‌شود. برای ایجاد این معیار، یک شبکه دو پورت، بصورت امپدانس ورودی مزدوج، اگر امپدانس بار یک مزدوج مختلط از امپدانس منبع باشد، حداکثر توان از منبع به بار منتقل می‌شود. برای ایجاد این معیار، یک شبکه دو پورت، بصورت امپدانس ورودی مزدوج

ابزارها و نرم‌افزارهای شبیه‌سازی به طراحی شبکه پیچیده برای مبدل‌های باند پهن کمک می‌کنند. این ابزارها بستری را برای مطالعه سازگاری و طراحی مجدد بدون هزینه زیاد فراهم می‌کنند، چرا که بدون استفاده از آنها و با طراحی واقعی، برای دستیابی به تطبیق مناسب هزینه‌های زیادی صرف می‌شود [1,8].

نمودارهای اسمیت یکی از این ابزارها است که EIMN های پهن‌بند را ترکیب می‌کنند که از طریق آن می‌توان بهره و پهنای باند را برای تطبیق مبدل شبیه‌سازی کرد. نمودار اسمیت از طریق Fritz Dellsperger و بسیاری دیگر در قالب یک نرم‌افزار تجاری در دسترس است. هم‌اکنون، برنامه Iowa Hills Software یک برنامه رایگان SmitChart Version 3.0 است. یک نسخه آنلاین از نمودار اسمیت نیز توسط Telestrian در دسترس قرار گرفته است [1]. در نرم‌افزار ADS نیز این نمودار در دسترس است نرم‌افزار spice نیز در برخی مقالات و کارها استفاده شده است اما نمودار اسمیت مستقیماً در آن نیامده است [1,4,8,11,16].

ویوک [1] یک روش تطبیق وقتی برای شبکه‌های تطبیق خازنی فقط برای کار با گیرنده‌های پیزوالکتریک برای تغییر بار دینامیک به‌طور مؤثر ارائه نموده است. وی گیرنده را به‌عنوان یک مدل تونن با ولتاژ مؤثر مدار باز $V_{oc} = 2(P_{av,ele} R_{piezo})^{0.5}$ نشان داد. از پل یکسوساز تمام موج تجاری به‌عنوان مدار بازبایی توان استفاده می‌شود. پارامترهای تطبیق وقتی بهینه در توان‌های مختلف بار از شبیه‌سازی‌های انجام شده با استفاده از سیستم طراحی پیشرفته (ADS) از Keysight بدست آمد. شبکه‌های تطبیق سری و L که در آنها Z_{in}' و Z_{piezo} مختلط مزدوج هستند، استفاده می‌شود. با تغییر P_{load} ، فرکانس عملکرد تنظیم می‌شود تا R_{piezo} نزدیک به R_{in} تغییر کند. قسمت سلفی باقی مانده Z_{piezo} با تنظیم خازن سری C_s در یک شبکه تطبیق سری مطابقت داده می‌شود. درحالی‌که شبکه L با خازن شنت اضافی برای تغییر R_{in} بر اساس توپولوژی و ضریب کیفیت، آزادی بیشتری می‌دهد. مقایسه $\eta_{implant}$ $= P_{load} / P_{acou}$ ، که توان صوتی نسبی است که در مقایسه با تطبیق سری تا ۲۰ درصد برای شبکه تطبیق L افزایش نشان می‌دهد. در مقایسه با سیستم تطبیق نشده، افزایش بازده ۵۰٪ مشاهده شد. شکل ۱۲ دامنه پیش‌بینی‌شده مود موج ساده حالت A_0 و S_0 را (به ترتیب بدون و با تطبیق) در ۰٫۳۵ مگاهرتز نشان می‌دهد. دامنه سیگنال دریافتی در ۰٫۳۵ مگاهرتز بیش از ۱۰۰٪ است [1].

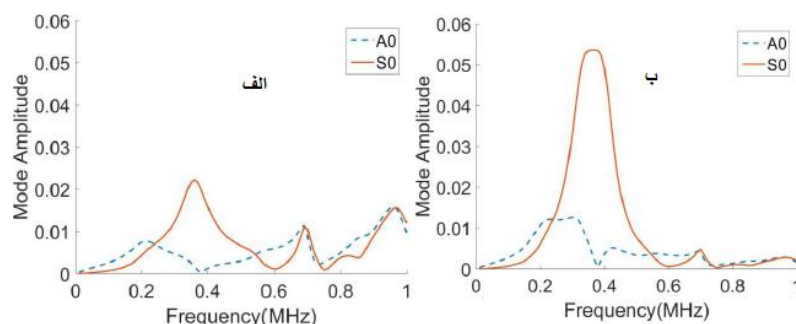


شکل ۱۱- روش طراحی EIMN با استفاده از نمودار اسمیت (نشان داده‌شده در سمت چپ) که در آن امپدانس الکتریکی ورودی مبدل اولتراسونیک با تنظیم مناسب مقادیر سلف و خازن و توپولوژی در فرکانس مرکز به سمت مرکز نمودار اسمیت منتقل می‌شود [1].

۴-۲- شبکه تطبیق با در نظر گرفتن بارهای متغیر

۴-۲-۱- تطبیق امپدانس مزدوج مختلط قابل تنظیم

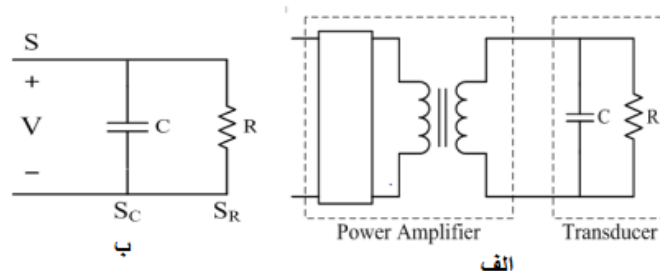
تبدیل صوت به الکتریسیته در گیرنده‌های اولتراسونیک کوچک نیاز به تکنیک‌های تطبیق وقتی^۶ به‌خصوص برای کاربرد در دستگاه‌های پزشکی با باتری دارد. اگرچه استفاده از مختلط مزدوج EIMN با مقدار ثابت اجزای الکتریکی مورد استفاده است، گیرنده توان باید با منبع برای طیف گسترده‌ای از بارهای دینامیک تنظیم شود. علاوه بر این، توانایی تنظیم فرکانس رزونانس برای بارهای مختلف باید در نظر گرفته شود. برای بهینه‌سازی کارایی گیرنده به دلیل تنوع زیاد بار، محاسبات مرتبه اول برای مدل‌سازی مدارهای بهبود غیرخطی توان در دسترس است که می‌تواند بازدهی بالاتر از ۸۰٪ داشته باشد [1].



شکل ۱۲- مود موج ساده پیش‌بینی‌شده دامنه‌های A_0 و S_0 با (الف) بدون شبکه تطبیق (ب) تطبیق با ۰٫۳۵ مگاهرتز [1].

۲-۲-۴- طراحی تطبیق وقتی (جبران اثر تغییرات فرکانس و ولتاژ)

در اینجا توپولوژی اساسی مدار تطبیق به نام مدار تطبیق وقتی ارائه شده است که اساساً از سلف متغیر تشکیل شده است. ابتدا مدار قدرت در محدوده توان و فرکانس مورد نظر

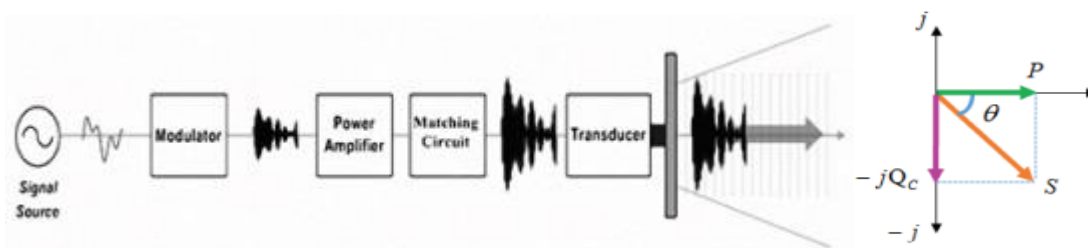


شکل ۱۳- (الف) مدار سیستم سونار (ب) مدار معادل مبدل سونار

$$s = S_C + S_R = -j\omega CV^2 + V^2/R \quad (14)$$

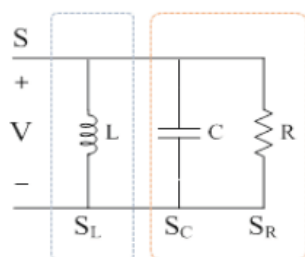
شکل ۱۴ (الف) یک توان ظاهری S را در سیستم مختصات مختلط نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود که هنگام کار با مبدل، توان راکتیو بالایی رخ می‌دهد. لذا در سیستم سونار، دستگاهی برای جبران توان راکتیو مورد نیاز است که همان مدار تطبیق است.

شکل ۱۳ (الف) تقویت‌کننده توان و مبدل را در سیستم سونار نشان می‌دهد. شکل ۱۳ (ب) مدار معادل ساده مبدل سونار را نشان می‌دهد. از آنجا که مبدل به‌طور موازی از خازن C و مقاومت R تشکیل شده است، ضریب توان به‌دلیل راکتانس مبدل بسیار کم است. توان ظاهری مبدل S ، مجموع بردار توان اکتیو (توان متوسط) و توان راکتیو است که توسط مؤلفه خازنی C و مقاومت R به آن کمک می‌کند و معادله آن به شرح زیر است.



شکل ۱۴- (الف) مثلث توان، (ب) بلوک دیاگرام سیستم سونار با مدار تطبیق [5]

مبدل جبران کرد، ضریب قدرت سیستم سونار جبران شده می‌تواند افزایش یابد [5].



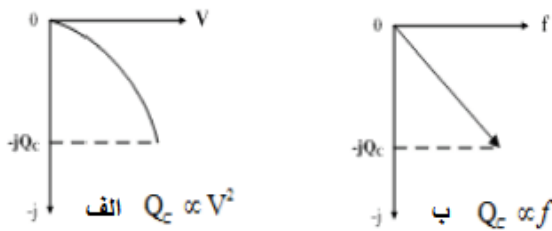
شکل ۱۵- سیستم سونار جبران شده کلی با مدار تطبیق الحاق شده

شکل ۱۴ (ب) نمودار بلوکی سیستم سونار را با مدار تطبیق نشان می‌دهد. بر اثر افزودن مدار تطبیق بین تقویت‌کننده توان و مبدل، راندمان و ضریب توان می‌تواند افزایش یابد [5].

شکل ۱۵ مبدل سونار تطبیق شده متشکل از مدار تطبیق L و مدار معادل مبدل را نشان می‌دهد. از آنجا که توان راکتیو خازن را می‌توان با افزودن سلف L در قسمت جلوی

$$S = S_L + S_C + S_R = j \frac{V^2}{\omega L} - j \omega C V^2 + \frac{V^2}{R} \quad (15)$$

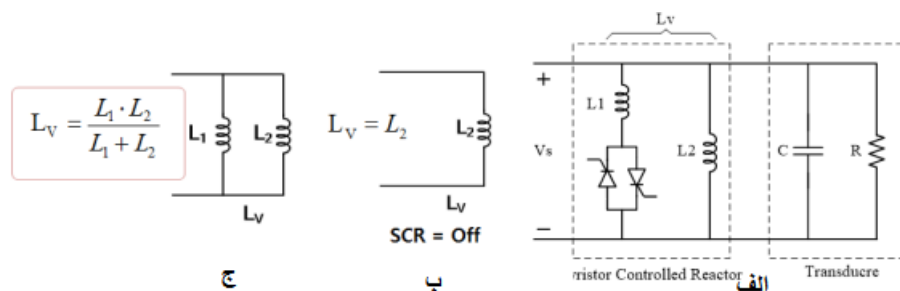
$$j \frac{V^2}{\omega L} - j \omega C V^2 = 0 \quad (16)$$



شکل ۱۶- رابطه بین توان راکتیو (Q) و (الف) ولتاژ و (ب) فرکانس

همانطور که در معادله (۱۶) نشان داده شده است، برای جبران توان راکتیو مبدل توسط مدار تطبیق، باید $Q_L = Q_C$ شود، یعنی $1/L\omega = C\omega$ باشد تا مجموع توان‌های راکتیو صفر شود.

با این حال، از آنجا که مدار تطبیق در شکل ۱۵ از یک سلف ثابت تشکیل شده است، مقدار سلف مدار تطبیق قابل تغییر نیست. بنابراین نمی‌تواند توان راکتیو متغیر مبدل را که با توجه به فرکانس تغییر می‌کند، جبران کند. برای حل این مشکل از راکتور کنترل شده تریستوری^۷ (TCR) در مدار تطبیق^{۱۷} و TCR استفاده می‌کنیم [5]. شکل ۱۷ (الف) مدار تطبیق TCR و مبدل را نشان می‌دهد که با استفاده از تریستور می‌تواند سلف مدار تطبیق را کنترل کند. TCR می‌تواند توان راکتیو را با وجود تغییرات فرکانس و ولتاژ جبران کند.



شکل ۱۷- (الف) مبدل و TCR (ب) TCR وقتی تریستور خاموش است. (ج) TCR وقتی تریستور خاموش است.

تریستور نشان می‌دهد که سلف L_1 به مدار وصل می‌شود؛ در این حالت، سلف TCR اتصال موازی L_1 و L_2 است. بنابراین، TCR می‌تواند با استفاده از تریستور، سلف معادل

معادله (۱۵) توان ظاهری S سیستم سونار جبران شده کلی متشکل از مدار تطبیق و مبدل در شکل ۱۵ است، همانطور که در رابطه (۱۵) نشان داده شده است، توان راکتیو توسط سلف L و خازن C در مدار تطبیق و مبدل جذب می‌شود. اگر هر دو مدار تطبیق و توان راکتیو مبدل معادله را برآورده کنند، بازده و ضریب توان تقویت کننده توان می‌تواند افزایش یابد. بنابراین، برای انتخاب مقدار L که معادله (۱۶) را برآورده می‌کند، باید توان راکتیو خازن مبدل را از قبل تخمین زد [5].

معادله توان ظاهری مبدل به صورت معادله (۱۷) بیان می‌شود.

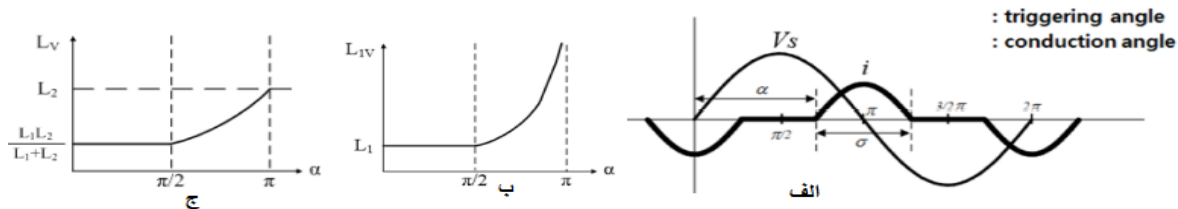
$$S = -jQ_C + P = -j\pi f C V^2 + \frac{V^2}{R} \quad (17)$$

همانطور که در معادله (۱۷) نشان داده شده است، توان راکتیو Q_C بسته به فرکانس f و ولتاژ منبع تعیین می‌شود. شکل ۱۶ توان راکتیو Q_C را با توجه به تغییر ولتاژ و فرکانس منبع نشان می‌دهد.

شکل ۱۷ (ب) TCR را هنگام خاموش کردن تریستور نشان می‌دهد. سلف L_1 تریستور خاموش است. بنابراین، سلف TCR، L_2 است. شکل ۱۷ (ج) TCR را هنگام روشن شدن

^۷ Thyristor Controlled Reactor

شکل ۱۸ (الف) شکل موج ولتاژ و جریان را با توجه به زاویه تأخیر α نشان می‌دهد؛ همان‌طور نشان داده شده است، هنگامی که زاویه تأخیر تریستور α باشد، جریان برای زمان σ جاری می‌شود.



شکل ۱۸- (الف) شکل موج ولتاژ و جریان (ب) اندوکتانس L_{1V} و (ج) اندوکتانس L_2 ؛ بر حسب زاویه تأخیر α

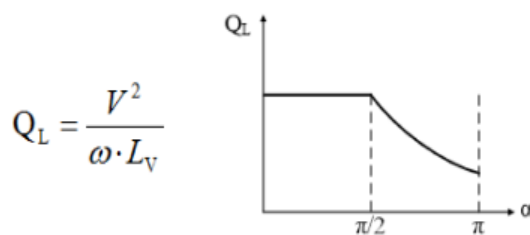
$$V_s = \frac{\pi X_L}{\sigma - \sin \sigma} I_1 = \omega \frac{\pi L_1}{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha} I_1 \quad (18)$$

$$L_{1V} = \frac{\pi L_1}{2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha} \quad (19)$$

مدار معادل آن شکل ۱۷ (الف) می‌شود. و هنگامی که زاویه تأخیر π است، مدار معادل شکل ۱۷ (ب) است، سلف L_V به L_2 تبدیل می‌شود. بنابراین سلف L_V از TCR عددی بین این دو مدار است [5].

همان‌طور که در معادله (۲۰) نشان داده شده است، توان راکتیو می‌تواند تغییر کند زیرا با کنترل زاویه روشن شدن تریستور می‌توان سلف L_V را تغییر داد. شکل ۱۹ توان راکتیو را نشان می‌دهد که می‌تواند با استفاده از مدار TCR تولید شود. وقتی زاویه تأخیر از صفر تا $\pi/2$ قرار گیرد، TCR حداکثر و اگر π باشد حداقل توان راکتیو را تولید [5].

$$Q_L = V^2 / \omega L_V \quad (20)$$

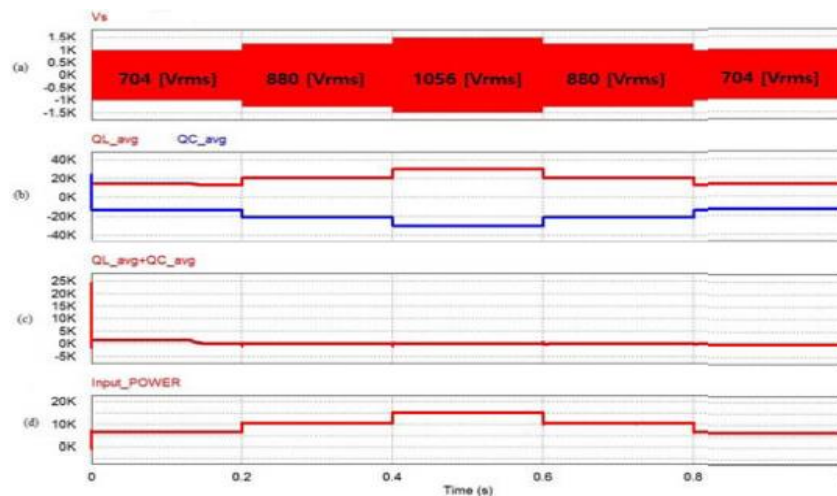


شکل ۱۹- توان راکتیو بر حسب زاویه تأخیر α

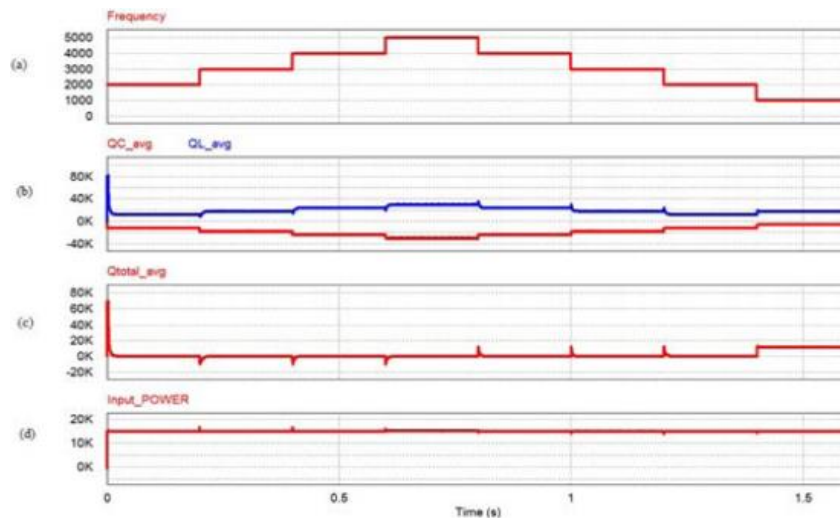
آن را تغییر دهد. همچنین، از آنجا که سلف TCR بسته به زمان روشن شدن تریستور تغییر می‌کند، می‌توان سلف را به‌طور متفاوتی مانند زیر کنترل کرد.

معادله (18) ولتاژ V_s از TCR را با توجه به زاویه تأخیر α نشان می‌دهد که از آن می‌توان معادله (۱۹) سلف L_{1V} را با توجه به زاویه تأخیر α بدست آورد. شکل ۱۸ (ب) اندوکتانس را با توجه به زاویه تأخیر α در شاخه L_1 می‌دهد، سلف L_{1V} را می‌توان از L_1 تا بی‌نهایت با توجه به زاویه تأخیر کنترل کرد [5].

بخش TCR شکل ۱۷ (الف) مدار TCR را نشان می‌دهد که مدار شامل سلف L_1 و سلف L_2 به‌طور موازی به هم متصل شده‌اند. و سلف معادل L_V با توجه به زاویه تأخیر π در شکل ۱۸ (ج) نشان داده شده است. هنگامی که زاویه تأخیر از صفر تا $\pi/2$ قرار دارد، از آنجایی که تریستور همیشه روشن است،



شکل ۲۰- شکل موج سیستم سونار تطبیق شده را هنگام تغییر ولتاژ منبع از ۷۰۴ به ۱۰۵۶ نشان می‌دهد، که حتی اگر ولتاژ ورودی تغییر کند، جبران توان راکتیو به خوبی انجام می‌شود [5].



شکل ۲۱- شکل موج سیستم سونار تطبیق شده را هنگام تغییر فرکانس منبع از F1 به F2 نشان می‌دهد، که حتی اگر فرکانس ورودی تغییر کند، جبران توان راکتیو به خوبی انجام می‌شود [5].

۳-۴- تکنیک محاسبه مستقیم فرکانس واقعی برای سونار

وانگ و همکاران [3]، تکنیک محاسبه مستقیم فرکانس واقعی^۸ (RFDT) را ارائه نموده، سپس، مدار تطبیق را برای مبدل لوله‌ای طراحی کردند. در نهایت، عملکرد تطبیق در استخر بدون انعکاس آزمایش نمودند. نتایج نشان می‌دهد که مدار تطبیق باند پهن می‌تواند پهنای باند را گسترش دهد و کارایی فرستنده را بهبود بخشد. در مقایسه با فرستنده بدون تطبیق، سطح منبع صدا سیستم حدود 10db افزایش یافته است. در مقایسه با مدار تطبیق تک

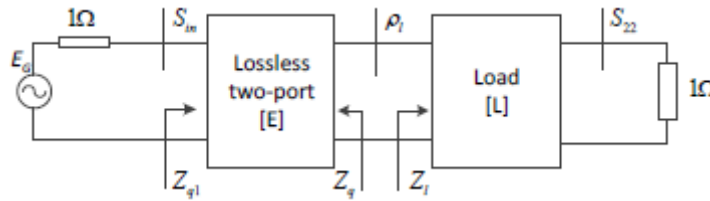
سلفی، پهنای باند افزایش یافته است. کل فرآیند طراحی مدار تطبیق باند پهن با کامپیوتر و بدون مدار معادل مبدل تکمیل شده است، بنابراین RFDT برای پروژه‌های عملی مناسب است. تکنیک فرکانس واقعی نوعی روش تطبیق باند پهن طراحی به کمک رایانه است. ایده اصلی آن این است که امپدانس شبکه تطبیق با تابع نقطه درایو توصیف می‌شود، در حالی که توان مبدل^۹ (TPG) سیستم را می‌توان در یک فرم ساده از رابطه با تابع نقطه راه‌اندازی و داده‌های واقعی مبدل بیان کرد. این تکنیک بدون مدل مدار معادل بار و بیان تحلیلی، همچنین بدون انتخاب

^۹ Transducer power gain

^۸ Real frequency direct computational

تشدید که تعیین پارامترهای مدار معادل آن دشوار است، مناسب است [3].

ساختار توپولوژیکی و بیان تحلیلی عملکرد انتقال شبکه تطبیق، فقط به مقدار اولیه عملکرد نقطه درایو نیاز دارد. این روش برای مبدل‌های مهندسی عملی با حالت چند



شکل ۲۲- اتصال شبکه تطبیق به مدار

با اشاره به حالت بدون تطبیق و با تطبیق، TPG شکل ۲۲ از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$T(\omega) = 1 - |p_{1(j\omega)}|^2 = 1 - \left| \frac{Z_G(j\omega) - Z_{q1}(-j\omega)}{Z_G(j\omega) + Z_{q1}(j\omega)} \right|^2 \quad (21)$$

با توجه به تعریف رابطه ضریب بازتاب نرمال شده [3] می‌توان TPG را بصورت معادله ۲۲ بیان کرد.

$$T(\omega) = \frac{(1 - |S_G|^2)(1 - |S_{in}|^2)}{|1 - S_G S_{in}|^2} \quad (22)$$

از قضیه کارلین [۳] روابط زیر استخراج خواهد شد.

$$Z_q(s) = a(s)/b(s) \quad (23)$$

$$R_q(s^2) = E_V\{Z_q(s)\} = A(s^2)/B(s^2) = \frac{n_q(s)n_q(-s)}{b_q(s)b_q(-s)} = h_q(s)h_q(-s) \quad (24)$$

$$h_q(s) = n_q(-s)/b(s) \quad (25)$$

امپدانس مشخصه مبدل با استفاده از تحلیلگر امپدانس آزمایش می‌شود [3].

در برنامه RFDT، تعداد المان شبکه تطبیق ۴ است؛ مقاومت انتهایی شبکه تطبیق ۱۰۰ اهم است (همان امپدانس خروجی تقویت کننده توان خطی در سونار). به منظور ساخت منحنی TPG در پهنای باند بالا و مسطح، الگوریتم حداقل مربعات غیرخطی برای بهینه‌سازی خطا در کارکرد، استفاده شده است. در نهایت منحنی TPG در شکل ۲۳ با خط چین نشان داده شده است، مدار شبکه تطبیق سنتز شده در شکل ۲۴ (الف) نشان داده شده است. به منظور مقایسه عملکرد مدار تطبیق باند پهن، یک مدار تطبیق سری سلف تکی که بسیار مرسوم می‌باشد، ساخته شده است، مدار تطبیق سری در شکل ۲۴ (ب) نشان داده

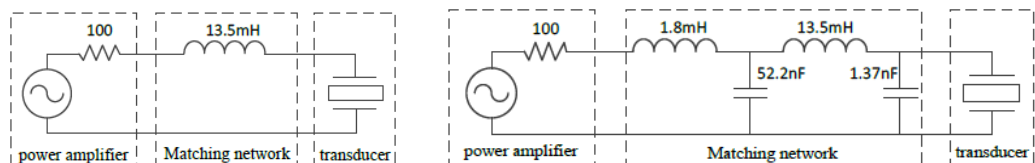
$n_q(-s)$ یک چند جمله ای هارویتز است که شامل RHP مناسب و صفر محور $j\omega$ ، $R_q(s^2)$ است. $B(s)$ چند جمله ای هارویتز است که شامل LHP مناسب و قطب محور $j\omega$ $R_q(s^2)$ است.

بنابراین TPG سیستم می‌تواند فقط بوسیله یک تابع امپدانس نقطه درایو شبکه تطبیق با یک مقاومت انتهایی بیان شود. با فرض اینکه $Z_q(s)$ یک حداقل تابع باشد، بصورت

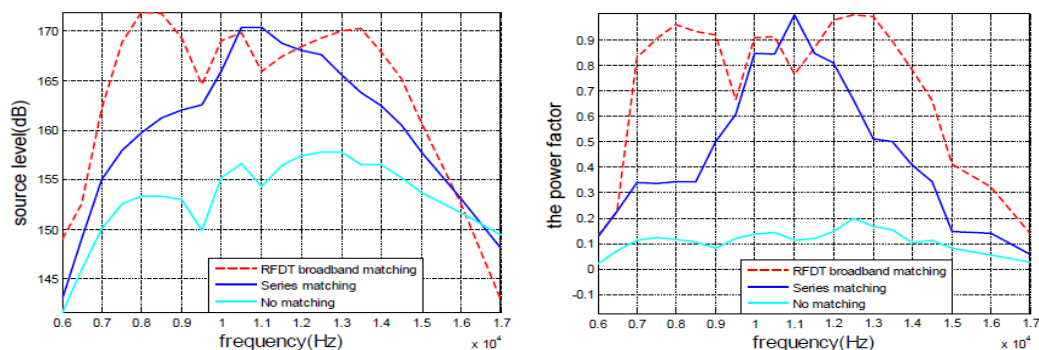
$Z_q(s) = R_q(s) + jX_q(s) = R_q(s) + j\text{Hilbert}\{R_q(s)\}$ بیان شود [3]. برای طراحی مدار تطبیق پهن باند با روش RFDT، برای مبدل لوله ای با روغن پر شده، مبدل مورد استفاده در تجهیزات سونار ارتباطات در اعماق دریا، حداکثر فشار 60MPa، دامنه فرکانس 7KHz ~ 16kHz است.

شکل ۲۳-منحنی TPG با حالت تطبیق مختلف [3]

منحنی‌های شبیه‌سازی TPG با دو روش تطبیق مختلف نشان می‌دهد که مدار تطبیق سلف تکی در باند کاری گین کمی دارد. مدار تطبیق پهن‌بند در پهنای باند کار TPG بالاتر از ۰٫۶ است، اما به دلیل تغییر مقاومت در پهنای باند مبدل، نوسان TPG زیاد است، به ویژه در ۹٫۵ کیلوهرتز و ۱۱ کیلوهرتز. لذا مدار تطبیق باند پهن بهتر از مدار تطبیق سری تک سلف در پهنای باند کار TPG است. در ادامه چند نمودار مقایسه دو نوع تطبیق را مشاهده می‌کنید.



شکل ۲۴- (الف) شماتیک مدار تطبیق پهن باند (ب) شماتیک مدار تطبیق سری



شکل ۲۵- (الف) ضریب توان خروجی تقویت کننده با روش مختلف تطبیق (ب) سطح منبع سیستم ارسال با دو روش تطبیق

تطبیق و بهره TPG را می‌توان به راحتی در این روش RFDT تنظیم کرد [3].

۴-۴- شبکه‌های EIM شامل خازن سری و سلف موازی (نوع I) و سلف سری و خازن موازی (نوع II)

وقتی از شبکه‌های EIM نوع I و II استفاده می‌شود، فرکانس‌های تشدید و ضد تشدید و دنباله سیگنال دریافتی کاهش می‌یابد؛ نوع II نرخ توان الکتروآکوستیک و دنباله سیگنال را کوچکتر می‌کند در حالی که نرخ بهره

شده است. باند فرکانس کار مبدل که در پروژه‌های عملی مورد استفاده قرار می‌گیرد ۸ کیلوهرتز تا ۱۴ کیلوهرتز است. بنابراین اوج رزونانس سری در ۱۱ کیلوهرتز ساخته شده است، سلف تطبیق سری محاسبه شده ۱۳٫۵ میلی‌هانری است، منحنی شبیه‌سازی TPG در شکل ۲۳ با خط ممتد نشان داده شده است.

قابلیت اطمینان سیستم انتقال که قسمت مهمی از تجهیزات سونار با کارایی بالا و اعوجاج سیگنال منتقل شده‌ی کمتر است، مهم است. نتایج آزمایش نشان داد که طراحی شبکه تطبیق باند پهن برای مبدل ارتباطی باعث بهبود کارایی و افزایش پهنای باند سیستم می‌شود. در مقایسه با سیستم انتقال بدون تطبیق، سطح منبع صدا حدود 10db افزایش یافته است. در ضمن طراحی مدار تطبیق باند پهن توسط کامپیوتر بدون مدار معادل مبدل تکمیل می‌شود. مجموعه مدار تطبیق، پهنای باند مدار

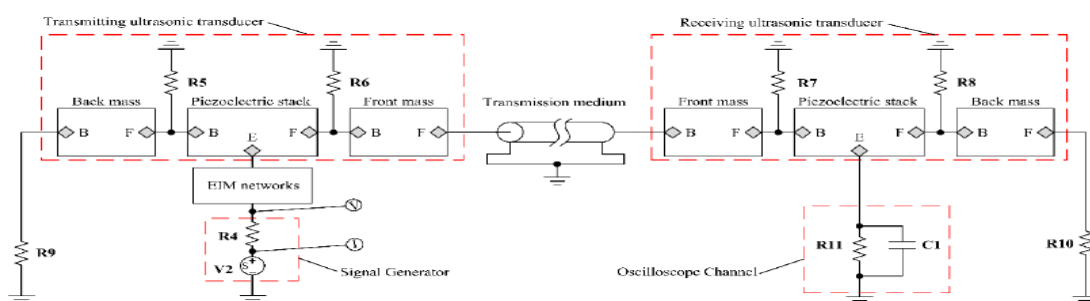
الکتروصوتی را در فرکانس تشدید بزرگتر می‌کند. علاوه بر این، نوع I باعث افزایش ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر و نوع II باعث کاهش می‌شود. نوع II باعث می‌شود چگالی طیفی توان در فرکانس رزونانس به طرز چشمگیری افزایش یابد. به‌طور خاص، نرخ توان الکتروآکوستیک حداکثر مقدار را در نزدیکی فرکانس ضد تشدید دارد، در حالی که نرخ گین الکتروآکوستیک دارای حداکثر مقدار در نزدیکی فرکانس رزونانس است. این کار نشان می‌دهد که نتایج تجزیه و تحلیل شده تئوری با نتایج اندازه‌گیری شده مطابقت دارد [4].

بر اساس مدل BVD، می‌توان دریافت که مبدل‌های پیزوالکتریک در درجه اول خازنی هستند که در فرکانس‌های تشدید کار کنند. با این حال، هنگامی که امپدانس الکتریکی ورودی خازنی یا سلفی را نشان می‌دهد، مشخصاً توان الکتریکی کمتر از آن است که برای امپدانس الکتریکی مقاومتی است. این می‌تواند منجر به توان راکتیو بسیار شود که برای مبدل‌های پیزوالکتریک و منابع توان الکتریکی مضر است لذا یک مدار تطبیق ضروریست [4].

مدل PSpice می‌تواند ما را به راحتی پارامترهای مورد نیاز را بدست آورد و خصوصیات الکترومکانیکی مبدل‌های مافوق صوت پیزوالکتریک ساندویچ شده را بررسی کند [4,8].

بر اساس مدل مبدل PSpice پیزوالکتریک، تأثیر شبکه‌های EIM بر ویژگی‌های الکترومکانیکی مبدل‌های مافوق صوت پیزوالکتریک ساندویچ در حوزه‌های زمان و فرکانس بررسی می‌شود. در اینجا، شبکه‌های EIM مورد استفاده عمدتاً شامل خازن سری و سلف موازی (نوع ۱) سلف سری و خازن موازی (نوع ۲) هستند [4].

مدل pspice پیچ-کچ^۱ ایجاد شده با شبکه EIM مانند شکل 26 ساخته می‌شود. طبق این مدل، ایجاد پیچ-کچ ترکیبی از منابع تحریک، دو مبدل التراسونیک پیزوالکتریک ساندویچ شده و فرستنده مدیوم، کانال اسیلوسکوپ، EIMN است.



شکل ۲۶- ایجاد پیچ-کچ با شبکه‌های EIM [4]

امپدانس الکتریکی ورودی بصورت زیر بیان می‌شود:

پس از طراحی شکل ۲۶، پارامترها، مثل امپدانس الکتریکی ورودی، راکتانس و مقاومت، توان الکتروآکوستیکی و نرخ گین و نرخ سرعت ارتعاش، ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر، مشخص می‌شود.

$$Z_i = V(R1)/I(R1) \quad , \quad Z_{is} = V(R4)/I(R4) \quad (25)$$

همچنین $I(R4)$ و $I(R1)$ به ترتیب جریان $R4$ و $R1$ را نشان می‌دهند. از معادله 25 راکتانس و مقاومت بصورت زیر بدست می‌آیند:

در اینجا Z_i و Z_{is} به ترتیب امپدانس الکتریکی ورودی مبدل پیزو الکتریک ساندویچ منفرد و امپدانس الکتریکی ورودی پیچ-کچ ایجاد شده را نشان می‌دهند. سپس $V(R1)$ و $V(R4)$ به ترتیب ولتاژ دو سر $R4$ و $R1$ را نشان می‌دهند.

$$R_i = \text{Re}[Z_i] \text{ AND } X_i = \text{Im}[Z_i] ; R_{is} = \text{Re}[Z_{is}] \text{ AND } X_{is} = \text{Im}[Z_{is}] \quad (26)$$

مبدل التراسونیک پیزوالکتریک ساندویچ منفرد بصورت زیر بدست می‌آیند:

$$\eta p_1 = (p_1 + p_2)/p_{i1} ; \quad \eta G_1 = V_2/V_1 \quad (27)$$

ولتاژ تحریک و فشار اکوستیکی منتشر شده از جلو جرم فلزی هستند. سپس نرخ سرعت ارتعاش بین جلو و پشت جرم از رابطه ۲۸ بدست می‌آیند:

$$\eta v = V_{P-P}(R_{air1})/V_{P-P}(R_{air2}) \quad (28)$$

بطور مشابه از شکل ۲۶ نرخ گین و توان الکترواکوستیکی برای پیچ-کچ به ترتیب از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$\eta p_2 = (p_3 + p_4 + p_5)/p_{i2} ; \quad \eta G_2 = V_4/V_3 \quad (29)$$

در بحث تطبیق مبدل التراسونیک پیزوالکتریک ساندویچ تکی، امپدانس بار امپدانس الکتریکی ورودی است، که احتمالاً در انتهای راست نمودار اسمیت همانطور که در شکل ۱۱ نشان داده شده، دیده می‌شود. معمولاً امپدانس منبع ۵۰ اهم است، که در مرکز نمودار اسمیت قرار دارد [1,4].

برای بررسی و تحلیل بیشتر و همچنین دیدن نمودارهای آزمایشگاهی و محاسباتی که میزان دقت بالای محاسبات و آزمایش‌ها را نشان می‌دهد، علاقمندان به اصل مقاله مراجعه نمایند، در آنجا با یک نمونه واقعی آزمایشگاهی و اعداد متناظر محاسبه و آزمایش شده است. اما بطور خلاصه می‌توان گفت:

اولاً هنگامی که شبکه‌های EIM نوع I و II با مبدل پیزوالکتریک ساندویچ متصل می‌شوند، فرکانس‌های تشدید و ضد تشدید، نسبت توان الکترو اکوستیک و سیگنال دریافتی کاهش می‌یابد، در حالی که نسبت بهره الکترو صوتی و چگالی طیفی قدرت بسیار افزایش می‌یابد. در ثانی وقتی با شبکه‌های EIM نوع I و II مقایسه می‌شود، فرکانس رزونانس و ضد تشدید به‌طور قابل توجهی کاهش می‌یابد. مورد اول ضریب اتصال مؤثر الکترومکانیکی را افزایش می‌دهد، در حالی که دومی باعث کاهش می‌شود. سپس، دومی باعث می‌شود که نسبت توان الکترو اکوستیک و

در اینجا R_i و X_i به ترتیب مقاومت و راکتانس مبدل التراسونیک پیزوالکتریک ساندویچ منفرد هستند. از بخش فرستنده شکل ۲۶ توان الکترواکوستیک و نسبت گین برای $\eta P_1, \eta G_1$ به ترتیب نرخ گین و توان الکترواکوستیک است. که در آن P_1 و P_2 توان مصرفی مقاومتهای R_{air1} و R_{air2} هستند، P_{i1} توان الکتریکی ورودی است. V_1 و V_2 به ترتیب

$V_{P-P}(R_{air1})$ و $V_{P-P}(R_{air2})$ به ترتیب سرعت‌های ارتعاش جلو جرم و پشت جرم را ارائه می‌نمایند.

در اینجا ηP_2 و ηG_2 به ترتیب نرخ توان الکترواکوستیک و گین هستند. P_3 و P_4 به ترتیب مبین توان‌های انتشاری از جلو و پشت جرم‌های فلز هستند. P_5 توان دریافتی است، P_{i2} توان الکتریکی ورودی است. بعلاوه، V_3 و V_4 ولتاژ تحریک و ولتاژ دریافتی است [4,10]. همچنین ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر K_{eff} از رابطه ۱۰ بدست می‌آید. ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر K_{eff} وابسته به فاکتورهای زیادی مثل مواد، ابعاد و ساختار و بارهای الکتریکی و مکانیکی می‌باشد [4].

عمدتاً برای محاسبه پارامترهای EIMN برای مبدل التراسونیک پیزوالکتریک فرایند محاسبه خاص دارای دو مرحله است: ۱- بوسیله امپدانس آنایزر، امپدانس الکتریکی ورودی در تشدید بدست می‌آید. ۲- پارامترهای EIMN به راحتی با استفاده از ابزار نمودار اسمیت بدست می‌آیند.

شبکه‌های EIM که در این مقاله استفاده شده‌اند، عمدتاً از نوع ۱ (خازن سری و و سلف موازی) و نوع ۲ (سلف سری و خازن موازی) مثل شکل ۲۷ هستند.



شکل ۲۷- شبکه‌های EIM مورد استفاده

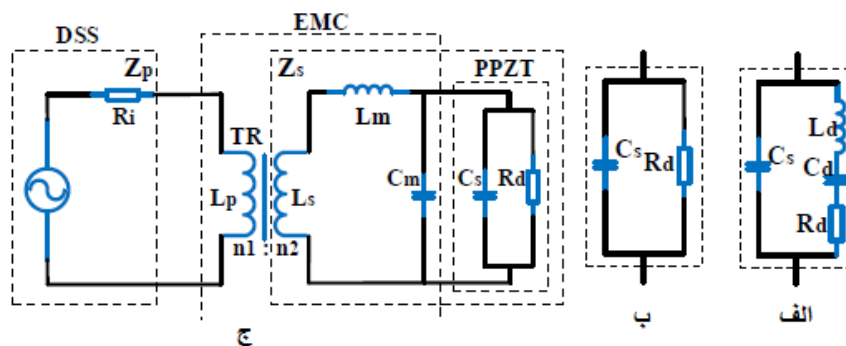
میزان سیگنال دریافتی به‌طور قابل توجهی کاهش یابد، در حالی که باعث افزایش نسبت الکترو آکوستیک و تراکم طیفی قدرت در فرکانس رزونانس می‌شود. ثالثاً نسبت توان الکتروآکوستیک حداکثر مقدار را در نزدیکی فرکانس ضد تشدید دارد، در حالی که نسبت افزایش الکتروصوتی دارای حداکثر مقدار در نزدیکی فرکانس رزونانس است [4].

۵-۴- تطبیق الکتریکی با ترکیب ترانسفورماتور و سلف-خازن برای مبدل پیزوالکتریک قدرت

به منظور افزایش بازده انتقال انرژی، از یک سلف سری یا موازی برای جبران امپدانس خازنی مبدل پیزوالکتریک استفاده شد. وابستگی فرکانس تشدید یا ضد تشدید، ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر، ضریب کیفیت الکتریکی و بازده الکتروآکوستیکی به سلف تطبیق بدست می‌آید. شویولین و جی [7] نشان دادند که جدا از جبران امپدانس خازنی مبدل

پیزوالکتریک، سلف تطبیق سری می‌تواند مشخصات الکترومکانیکی مبدل پیزوالکتریک را نیز تغییر دهد. هنگامی که سلف تطبیق سری افزایش می‌یابد، فرکانس تشدید کاهش می‌یابد و ضد تشدید تغییر نمی‌کند؛ ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر افزایش می‌یابد. برای ضریب کیفیت الکتریکی و بازده الکتروآکوستیک، وابستگی به سلف تطبیق هنگامی که مبدل در رزونانس و فرکانس ضد تشدید کار می‌کند، متفاوت است [7,12,16].

در شکل ۲۸ (الف) مدار معادل الکترومکانیکی پیزوالکتریک را که قبلاً بررسی شد، داریم. وقتی PPZT با فرکانس تشدید مکانیکی (fr) خود کار می‌کند، راکتانس Cd و Ld یکدیگر را خنثی می‌کنند، سپس مدار معادل BVD را می‌توان همانطور که در شکل ۲۸ (ب) نشان داده شده ساده کرد. در این مقاله، طراحی EMC بر اساس مدار معادل BVD ساده شده است [6,7].



شکل ۲۸-مدار معادل BVD از PPZT (الف) مدار معادل واحد؛ (ب) مدار ساده شده در رزونانس (ج) دیاگرام شماتیک سیستم کار

به‌طور معمول، تطبیق الکتریکی برای PPZT شامل دو مرحله است. اولین مرحله تطبیق رزونانس است، معمولاً از یک سلف برای جبران راکتانس خازنی PPZT استفاده می‌شود و پس از تطبیق، امپدانس ورودی PPZT را یک مقاومت خالص می‌کند. مرحله دوم تطبیق با امپدانس است. با توجه به قضیه انتقال حداکثر توان، حداکثر انتقال توان می‌تواند زمانی حاصل شود که امپدانس منبع و بار دارای

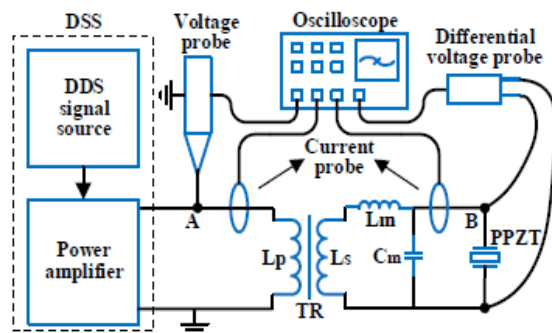
رابطه مزدوج مختلط باشند. برای دستیابی به این هدف معمولاً از ترانسفورماتور (TR) استفاده می‌شود [6].

بر اساس تطبیق تشدید، تطبیق امپدانس تلاش می‌کند، تا با ترکیب ترانسفورماتور با مدار تطبیق سلف و خازن بدست آید. نمودار شماتیک سیستم کار در شکل ۱ (ج) نشان داده شده است. امپدانس ورودی PPZT پس از تطبیق با EMC بدین صورت بدست آمده است:

$$Z_s = j\omega(L_m + L_s) + \frac{R_d / (j\omega(C_m + C_s))}{(1/(j\omega(C_m + C_s)) + R_d)} \quad (30)$$

$$Q = (\omega(L_m + L_s))/R_a \\ = \omega R_d(C_s + C_m) \quad (34)$$

برای اجرای آزمایشگاهی این مدار بصورت شکل ۲۹ نمودار شماتیک سیستم آزمایشگاهی، شامل یک منبع سیگنال (DSS) و مدار تطبیق الکتریکی (EMC)، یک مبدل پیزوالکتریکی توان (PPZT)، و یک سری از ابزار اندازه‌گیری پیاده سازی می‌شود.



شکل ۲۹- دیاگرام شماتیک سیستم آزمایشگاهی

از یک منبع تولید سیگنال دیجیتالی مستقیم برای تولید یک موج سینوسی استفاده می‌شود و یک تقویت‌کننده توان، بعنوان یک منبع توان استفاده می‌شود. برای دیدن تحلیل‌های آزمایشگاهی و مقایسه و مشاهده نزدیکی آن با نتایج محاسبه شده به اصل مقاله می‌توان رجوع کرد اما بطور کلی می‌توان گفت:

مشخصات مدار تطبیق الکتریکی با تأثیرات سلف سری، توان کل و فرکانس کار بر روی توان برگشتی به دقت بررسی شده است. نتایج نشان می‌دهد که برای کل توان داده، محدوده تنظیم سلف سری نسبتاً وسیع است، همچنین مدار تطبیق الکتریکی طراحی شده از تناسب محیطی خوبی برخوردار است. در همین حال، فرکانس مرکزی یک مبدل پیزوالکتریک توان پس از تطبیق، کمتر از فرکانس تشدید مکانیکی آن است. همچنین، کل توان می‌تواند بر روی پهنای باند کار و فرکانس مرکزی اصلی مبدل پیزوالکتریک تأثیر بگذارد، زیرا توان کل از ۸ وات به ۴۰ وات افزایش می‌یابد، پهنای باند کار مبدل باریک می‌شود [6].

۵- نتیجه‌گیری

$\omega = 2\pi f_0$ و f_0 فرکانس سیگنال محرک است (فرکانس کار).

از رابطه ۳۰ می‌توان دریافت امپدانس ورودی PPZT بعد از تطبیق تابعی از فرکانس است. معمولاً بخش حقیقی Z_s بصورت مقاومت فعال R_a در نظر گرفته می‌شوند. با فرض اینکه بخش موهومی Z_s صفر است، تطبیق رزونانس تطبیق رخ می‌دهد و مقدار سلف سری (L_m) می‌تواند بدست آید. R_a و L_m از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$R_a = \frac{R_d}{1 + \omega^2(C_m + C_s)^2 R_d^2} ; L_m = \frac{\omega R_d^2(C_m + C_s)}{1 + \omega^2(C_m + C_s)^2 R_d^2 - L_s} \quad (31)$$

در بسیاری موارد مقاومت فعال (R_a) PPZT بعد از تطبیق با مقاومت داخلی DSS وقتی PPZT در حوالی فرکانس رزونانس مکانیکی (F_r) خود در حال کار است، برابر نیست. به منظور دستیابی به تطبیق امپدانس بر مبنی تطبیق رزونانس، یک ترانسفورمر در سیستم استفاده می‌شود. در این شرایط مقاومت داخلی (R_i) با مقاومت فعال (R_a) PPZT پس از تطبیق برابر است. برای تطبیق با مقاومت داخلی، راکتانس سلف پیچ اولیه (L_p) از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$Z_p = R_i ; X_{L_p} = \omega L_p ; Z_p = X_{L_p} ; L_p = R_i / \omega \quad (32)$$

راکتانس سلف ثانویه (L_s) وابسته به نسبت سیم پیچی ($n_1:n_2$) ترانسفورمر است، در حالیکه نسبت سیم پیچی وابسته به نسبت مقاومت فعال (R_a) به مقاومت داخلی (R_i) است. نسبت سیم پیچی ($n_1:n_2$) و راکتانس سلف سیم پیچ ثانویه (L_s) از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$n_1/n_2 = \sqrt{R_i / R_a} ; L_s = L_p n_2 / n_1 \quad (33)$$

ضریب کیفیت Q ، یک پارامتر مهم برای ارزیابی عملکرد مدار تشدید است و بالاتر بودن آن نشانه تشدید و پهنای باند بهتر است [14,15]. برای مدار تشدید در سیستم پیشنهادی شکل ۲۸ (ج)، مقدار Q آن به صورت زیر محاسبه و ساده می‌شود:

۱- در این مقاله روش‌های متنوع موجود برای گسترش EIMN در کاربردها و ملاحظات مختلف به همراه نمونه‌های اجراشده‌ی اخیر در کاربردهای مختلف، مدارهای معادل مختلف، نرم‌افزارها و ابزارهای گوناگون و شبکه‌های تطبیق متنوع ارائه شده است. ابزارهای تحلیلی، عددی و نرم‌افزاری متداول موجود برای کمک به طراحی EIMN در خلال بحث معرفی شدند. در گذشته، مدارهای تطبیق امپدانس الکتریکی به دلیل در دسترس نبودن یک ابزار مشترک، و همچنین به دلیل هزینه زیاد، فقط برای سیستم‌های انرژی خاص طراحی می‌شدند. با در دسترس بودن امکانات محاسباتی، می‌توان ابزارهای شبیه‌سازی چندمنظوره را برای تحقق بخشیدن به بازده تبدیل نیرو در بیشتر کاربردها طراحی کرد.

۲- در مواردی که فرکانس‌های کار پایین است یا کابل‌ها کوتاه هستند، تطبیق امپدانس الکتریکی ضروری نیست؛ با این حال، بسیاری از کاربردها، مثل برخی سونارهای دریایی یا کاربرد پزشکی به SNR بالا، حفظ شکل موج سیگنال و مصرف کم انرژی نیاز دارند. در برخی از تنظیمات صنعتی سنگین، با اجرای EIMN می‌توان صرفه‌جویی قابل توجهی در مصرف برق انجام داد. با سیستم‌های الکترونیکی به سرعت در حال رشد، الکترونیک انعطاف‌پذیر و فناوری نانو، EIMN های قابل تنظیم و قابل برنامه‌ریزی با اندازه‌های کوچک را می‌توان در آینده نزدیک برای برنامه‌های مبتنی بر MEMS و سیستم‌های نانو الکترومکانیکی (NEMS) توسعه داد.

۳- در بررسی تشدید، ضد تشدید و ضرایب اتصال الکترومکانیکی مؤثر یک حلقه پیزوالکتریک، بارگذاری مکانیکی با آب، و ارتعاش در حالت ضخامت، نتایج تجربی و محاسبه شده نشان داد، تشدید و ضد تشدید سرامیک پیزوالکتریک با افزایش بار، کاهش می‌یابد و جفت‌های تشدید و ضد تشدید (و ضریب اتصال الکترومکانیکی مربوطه) به وجود می‌آیند؛ ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر هر تغییر رزونانس، مانند K_{eff} بالاتر، همیشه نزدیک تشدید مرجع است.

۴- تکنیک RFDT برای طراحی مدار تطبیق باند پهن برای مبدل سونارهای دریایی که باعث سیستم انتقال با راندمان کاری کم و پهنای باند کاری باریک است، انتخاب شد و

نتایج آزمایش نشان داد که طراحی شبکه تطبیق باند پهن برای مبدل ارتباطی باعث بهبود کارایی و افزایش پهنای باند سیستم می‌شود. در مقایسه با سیستم انتقال بدون تطبیق، سطح منبع صدا حدود 10db افزایش یافت.

۵- سیستم سونار توان راکتیو بالایی ایجاد می‌کند که ناشی از ویژگی‌های خازنی داخلی است. در خلال این مقاله دستگاهی برای جبران توان راکتیو برای سیستم سونار ارائه شده است. مدار تطبیق معرفی شده در اینجا اگر با توجه به مقدار توان راکتیو به درستی طراحی شود، می‌تواند ضریب توان و کارایی را افزایش دهد.

۵- بر اساس مدار معادل BVD ساده شده، یک مدار تطبیق الکتریکی برای مبدل پیزوالکتریک توان با ترکیب دو نوع مدار تطبیق معمولی: ترانسفورماتور و مدار تطبیق خازنی-سلفی ارائه شد. نتایج نشان داد که برای کل توان داده، محدوده تنظیم سلف سری نسبتاً وسیع است، همچنین مشاهده شد که مدار تطبیق الکتریکی طراحی شده از تناسب محیطی خوبی برخوردار است. فرکانس مرکزی یک مبدل پیزوالکتریک توان پس از تطبیق، کمتر از فرکانس تشدید مکانیکی آن است. علاوه بر این، کل توان می‌تواند بر روی پهنای باند کار و فرکانس مرکز واقعی مبدل پیزوالکتریک تأثیر بگذارد؛ توان کل افزایش می‌یابد، پهنای باند کار مبدل باریک می‌شود و فرکانس مرکز اندکی کاهش می‌یابد.

۶- همچنین اثر یک سلف تطبیق سری بر روی مبدل قدرت پیزوالکتریک بررسی شده است؛ هنگامی که یک سلف تطبیق به طور سری با یک مبدل پیزوالکتریک متصل می‌شود، فرکانس رزونانس کاهش می‌یابد و فرکانس ضد تشدید تقریباً بدون تغییر است. ضریب اتصال الکترومکانیکی مؤثر افزایش می‌یابد. هنگامی که یک سلف تطبیق سری اضافه می‌شود، بازده الکتروآکوستیک در فرکانس رزونانس کاهش می‌یابد و در فرکانس ضد تشدید بدون تغییر می‌ماند و بازده الکتروآکوستیک در فرکانس رزونانس کمتر از فرکانس ضد تشدید است. هنگامی که سلف تطبیق سری افزایش می‌یابد، ضریب کیفیت الکتریکی مربوط به فرکانس رزونانس کاهش می‌یابد و ضریب کیفیت الکتریکی مربوط به فرکانس ضد تشدید افزایش می‌یابد.

- [6] F. Peisen, C. Bingyan, Z. Changping, Zhou Yan, Z. Ruigen, X. Xiaohui, G. Yulin, "Characteristics of electrical matching for power piezoelectric transducer" IEEE 2017
- [7] S. Lin, J. Xu, "Effect of the Matching Circuit on the Electromechanical Characteristics of Sandwiched Piezoelectric Transducers" MDPI, January 2017
- [8] C. Covaci, A. Gontean, "SPICE Model of a Piezoelectric Transducer" IEEE 2018
- [9] V. Matko, M. Milanović, "Detection Principles of Temperature Compensated Oscillators with Reactance Influence on Piezoelectric Resonator" MDPI 2020
- [10] Y. CHEN, S. WANG, H. ZHOU, Q. XU, Q. WANG, J. ZHU, "A systematic analysis of the radial resonance frequency spectra of the PZT-based ($Zr/Ti = 52/48$) piezoceramic thin disks" Journal of Advanced Ceramics 2020
- [11] A. Bybi, H. Drissi, M. Garoum, A. Hladky, "One-Dimensional Electromechanical Equivalent Circuit for Piezoelectric Array Elements" Springer Nature Switzerland AG 2019
- [12] L. Varshney, A. Upadhyay, "Comparison of Techniques for Designing and Modeling of High Power Piezoelectric Devices" IEEE 2017
- [13] M. J. Hagmann, "Analysis and equivalent circuit for accurate wideband calculations of the impedance for a piezoelectric transducer having loss" AIP Advances, 2019
- [14] R. Queirós, P. S. Girão, A. C. Serra, "Single-Mode Piezoelectric Ultrasonic Transducer Equivalent Circuit Parameter Calculations and Optimization Using Experimental Data" 2004, uploaded by Ricardo Queirós on 21 April 2015
- [15] J. Kim, B. L. Grisso, J.K. Kim, D. Ha, D. Inman, "Electrical Modeling of Piezoelectric Ceramics For Analysis and Evaluation of Sensory Systems" IEEE 2008
- [16] M. G. Rodriguez, J. G. Alvarez, Y. Yanez, M.J. Hernandez, J. Salazar, A. Turo, J.A. Chavez, "Low Cost Matching Network for Ultrasonic Transducers" Elsevier 2009
- ۷- شبیه‌سازی اهمیت استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی برای تعیین خصوصیات مواد پیزوالکتریک را با دقت بیشتری نشان می‌دهد. نتایج همچنین امکان مدل‌سازی عناصر آرایه توسط مدار یک‌بعدی به‌ویژه در مجاورت فرکانس تشدید را نشان می‌دهد.
- این فرض که فرکانس‌های تشدید (f_s) و ضد تشدید (f_p) برابر با فرکانس‌هایی هستند که اندازه امپدانس دوسر مدار معادل BVD در آنها حداقل و حداکثر است، به ترتیب خطای پارامترهای محاسبه‌شده را ایجاد می‌کند. دقت پارامترهای محاسبه‌شده به این خطا بستگی دارد. پارامترهای محاسبه‌شده به‌اندازه کافی به پارامترهای واقعی نزدیک هستند و همگرایی را به حداقل می‌رسانند. الگوریتم‌های بهینه‌سازی به‌کاررفته نسبت به مقادیر عددی کم بسیار حساس هستند. پارامترهای عددی به‌دست‌آمده فقط برای دامنه فرکانس انتخاب‌شده معتبر هستند. منحنی‌های امپدانس (اندازه و فاز) به‌دست‌آمده با محاسبات به‌خوبی با منحنی‌های تجربی مطابقت دارند، این نشان‌دهنده دقت خوب پارامترها است.
- منابع**
- [1] Vivek T. Rathod, "A Review of Electric Impedance Matching Techniques for Piezoelectric Sensors, Actuators and Transducers" mdpa.electronics, 2019
- [2] J. Arnold, S. Gonçalves, L. Bravo Roger, S. Mühlen, "Electrical Impedance of Piezoelectric Ceramics under Acoustic Loads" TOEE, uploaded by Francisco J. Arnold on 04 March 2017
- [3] Y. Wang, D. Sun, J. Yong "Design of Broadband Matching Circuit for Underwater Acoustic Communication Transducer" ISRME 2015
- [4] Y. Yang, X. Wei, L. Zhang, W. Yao, "The Effect of Electrical Impedance Matching on the Electromechanical Characteristics of Sandwiched Piezoelectric Ultrasonic Transducers" MDPI, December 2017
- [5] J-y. Kiml, S. M. Thajeell, S. Choil, D. Kiml, S. Lee, H. Lee, W. Moon, "Design of Adaptive Matching Circuit for Sonar System" (ITEC) Pohang Univ 2016