



ارائه شده توسط:

سایت ترجمه فا

مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده

از نشریات معتبر

فیلترهای میکروالکترومکانیکی HF با Q بالا

چکیده

فیلترهای فرکانس رابط میکروالکترومکانیکی سازگار با IC که در تشدید کننده های مجتمع با Q در هزاران مورد مورد استفاده قرار می گیرد تا به فیلتر Q در صد دست یابد با استفاده از فناوری ماشین کاری میکرونی^۱ با سطح پلی سیلیکان نشان داده شده است. این فیلترها از دو تشدیدکننده ی میکرومکانیکی باریکه دوسر گیردار تشکیل شده است که با فنر مکانیکی حالت ارتجاعی نرم تزویج شده است. فرکانس مرکزی یک فیلتر توسط فرکانس تشدید تشدیدکننده های تشکیل دهنده تعیین می شود در حالیکه پهنای باند توسط ابعاد فنر تزویج و جایگاهش بین تشدیدکننده ها تعیین می گردد. تزویج ربع طول موج بر این ریز مقیاس مورد نیاز است تا اثر بارگذاری جرم ناشی از تشدیدکننده ها مشابه و ابعاد تزویجگر را کاهش دهد. علاوه بر محدودیت های ناشی از طرح ربع طول موج ، طیفی از درصد پهنای باند با در نظر گرفتن مزیت موقعیت های اتصال فنر با سرعت پایین همچنان قابل دست یابی است. یک طرح کامل ارائه می شود که در آن شباهت های الکترومکانیکی مورد استفاده قرار می گیرد تا دستگاه مکانیکی را از طریق مدارهای الکتریکی معادل مدلسازی کند. فرکانس های مرکزی فیلتر حدود ۸ مگاهرتز با Q از ۴۰ تا ۴۵۰ (یعنی، درصد پهنای باند از ۰,۲۳ تا ۰,۵٪)، تلفات جای گزینی مرتبط کمتر از ۲ dB و محدوده پویایی عاری از تداخلگر^۲ حدود ۸dB با استفاده از طرح های سرعت پایین با مقاوت های پایان^۳ ورودی و خروجی با ترتیب ۱۲ کیلو اهم نشان داده شده است.

واژگان کلیدی: میان گذر، فیلتر، Q بالا، IF، تلفات جای گزینی، MEMS، میکرومکانیکی.

مقدمه

¹ Micromachining

² Spurious-free dynamic ranges

³ Termination resistance

اکثر فیلترهای میان گذر Q بالا که در مراحل فرستنده گیرنده هترودین^۴ فرکانس رادیویی (RF) و فرکانس میانه (IF) مورد استفاده قرار می گیرند با استفاده از مولفه های تشدید مکانیکی خارج از تراشه^۵ مانند دستگاه های فیلترهای کریستال و موج آکوستیک سطح (SAW) درک می شوند. به دلیل ضریب کیفیت Q بالاتر، چنین فناوری هایی در مقایسه با فیلترهایی که از فناوری ترانزیستور، تلفات جای گزینی، درصد پهنای باند و رد قابل دسترسی استفاده می کنند، بهتر عمل می کنند (۱)-(۴). با این وجود، به دلیل اینکه یک قطعه خارج تراشه است، این دستگاه های مکانیکی باید با الکترونیک های مجتمع در سطح برد ارتباط داشته باشند و این شامل تنگنای مهمی برای کوچک سازی و عملکرد گیرنده فرستنده ی سوپرهترودین می باشد. به این دلیل، تلاش های اخیر برای دستیابی به گیرنده فرستنده ی تک تراشه برای برنامه های کاربردی پیچ و تلفن همراه از معماری های جایگزین استفاده کرده است (مانند تبدیل مستقیم (۵)، پهنای باند IF (۶)، یا نمونه برداری مستقیم (۷)) و از سوپرهترودین بهره نبرده است و تا کنون عملکرد کلی مناسبی نداشته است.

فناوری ماشین کاری میکرونی که تشدیدکننده های میکرومکانیکی با تراشه Q بالا را ممکن می سازد (۸)، اکنون (۹) روشی برای کوچک سازی و تزویج فیلترهای منتخب به همراه ترانزیستورها را پیشنهاد کرده است و هدف این است که شاید روزی فرستنده گیرنده ی کوچک شده را مقدور سازد. با Q بیش از ۸۰۰۰۰ (۱۰) در خلا و ضرایب دمای فرکانس مرکزی در طیف 10 ppm/C- (چندبرابر کمتر از تکنیک صفر^۶) (۱۱)، تشدیدکننده های میکرومکانیکی سیلیکونی پلی کریستال (که مخفف آن "μresonators" است) می توانند به طور بالقوه مانند جایگزین کوچک شده برای کریستال هایی در مجموعه ای از برنامه های کاربردی فیلترسازی و نوسانگر Q بالا (۱۰) عمل کنند (۱۲)، (۱۳). پیش تر، MF (یعنی ۴۵۵ kHz)، سه نمونه اولیه تشدیدکننده از چنین فیلترهایی نشان داده شده است (۱۴)، (۲۰). با این وجود، برای استفاده در ارتباطات، فرکانس های بالاتر باید در دسترس باشد. این کار به بسط فرکانسی طیف فرکانس بالا (IF) می رسد و در مورد طرح، ساخت، و عملکرد نمونه اولیه، پردازش IC صفحه ای، فیلترهای میان گذر مکانیکی^{۱۱} با فرکانس های مرکزی در حول ۸ مگاهرتز، درصد پهنای باند به ترتیب ۰,۲٪ با

⁴ Heterodyne

⁵ Off-chip

⁶ Nulling techniques

تلفات جایگزینی مربوطه کمتر از dB_{2} ، رد باندتوقف بیشتر از dB_{35} و محدوده پویایی عاری از تداخلگر (SFDR) برای تن های اولیه ۲۰۰ و ۴۰۰ کیلوهرتز دور از dB_{78} را گزارش می دهد. با آغاز توصیف کیفی ساختار میکرومکانیکی و عملکرد آن در بخش II، این مقاله جزییات طرح تشدید کننده میکرومکانیکی را در بخش III ادامه می دهد و سپس با توصیف مرحله به مرحله طرح فیلتر میکرومکانیکی در بخش IV پیش می رود. ساخت، مشخصات طرح و نتایج بررسی عملکرد در بخش V و IV ارائه شده است که طرح هایی در مورد طیف فرکانس پایان از فیلترهای M مکانیکی در بخش VII را به همراه دارد.

توصیف کیفی ساختار و عملیات فیلتر

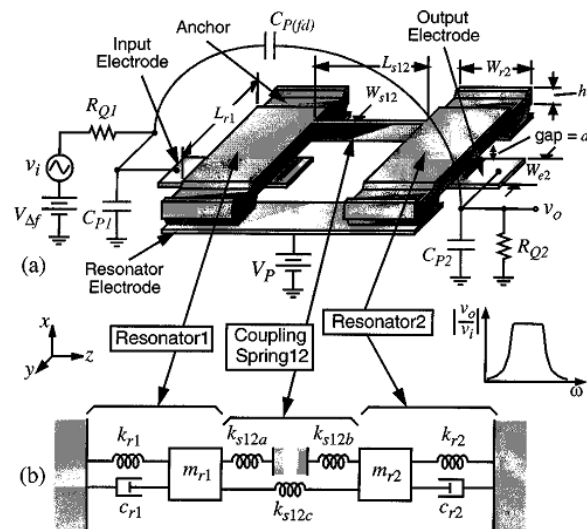
II.

شکل ۱ طرح فیلتر دو تشدیدکننده را به همراه بایاس مناسب، تحریک و مدار حسگر نشان می دهد. همانطور که نشان داده شده است، فیلتر شامل دو تشدیدکننده باریکه دوسرگیر دار مکانیکی M است که به صورت مکانیکی با باریکه حالت ارتجاعی تزویج شده است، که همه بالای زیرساخت A_{1300} معلق هستند. نوارهای رسانا ناحیه مرکزی هر تشدیدکننده را مشخص می کند و به عنوان الکتروود مبدل خازنی عمل می کند که ارتعاش تشدیدکننده را در جهتی عمود بر زیرساخت القا می کند. فاصله تشدیدکننده به الکتروود برای A_{1300} هدف قرار می گیرد.

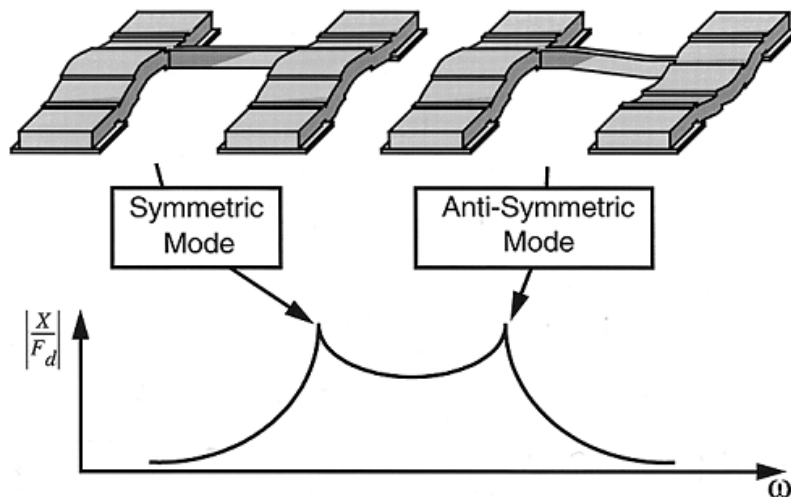
شکل ۱(ب) به وضوح فیلتر واقعی را برابر با مدار مکانیکی قرار می دهد که در آن هر تشدیدکننده توسط سیستم ضربه گیر جرم فنر^۷ ارائه می شود در حالیکه باریکه تزویجگر برابر با شبکه ای از فنرهای مکانیکی است. چنین سیستم دو تشدیدکننده ای، دو حالت تشدید مکانیکی را با فرکانس کاملا بسته نشان می دهد که باند عبور فیلتر را تعریف می کند. فرکانس مرکزی فیلتر عمدتاً توسط فرکانس های تشدیدکننده مشمول تعیین می شود در حالیکه فضاگیری بین حالت ها (یعنی پهنای باند) اساساً توسط سختی فنر تزویجگر تعیین می گردد. همانطور که در شکل ۲ نشان داده شده است، هر پیک حالت منطبق با شکل حالت فیزیکی و مجزا است: در حالت فرکانس پایین، هر دو تشدیدکننده در فاز ارتعاش دارند و در حالت فرکانس بالاتر، تشدیدکننده ها ۱۸۰ درجه خارج از فاز هستند.

⁷ Mass-spring-damper system

همانطور که توصیف خواهد شد، مقاومت پایان انتخابی R_{Qn} برای صاف کردن باند عبور دندان‌دار مورد استفاده قرار می‌گیرد که در شکل ۲ نشان داده شده است تا آنچه که در شکل ۱ نشان داده شده بدست آید.



شکل ۱. (الف) طرح پرسپکتیو از فیلتر مکانیکی μ دو تشدیدکننده، به همراه مدار حسگر، تحریک و بایاس ترجیهی. عناصر مهم به رنگ خاکستری نشان داده شده است. (ب) مدار مکانیکی معادل.



شکل ۲. شکل های حالت فیلتر و انطباق شان برای پیک های خاص در مشخصات فرکانس بی پایان.

برای عملیاتی کردن این فیلتر، یک بایاس V_P dc به ساختار فیلتر معلق اعمال می‌شود و یک ولتاژ ورودی ac V_i در مقاومت R_{Q1} به الکتروود ورودی به کار گرفته می‌شود (الکتروود ۱)، همانطور که در شکل ۱ (الف) نشان داده

شده است. کاربرد این ورودی یک نیروی الکترواستاتیک جهت دار- x بین الکترون ۱ و تشدیدکننده رسانایی ایجاد می کند که ارتعاش جهت دار- x از تشدیدکننده ورودی را القا می کند زمانی که فرکانس ولتاژ ورودی از میان گذر فیلتر مکانیکی نشات می گیرد. این انرژی ارتعاشی توسط فنر تزویجگر به تشدیدکننده بیرونی فرستاده می شود و منجر می شود که آن هم مرتعش گردد. ارتعاش تشدیدکننده خروجی یک بایاس dc ، خازن زمان متغیر بین تشدیدکننده رسانا و الکترون بیرونی ایجاد می کند که جریان خروجی را به صورت زیر منبع قرار می دهد

$$i_{x2} = V_{Pn} \frac{\partial C_2}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (1)$$

که x جابجایی عمودی، $V_{Pn} = V_P - V_n$ با V_n برابر با ولتاژ dc بر الکترون n است و $\partial C_2 / \partial x$ تغییر در ظرفیت تشدیدکننده به الکترون در هر واحد جابجایی در پرت ۲ است. جریان i_{x2} به سمت مقاومت R_{Q2} جهت داده می شود که جریان را به همراه R_{Q1} به ولتاژ خروجی v_n تبدیل می کند، و امپدانس نهایی مناسب فراهم می کند که میان گذر دنداندار در شکل ۲ را هموار می کند.

در واقع، این دستگاه سیگنال ورودی الکتریکی را دریافت می کند، آن را به سیگنال مکانیکی تبدیل می کند، در دامنه مکانیکی آن را پردازش می کند، سپس سیگنال حاصل را به سیگنال خروجی الکتریکی تبدیل می کند که برای پردازش بیشتر توسط مراحل الکتریکی متعاقب آماده می شود.

III. تشدیدکننده های میکرومکانیکی HF

از آنجاییکه فرکانس مرکزی فیلتر مکانیکی داده شده عمدتاً توسط فرکانس های تشدید تشدیدکننده هایش تعیین می شود، طرح تشدیدکننده مکانیکی دقیق برای اجرای موفقیت آمیز فیلتر اجباری است. طرح تشدیدکننده Q انتخابی نه تنها باید بتواند به فرکانس مورد نیاز دسترسی داشته باشد بلکه باید خطی بودن کافی و قابلیت تنظیم با Q کافی را در نظر گیرد.

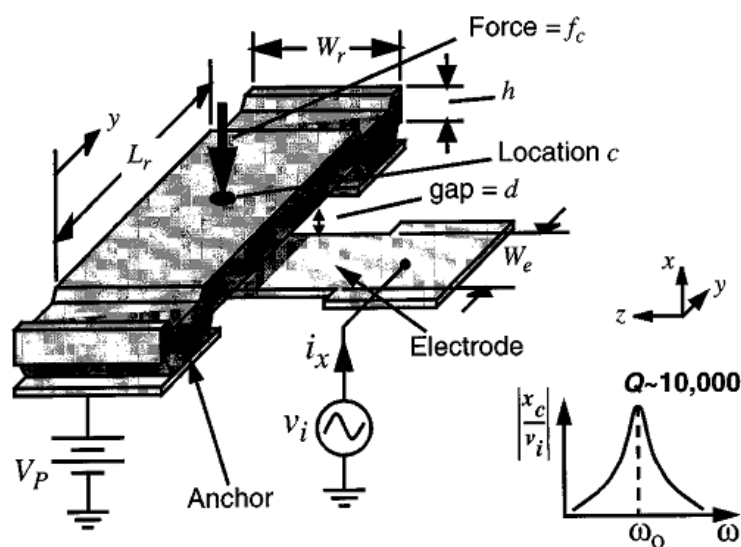
برای بسیاری از برنامه های کاربردی حسگر، مانند شتاب سنج (۱۵) یا ژيروسکوپ (۱۶)، هرچه فرکانس تشدید ساختار مکانیکی بیشتر باشد، حساسیت دستگاه بهتر می شود. بنابراین، اکثریت دستگاه های مکانیکی میکروماشینی

قبلی که هدفشان برنامه های کاربردی حسگر هستند، به گونه ای طراحی شده اند که در فرکانس های پایین تر زیر ۱۰۰ کیلوهرتز عمل کنند. طرح هایی با طول زیاد فنر و جرم بالا برای این برنامه ها مناسب هستند و تکنیک هایی که خطی بودن و دامنه جابجایی را گسترش می دهند مانند ترادیسنده های خازنی شانه ای^۸ و تعلیق باریکه های فشرده^۹ (۹) اغلب مورد استفاده قرار می گیرند.

با این حال، چنین طرح هایی برای برنامه ها در طیف HF و فراتر از آن غیرعملی هستند. به منظور به حداکثر رساندن فرکانس تشدید کننده که توسط عبارت کلی زیر بیان می شود

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_r}{m_r}} \quad (2)$$

سختی موثر فنر تشدیدکننده k_r باید حداکثر شود در حالیکه جرم موثر m_r حداقل می شود. طرح تشدید کننده HF بهینه باید از افزایش جرم ساختار شانه و کاهش سختی انعطاف جلوگیری کند. به این دلیل، این مقاله از تشدیدکننده باریکه دو سر گیردار که در شکل ۳ نشان داده شده است تحت پیکربندی بایاس معمولی و تحریک شده استفاده می کند.



⁸ Com-capacitive transducer

⁹ Folded- beam suspension

شکل ۳. طرح پرسپکتیو باریکه دو سر گیردار تشدیدکننده مکانیکی μ با پیکربندی بایاس معمولی و تحریک. به

نیروی ورودی مکانیکی f_c توجه کنید.

فرکانس تشدید این باریکه دو سر گیردار به عوامل بسیاری بستگی دارد که شامل هندسه، ویژگی مواد ساختاری،

فشار، بزرگی ولتاژ بایاس V_F dc، توپوگرافی سطح می باشد. با در نظر گرفتن این ها در حالیکه اثرات عرض محدود

نادیده گرفته می شود، عبارت و فرمولی برای فرکانس تشدید می تواند نوشته شود

$$f_0 = f_{\text{nom}}[1 - g(d, V_P)]^{1/2}, \quad f_{\text{nom}} = 1.03\kappa \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{h}{L_r^2}} \quad (3)$$

که E و p ماژول های Young و تراکم مواد ساختاری می باشند، h و L_r در شکل ۳ مشخص شده اند، f_{nom}

فرکانس تشدید مکانیکی اسمی از تشدیدکننده است اگر هیچ الکتروود یا ولتاژ اعمال شده ای وجود نداشته باشد، تابع

g اثر سختی فنر الکتریکی k_e را مدل سازی می کند که زمانی ظاهر می شود که الکتروود و ولتاژ معرفی شده باشند

و از سختی مکانیکی k_m کسر شود و k عامل اندازه گیری است که تاثیرات توپوگرافی سطح را مدل سازی می کند

(که در شکل ۱۲ و ۱۳ نشان داده شده است). برای تشدید کننده μ این کار، k توسط اثرات الاستیکی محدود و

تقویت انکر در نظر گرفته می شود (۱۷)، (۱۸) که با استفاده از تحلیل عوامل محدود (FEA) قابل پیش بینی

هستند.

A. عملیات الکترومکانیکی

تشدیدکننده های این کار از مبدل خازن برای ساده سازی تزویج آتی با مدار ترانزیستور استفاده می کند. برای

باریکه دو سر گیردار توصیف شده ی طرح مقاومت عمودی، خازن ترانسفرماتور بین باریکه تشدیدکننده و الکتروود

مربوطه شکل می گیرد همانطور که در شکل ۳ نشان داده شده است. برای بکار انداختن یک تشدیدکننده، ولتاژ

ورودی که شامل بایاس V_P dc و سیگنال v_i ac است، در خازن ترانسفرماتور الکتروود به تشدیدکننده به کار گرفته

می شود. (توجه داشته باشید که بایاس V_P dc به طور موثر برای یک صفحه ی خازن به کار گرفته می شود، هیچ

جریان dc مرتبط با آن وجود ندارد پس هیچ مصرف انرژی dc ای نیز وجود ندارد. این ترکیب ولتاژها یک نیروی الکترواستاتیک بین الکتروود و تشدیدکننده ایجاد می کند که با مولفه اصلی در فرکانس v_i که توسط (۹)، (۱۰) نشان داده شده است

$$F_d = V_P \frac{\partial C}{\partial x} v_i \quad (4)$$

که $\partial C / \partial x$ تغییر خازن الکتروود به تشدیدکننده در هر جابجایی تشدیدکننده است که تقریباً توسط مورد زیر داده شده است

$$\frac{\partial C}{\partial x} = \frac{\epsilon_0 W_r W_e}{d_0^2} \quad (5)$$

که d_0 فضاگیری فاصله الکتروود به تشدیدکننده تحت شرایط استاتیک (غیرمقاوم) می باشد. زمانی که فرکانس v_i با فرکانس تشدید تطبیق داده می شود، باریکه با بزرگی جابجایی صفر تا پیک در موقعیت γ مرتعش می شود که توسط معادله زیر داده شده است

$$x(y) = \frac{Q F_d}{k_{\text{reff}}(y)} = \frac{Q}{k_{\text{reff}}(y)} V_P \frac{\partial C}{\partial x} v_i \quad (6)$$

که جریان i_x ایجاد می کند که در ارتباط با (۱) توصیف شده است. در (۶)، $k_{\text{reff}}(y)$ سختی موثری در موقعیت γ وجود دارد که بعداً در این بخش از طریق تزویج پهنای الکتروود تعیین می شود. زمانی که در برابر فرکانس ورودی رسم شود، i_x طیف بیضوی میان گذر را که در شکل ۳ ظاهر شده است نشان می دهد. برای طرح تشدیدکننده این مقاله، (که در جدول II خلاصه شده است)، بزرگی ارتعاش معمولی A۴۹ در باریکه مرکز برای بایاس dc از $V_P = 10 \text{ V}$ و ولتاژ ورودی ac از $v_i = 3 \text{ mV}$ می باشد.

ویژگی فرکانس برای تشدیدکننده مکانیکی μm پلی سیلیکون ۸,۵ مگاهرتزی که در شرایط خطی در فشار ۷۰ mTorr از طریق برنامه آزمایشی که در بخش VI توصیف شده اندازه گیری شده است، در شکل ۴ نشان داده شده است. عامل کیفیت Q استخراج شده از این طرح ۸۰۰۰ است که برای ارائه فیلترهای تلفات جایگزینی پایین بسیار

مناسب است. با این وجود به یاد داشته باشید این Q تنها در خلا قابل دسترسی است که تعدیل گاز ویسکوز به حداقل می رسد (۱۹). Q پایین تر در رده صد تحت فشار جوی مشاهده می شود.

B. مدار مکانیکی پارامتر فشرده معادل^{۱۰}

به منظور طرح فیلتر، اغلب می توان معادل پارامتر فشرده مدار مکانیکی تعدیل کننده جرم فنر را برای این تشدیدکننده تعریف کرد (به شکل ۱ رجوع شود)، که دارای عاملی با ارزشی است که با موقعیت در تشدیدکننده تغییر می کند. با ارجاع به شکل ۵، جرم برابر در موقعیت y بر تشدیدکننده توسط معادله زیر داده شده است (۲۰)

$$m_r(y) = \frac{KE_{tot}}{(1/2)(v(y))^2} = \frac{\rho W_r h \int_0^{L_r} [X_{mode}(y')]^2 (dy')}{[X_{mode}(y)]^2} \quad (7)$$

که

$$X_{mode}(y) = \zeta(\cos ky - \cosh ky) + (\sin ky - \sinh ky) \quad (8)$$

موقعیت y ، و پارامترهای ابعادی در شکل ۵ داده شده است. سختی معادل فنر از (۲) و (۷) می باشد و در معادله زیر داده شده است

$$k_r(y) = \omega_0^2 m_r(y) \quad (9)$$

که ω_0 رادیان فرکانس تشدیدکننده از باریکه است. در آخر عامل تعدیل به صورت زیر داده شده است

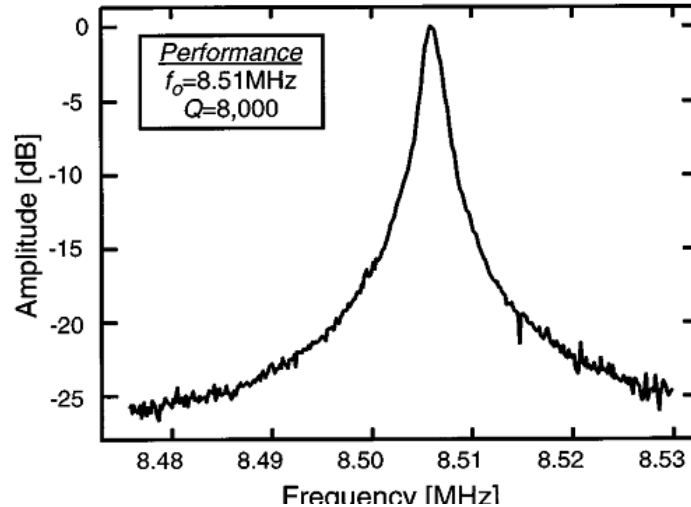
$$c_r(y) = \frac{\sqrt{k_m(y)m_r(y)}}{Q_{nom}} = \frac{\omega_{nom} m_r(y)}{Q_{nom}} = \frac{k_m(y)}{\omega_{nom} Q_{nom}} \quad (10)$$

که

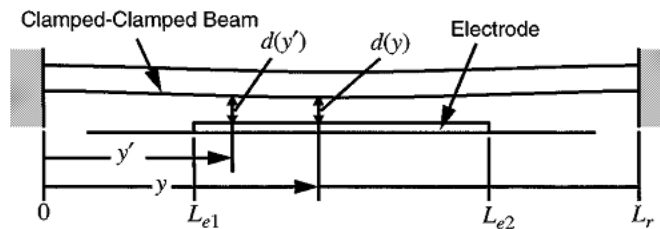
$$k_m(y) = \omega_{nom}^2 m_r(y) \quad (11)$$

¹⁰ Lumped parameter

سختی مکانیکی تشدیدکننده به تنهایی بدون تاثیر ولتاژ اعمال شده و الکتروود است و Q_{nom} عامل کیفیت تشدیدکننده تحت شرایط یکسان می باشد.



شکل ۴. ویژگی فرکانس برای تشدیدکننده مکانیکی μ پلی سیلیکون ۸,۵ مگاهرتز اندازه گیری شده تحت خلا ۰.۷ mTorr با استفاده از ولتاژ بایاس $V_P = 10$ dc، ولتاژ $v_i = 3$ mV، و تشدیدکننده ترانزیستور مقاومت با بهره 33 k Ω برای بدست آوردن ولتاژ خروجی v_0 . بزرگی $v_0/v_i =$.



شکل ۵. طرح مقطعی تشدیدکننده برای تحلیل فرکانس و امیدانس.

C. سختی الکتریکی ولتاژ قابل تنظیم

همانطور که در (۳) اشاره شد، که g به عنوان تابع ولتاژ بایاس V_P مشاهده شده است، فرکانس تشدید این دستگاه از طریق تنظیم V_P قابل تنظیم است (۸)، و این می تواند برای اجرای فیلتر با فرکانس مرکزی قابل تنظیم مفید باشد یا برای انحراف میان گذر ناشی از تحمل ساخت سطح محدود استفاده شود. وابستگی بایاس dc از

فرکانس تشدیدکننده از ثابت فنر الکتریکی وابسته به V_F نشات می گیرد که از ثابت فنر مکانیکی سیستم k_e کسر می شود، سختی کلی فنر را کاهش می دهد $k_r = k_m - k_e$ ؛ بنابراین فرکانس تشدید را طبق معادله زیر پایین میاورد

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m - k_e}{m_r}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_m}{m_r}} \left[1 - \left\langle \frac{k_e}{k_m} \right\rangle \right]^{1/2}$$

$$= 1.03\kappa \sqrt{\frac{E}{\rho} \frac{h}{L^2}} \left[1 - \left\langle \frac{k_e}{k_m} \right\rangle \right]^{1/2} \quad (12)$$

که k_m and m_r نشان دهنده ی مقادیر در موقعیت مشخص (معمولا موقعیت مرکزی باریکه) می باشد و مقدار $\langle k_e/k_m \rangle$ باید از طریق توزیع عرض الکتروود W_e بدست آید که به دلیل وابستگی موقعیت k_m می باشد. سختی فنر الکتریکی k_e توسط وابستگی غیرخطی خازن الکتروود به تشدیدکننده $C_n(x)$ بر جابجایی x تولید می شود و بر فضاگیری فاصله الکتروود به تشدیدکننده d بستگی دارد. در موقعیت خاص y' بر عرض بسیار کم الکتروود dy' قرار دارد، تمایز در سختی الکتریکی در (۲۱) ارائه شده است

$$dk_e(y') = V_P^2 \frac{\epsilon_0 W_r dy'}{(d(y'))^3} \quad (13)$$

که فضاگیری فاصله الکتروود به تشدیدکننده d دیده می شود، از آنجاییکه باریکه به دلیل بایاس V_P dc خم می شود که بین الکتروود و تشدیدکننده به کار گرفته می شود. با شناسایی اینکه حالت اصلی سختی استاتیک و داینامیک یکسان است، و فرض اینکه شکل خمیدگی استاتیک به دلیل نیروی dc توزیعی تعریف شده توسط تابع $X_{static}(y)$ است، فضاگیری فاصله می تواند به صورت زیر بیان شود

$$d(y) = d_0 - \frac{1}{2} V_P^2 \epsilon_0 W_r \int_{L_{e1}}^{L_{e2}} \frac{1}{k_m(y')(d(y'))^2} \frac{X_{static}(y)}{X_{static}(y')} dy' \quad (14)$$

که d_0 فاصله الکتروود به تشدیدکننده استاتیک با $V_P = 0V$ می باشد. در (۱۴)، عبارت دوم نشان دهنده ی جابجایی استاتیک از تشدیدکننده به سمت الکتروود در موقعیت خاص y می شود، که توسط توزیع در پهنای الکتروود از $y = L_{e1}$ to L_{e2} ارزیابی می شود. در این مقاله الکتروود در مرکز باریکه تشدیدکننده قرار دارد و بنابراین از $L_{e1} = 0.5(L_r - W_e)$ و $L_{e2} = 0.5(L_r + W_e)$. از آنجائیکه متغیر مطلوب $d(y)$ بر هر دو سمت (۱۴) قرار می گیرد، یکی از آن ها در بازه عدد صحیح است، (۱۴) توسط در نظر گرفتن این حل می شود که $d(y) = d_0$ در سمت راست باشد، و $d(y)$ در سمت چپ را حل کند، سپس از این تابع در سمت راست استفاده کند، و تا زمانی که $d(y)$ همگرا شود تکرار شود. بعلاوه، برای اکثر موارد (۱۴) به تابع $X_{static}(y)$ حساس نیست، بنابراین، $X_{mode}(y)$ داده شده توسط (۸) می تواند جایگزین $X_{static}(y)$ با تفاوت کمتری شود. باید ذکر شود که بیشتر نسخه های (۱۴) از طریق تحلیل استاتیک قابل دستیابی هستند اما این ها اغلب شکل چندجمله ای به خود می گیرند و کمتر مشهود هستند (۱۴).

مقدار $\langle k_e/k_m \rangle$ ممکن است با توزیع پهنای الکتروود یافت شود و توسط مورد زیر ارائه گردد

$$\left\langle \frac{k_e}{k_m} \right\rangle = g(d, V_P) = \int_{L_{e1}}^{L_{e2}} \frac{dk_e(y')}{k_m(y')} \cdot \quad (15)$$

با توجه به وابستگی های (۱۳)-(۱۵) و در نظر گرفتن مجموعه مقادیر V_P ، طراحی تشدیدکننده شکل ۳ برای فرکانس مقاومت خاص جهت تنظیم ابعاد هندسی L_r, W_r و W_e از طریق طرح CAD می باشد از آنجائیکه دیگر متغیرها در بیرون توسط فناوری ساخت تعیین می شوند.

D. ولتاژ توقف^{۱۱} V_{PI}

زمانی که ولتاژ بایاس V_P dc اعمال شده به اندازه کافی بزرگ باشد، شکست دستگاه را به دنبال دارد که در آن باریکه تشدیدکننده به سمت الکتروود کشیده می شود. این منجر به تخریب دستگاه به دلیل جریان زیادی می شود که از مسیر الکتروود به تشدیدکننده عبور می کند یا حداقل تابعیت را حذف می کند اگر لایه دی الکترونیک (برای

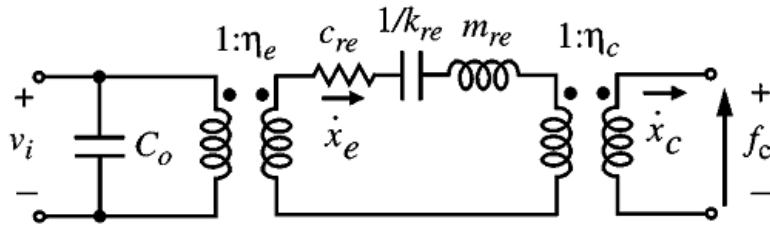
¹¹ Pull-In Voltage

مثال اکسید یا نیتريد) در بالای الكتروود موجود باشد تا از تماس الكتريكي بين آن و باريكه تشديدكننده جلوگيري كند.

برخلاف ساختارهاي ميكرومكانيكي با فرکانس پايين پيشين (۸)،(۱۵)، نيروي الكترواستاتيک جالب بين الكتروود و تشديدكننده HF كه منجر به كشمش مي شود در برابر سختي توييكي بزرگ عمل مي كند كه بايد در ناحيه الكتروود توييكي شود تا به درستي ولتاژ كشمش V_{PI} را پيش بيني كند. بنايرين، عبارت بسته ي مورد استفاده براي V_{PI} (۲۱) بر مبنای تحليل پارامتر فشرده ديگر قابل استفاده نيستند. بلکه، براي اين تشديدكننده، فرآيند تعيين V_{PI} شامل پيدا كردن V_P است كه فرکانس تشديد را برابر با صفر قرار مي دهد، با ارجاع به (۱۲)، مقدار (۱۵) برابر با تروييج و حل متغير V_P است.

E. مدار معادل الكتريكي سيگنال كوچك

براي مدل سازي و شبیه سازي آسان رفتار امپدانس اين تشديدكننده مكانيكي μ در مدار الكترومكانيكي، معادل الكتريكي مورد نياز است (۸)، (۲۲)،(۲۳). همانطور كه در شكل ۳ نشان داده شده است، هم ورودی و هم خروجی مكانيكي و الكتريكي براي اين دستگاه ممكن است، بنايرين مدار معادل بايد بتواند هر دو را مدلسازي كند. بعلاوه، براي سازگاري فيزيكي از منظر ترانسفورماتور و نويز، يك مدل مدار كه مستقيماً از المنت هاي مكانيكي فشرده استفاده مي كند و در (۷)-(۱۰) خلاصه شده است تروييج داده مي شود. شكل ۶ مدار معادل مورد استفاده در اين مقاله را ارائه مي دهد كه در آن مبدل ها هم تروييج الكتريكي و هم مكانيكي را از تشديدكننده مدلسازي مي كند كه خودش توسط مدار اصلي LCR مدل سازي مي شود- مشابه الكتريكي به سيستم تعديل كننده جرم فنر- كه مقدار المنت هایش منطبق با مقدار واقعي جرم، سختی، و تعديل كننده است همانطور كه توسط (۷)-(۱۰) ارائه شده است. در اين مدار، شباهت الكترومكانيكي جريان مورد استفاده قرار گرفته است همانطور كه در جدول ۱ خلاصه شده است.



شکل ۶. مدار تشدیدکننده مکانیکی μ با ورودی و خروجی الکتریکی (ولتاژ v_i) و مکانیکی (نیروی f_c)

جدول ۱ تطابق مکانیکی به الکتریکی در آنالوگ جریان

متغیر الکتریکی	متغیر مکانیکی
مقاومت، R	تعدیل کننده، C
خازن، C	سختی K^{-1}
القاه، L	جرم، m
ولتاژ، V	نیروی، f
جریان، I	سرعت، v

زمانی که به پرت الکتروود از مدار تشدیدکننده معادل در شکل ۶ می‌نگریم، یک مدار LCR تبدیل شده مشاهده می‌شود که مقادیر المنت هایش به صورت زیر می‌باشد

$$L_x = \frac{m_{re}}{\eta_e^2} \quad C_x = \frac{\eta_e^2}{k_{re}} \quad R_x = \frac{\sqrt{k_{re}m_{re}}}{Q\eta_e^2} = \frac{c_{re}}{\eta_e^2} \quad (16)$$

که زیروند e نشان دهنده ی موقعیت الکتروود در مرکز باریکه تشدیدکننده است (یعنی، در $y = L_r/2$). عبارتی برای ترانسفورمر الکترومکانیکی نسبت η_e می‌تواند از طریق تحلیل امپدانس بدست آید که مقاومت حرکتی R_x می‌تواند در فاصله الکتروود به تشدیدکننده در تشدید کننده دیده شود. پیرو این، تابع تبدیل ولتاژ به جابجایی در موقعیت داده شده y (در شکل ۵ مشاهده شود) در تشدیدکننده ابتدا با استفاده از فرم فازور (۴)-(۶)، (۸) و (۹) و ادغام آن در پهنای الکتروود یافت شد که

$$\frac{X}{V_i}(y) = \int_{L_{e1}}^{L_{e2}} \frac{QV_P \epsilon_0 W_r}{[d(y')]^2 k_r(y')} \frac{X_{mode}(y)}{X_{mode}(y')} dy' \quad (17)$$

با استفاده از فرم فازور از (۱)، مجموعه مقاومت حرکتی مشاهده شده از الکتروود به صورت زیر می باشد

$$R_x = \frac{V_i}{I_x} = \left[\int_{L_{e1}}^{L_{e2}} \frac{\omega_0 V_P \epsilon_0 W_r}{[d(y)]^2} \cdot \frac{X}{V_i}(y) dy \right]^{-1}. \quad (18)$$

با الحاق (۱۷)، فاکتورگیری، $c_{re} = k_{re}/(\omega_0 Q)$ ، و کسر η_e داریم

$$\eta_e = \sqrt{\int_{L_{e1}}^{L_{e2}} \int_{L_{e1}}^{L_{e2}} \frac{V_P^2 (\epsilon_0 W_r)^2}{[d(y')d(y)]^2} \frac{k_{re}}{k_r(y')} \frac{X_{mode}(y)}{X_{mode}(y')} dy' dy}. \quad (19)$$

توجه داشته باشید که سختی مجتمع شده ی موثر تعریف شده در (۶) می تواند از (۱۷) نیز کسر شود، که می دهد

$$k_{eff}(y) = \left[\int_{L_{e1}}^{L_{e2}} \left[\frac{d_0}{d(y')} \right]^2 \frac{1}{k_r(y')} \frac{1}{W_e} \frac{X_{mode}(y)}{X_{mode}(y')} dy' \right]^{-1}. \quad (20)$$

نسبت تبدیل ترانسفورمر η_c در شکل ۶ تبدیل امپدانس مکانیکی را مدلسازی می کند که توسط تزویج مکانیکی به تشدیدکننده در موقعیت y که از مرکز جابجا شد بدست آمد. همانطور که مشاهده می شود، چنین تزویجی به هنگام اجرای فیلترها با دو یا چند تشدیدکننده مورد نیاز خواهد بود. با بیان این موارد در قالب نسبت سختی، معادله برای نسبت تبدیل ترانسفورمر به هنگام تزویج در فاصله l_c از انکر شکل زیر را به خود می گیرد

$$\eta_c = \sqrt{\frac{k_r y = l_c}{k_{re}}}. \quad (21)$$

در نهایت، برای مدار معادل از شکل ۶، باید توجه شود که ثابت تعدیل کننده c_r اساسا تابعی از سختی الکتريکی k_e نیست. بنابراین، زمانی که در قالب سختی کلی k_r سیستم بیان شد، Q تشدیدکننده باید تنظیم شود تا اینکه c_r مقدار اصلی خود را حفظ کند که توسط (۱۰) داده شده است. در قالب k_r و ω_0 ، معادله برای c_r شکل زیر را به خود می گیرد

$$c_r = \frac{\omega_0 m_r}{Q} = \frac{k_r}{\omega_0 Q} = \frac{\sqrt{k_r m_r}}{Q} \quad (22)$$

$$Q = Q_{\text{nom}} \left[1 - \left\langle \frac{k_e}{k_m} \right\rangle \right]^{1/2}. \quad (23)$$

توجه داشته باشید که عامل کیفیت تشدیدکننده موثر Q به سختی فنر الکتریکی k_e بستگی دارد و بنابراین تابع ولتاژ بایاس V_P dc است. در این فصل، متغیر Q توسط (۲۳) تعریف شده است در حالیکه Q_{nom} برای شرایط بایاس صفر قرار گرفته است.

IV. طرح فیلتر

علاوهم استفاده از تشدیدکننده مکانیکی μ مرتعش به جای LCR دوجذوری یا مبتنی بر ترنزیستور، توپولوژی شبکه برای فیلترهای مکانیکی این کار از مواردی که کاملاً الکترونیکی هستند متفاوت می باشد و در واقع، می تواند در سطح سیستم طراحی شود که از طریق تکنیک تحلیل فیلتر نردبانی تشدیدکننده نشات می گیرد. به ویژه، با توجه به مقادیر عامل LCR برای تشدیدکننده مکانیکی μ نمونه اولیه، ترکیب فیلتر مکانیکی در دامنه الکتریکی ممکن است که دامنه مکانیکی را تنها به عنوان مرحله نهایی تبدیل کند. با این وجود، اگرچه ممکن است، چنین روندی توصیه نشود، زیرا دانش و سهولت طراحی در هر دو دامنه مکانیکی و الکتریکی می تواند تلاش های مورد نیاز را کاهش دهد.

روند طراحی فیلتر میکرومکانیکی دو تشدیدکننده در این مقاله می تواند به صورت زیر مشخص شود.

(۱) نمونه اولیه تشدیدکننده مکانیکی μ مورد استفاده را ایجاد و طراحی کنید، هندسه ضروری برای فرکانس های مورد نیاز را انتخاب کرده و اطمینان حاصل کنید که مبدل الکترونیکی تشدیدکننده تزویج وجود دارد تا پایان مقادیر مقاومت از پیش تعیین شده را فراهم کند.

(۲) مقدار قابل تولید از پهنای باریکه تزویج W_s فراهم کنید و باریکه تزویج را با ربع طول موج از فرکانس مرکزی فیلتر انتخاب کنید.

(۳) موقعیت های تزویج بر تشدیدکننده منطبق با پهنای باند مورد علاقه را تعیین کنید.

۴) معادل کاملی از مدار برای فیلتر کلی تولید کنید و طرح را با استفاده از شبیه سازی مدار تایید کنید. هر یک از مراحل فوق توضیح داده خواهد شد.

A. طرح تشدیدکننده میکرومکانیکی

تشدیدکننده مکانیکی $^{\mu}$ شامل فیلترها ترجیحا به صورت یکسان طراحی شده اند که هر یک فرکانس تشدیدکننده منفردی دارند. طراحی معادله هایی که ابعاد و ولتاژهای بایاس را طراحی می کند باید فرکانسی داشته باشد که در بخش III ارائه شده است.

علاوه بر تعیین فرکانس مرکزی فیلتر، طراحی تشدیدکننده نیز پایانه مقاومت های مورد نیاز برای صاف کردن میان گذر را تعیین می کند. مانند فیلترهای نردبانی LC، فیلترهای مکانیکی $^{\mu}$ توصیف شده باید با مقدار امیدانس مناسب نهایی شود. بدون پایانه مناسب، تشدیدکننده Q بسیار بزرگ است و میان گذر فیلتر شامل پیک های مجزای انتخاب است همانطور که در شکل ۲ نشان داده شده است. به منظور صاف کردن میان گذر بین پیک ها، Q تشدیدکننده (دقیقا پایان تشدیدکننده) باید کاهش پیدا کند و این می تواند با تعیین فیلتر با مقاومت انجام شود. مقدار مورد نیاز پایانه مقاومت برای فیلتر مکانیکی $^{\mu}$ با فرکانس مرکزی f_0 و پهنای باند B به صورت زیر داده شده است

$$R_{Qi} = \left(\frac{Q}{q_i Q_{fltr}} - 1 \right) R_{xi} \quad (24)$$

که Q عامل کیفیت بارنشده ی تشدیدکننده است، $Q_{fltr} = f_0/B$ ، i به انتهای تشدیدکننده مورد نظر اشاره می کند،

و $^{\mu}$ پارامتر q نرمال شده است که از فیلتر بدست می آید (۲۴). برای مورد رایج که $Q \gg Q_{fltr}$ ، (۲۴) می

شود

$$R_{Qi} \cong \frac{\sqrt{k_{rie} m_{rie}}}{q_i Q_{fltr} \eta_e^2} = \frac{k_{rie}}{\omega_0 q_i Q_{fltr} \eta_e^2} \quad (25)$$

از متغیرها در (۲۵)، عامل تزویج الکترومکانیکی η_e اغلب برای تنظیم مقدار مطلوب مقاومت راحت تر است. بنابراین، با در نظر گرفتن (۱۹) و (۲۵)، امیدنس نهایی R_{Qi} و محدودیت های ولتاژ بایس V_P اغلب نشان دهنده ی فضا الکتروود به تشدیدکننده است و با طرح تشدیدکننده خاص همپوشانی دارد.

B. طرح باریکه تزویج

اگر هر تشدیدکننده طوری طراحی شده است که فرکانس تشدیدکننده یکسان داشته باشد، سپس میان گذر فیلتر کلی در حول این فرکانس قرار خواهد گرفت. فنر تزویج به طور موثر عمل می کند تا فرکانس های تشدیدکننده را جدا کند، دو حالت تشدید بسته ایجاد می کند که شامل پایانه میان گذر فیلتر است. برای فرکانس مرکزی فیلتر داده شده f_0 و پهنای بایس B، ثابت فنر باریکه تزویج مورد نیاز می تواند با استفاده از معادله زیر بدست آید (۲۰)، (۲۴)

$$k_{s12} = k_{rc} \left(\frac{B}{f_0} \right) k_{12} \quad (26)$$

که k_{rc} سختی تشدیدکننده در موقعیت تزویج و k_{12} ضریب تزویج نرمال شده بین تشدیدکننده برای نوع فیلتر داده شده است (یعنی Butterworth, Chebyshev و غیره) (۲۴). مقدار مورد نیاز ثابت فنر تزویجگر k_{s12} توسط انتخاب مناسب هندسه باریکه تزویجگر با استفاده از عبارت تعیین شده بدست می آید.

طرح باریکه تزویج کننده توسط این حقیقت پیچیده می شود که خود باریکه جرم محدود دارد. بویژه، برای مورد فیلترهای ریزمقیاس، جرم باریکه تزویج کننده به همان ترتیبی است که باریکه های تشدیدکننده هستند. مگر اینکه برای آن در نظر گرفته نشود، این جرم باریکه می تواند به جرم های تشدیدکننده کناری بیافزایند، بنابراین فرکانس تشدید کننده فردی شان را تغییر دهند همانطور که توسط (۲) اشاره شده است، که فرکانس مرکزی فیلتر را تغییر می دهد یا میان گذرش را منحرف می سازد اگر از بیش از دو تشدیدکننده استفاده کند. این در شکل ۷ نشان داده شده است، که نشان دهنده ی مورد خاصی است که هر تشدیدکننده به طور موثر نیمی از جرم فنر تشدیدکننده را می گیرد که منجر به تغییر کلی در فرکانس مرکزی فیلتر می شود همانطور که در شبیه سازی دیده شد.

اگرچه آموزنده است، شکل ۷ در واقع تنها مورد خاصی را توصیف می کند که طول باریکه تزویج کننده کمتر از هشتمین طول موج آکوستیک است که منطبق با فرکانس عملیات است. برای این مورد خاص، باریکه تزویج کننده می تواند توسط سیستم فنر جرم فشرده نشان داده شود. در واقع، با این وجود، بویژه در فرکانس های بالا، باریکه تزویج توسط خط انتقال آکوستیک مدل سازی می شود- آنالوگ مکانیکی خط انتقال الکتریکی مشابه می باشد. برای این خط انتقال مکانیکی، مدار مکانیکی توزیعی قابل استفاده است و میزان جرم باریکه تزویج کننده و سختی که به طور موثر توسط تشدیدکننده های مجاور قابل مشاهده است با ابعاد باریکه و فرکانس عملیات تغییر می کند. به منظور طراحی فیلتر، شکل ۸ نشان دهنده ی مدل خط انتقال کلی برای باریکه تزویج است که شامل شبکه T از امپدانس مکانیکی است.

به دنبال تعیین مقادیر Z_a , Z_b , and Z_c در شکل ۸، رفتار امپدانس مکانیکی باریکه تزویج کننده همانطور که توسط تشدیدکننده کناری دیده می شود می تواند توسط ماتریس امپدانس شکل (۲۵) مدلسازی شود

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_1 \\ \dot{x}_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{H_6}{H_7} & -\frac{2EI_s\alpha^3 H_1}{j\omega L_s^3 H_7} \\ -\frac{j\omega L_s^3 H_3}{EI_s\alpha^3 H_7} & \frac{H_6}{H_7} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_2 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (27)$$

که

$$H_1 = \sinh \alpha \sin \alpha \quad (28)$$

$$H_3 = \cosh \alpha \cos \alpha - 1 \quad (29)$$

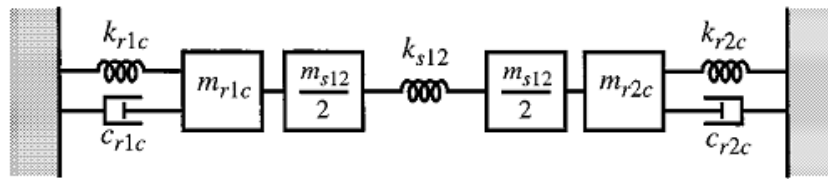
$$H_6 = \sinh \alpha \cos \alpha + \cosh \alpha \sin \alpha \quad (30)$$

$$H_7 = \sin \alpha + \sinh \alpha. \quad (31)$$

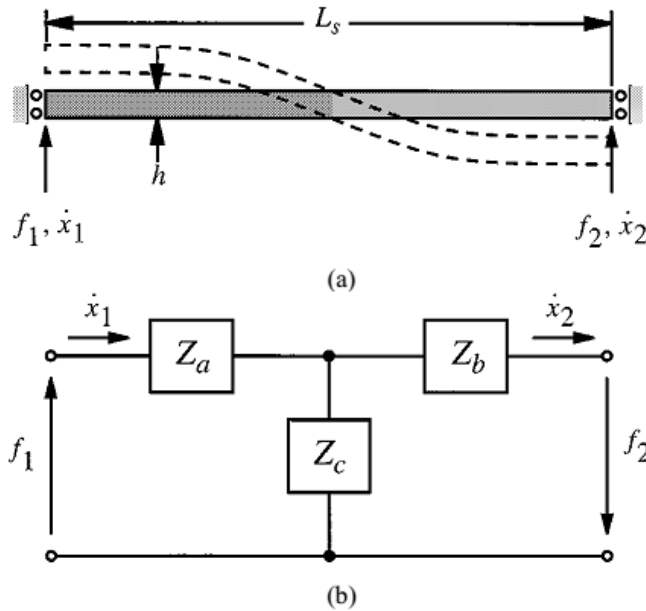
پهنای باریکه تزویج است، ابعاد مورد نیاز دیگر در شکل $\alpha = L_s(\rho W_s h \omega^2 / (EI_s))^{0.25}$, $I_s = W_s h^3 / 12$, W_s

۸ (الف) داده شده است، و فرض می کنیم که چرخش باریکه تزویج در نقاط ارتباط معنادار ندارد. برای مواردی که

چرخش مهم است، ماتریس در (۲۷) بزرگ تر می شود (۲۵) اما روش های راه حل مشابه باقی می ماند.



شکل ۷. مدار مکانیکی معادل برای فیلتر دو تشدیدکننده شکل ۱ (الف) با استفاده از باریکه تزویج با طول کمتر از یک هشتم طول موج فرکانس عملیاتی.



شکل ۸. (الف) باریکه تزویج تحت نیروهای f_1 و f_2 با واکنش های سرعت منطبق. (ب) خط انتقال کلی مدل T برای باریکه تزویج.

برابر قرار دادن مدار شکل ۸ (ب) به شبکه زنجیری توصیف شده توسط (۲۷) (۲۴)، پس حل این مجموعه و امپدانس در قالب عناصر ماتریس زنجیزی به صورت زیر است

$$Z_a = Z_b = \frac{A-1}{C} = \frac{jEI_s \alpha^3 (H_6 - H_7)}{\omega L_s^3 H_3} \quad (32)$$

9

$$Z_c = \frac{1}{C} = \frac{jEI_s \alpha^3 H_7}{\omega L_s^3 H_3}. \quad (33)$$

به منظور کاهش آسیب پذیری به واریانس هندسی باریکه (یعنی واریانس جرم) منجر شده توسط طرح محدود تحمل ساخت، باریکه تزویج باید طوری طراحی شود که منطبق با یک چهارم طول موج فرکانس مرکزی فیلتر باشد. این می تواند با انتخاب ابعاد باریکه تزویج بدست آید طوری که مجموعه و امپدانس موازی شکل ۸ (ب) مقادیر برابر و متضادی می گیرد و بنابراین هر مش را کنسل می کند. با بررسی (۳۲) و (۳۳)، Z_a and Z_c مقادیر برابر و متضاد می گیرند زمانی که

$$H_6 = \sinh \alpha \cos \alpha + \cosh \alpha \sin \alpha = 0. \quad (34)$$

با استفاده از مقادیر منتخب W_s (در مرحله ۲) در بخش (IV) و با فرض اینکه h برابر با فناوری است، (۳۴) می تواند برای L_s حل شود که منطبق با یک چهارم طول موج فرکانس عملیاتی است. با ابعاد کاپلر یک چهارم طول موج، امپدانس شکل ۸ (ب) به صورت زیر داده شده است

$$Z_a = Z_b = \frac{EI_s H_7}{j\omega L_s^3 H_3} = \frac{k_{sa}}{j\omega} \quad (35)$$

و

$$Z_c = -\frac{EI_s H_7}{j\omega L_s^3 H_3} = \frac{k_{sc}}{j\omega}. \quad (36)$$

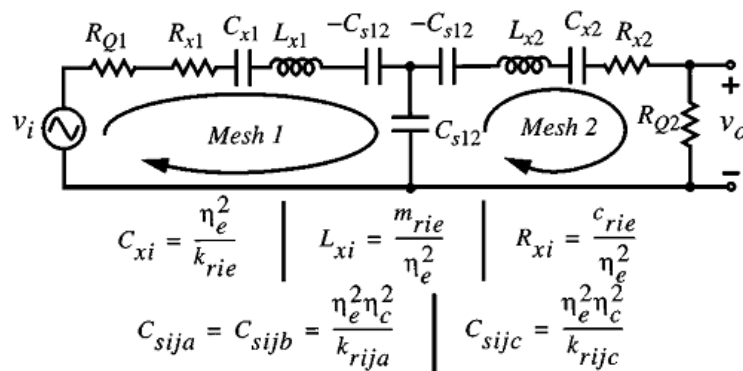
از این معادلات، با کمک (۲۹) و (۳۱) به منظور گسترش، سختی باریکه تزویج کننده یک چهارم طول موج به صورت زیر می باشد

$$k_{sc} = -k_{sa} = -\frac{EI_s \alpha^3 (\sin \alpha + \sinh \alpha)}{L_s^3 (\cos \alpha \cosh \alpha - 1)}. \quad (37)$$

باید ذکر شود که علاوه بر کاهش آسیب پذیری فیلتر کلی نسبت به واریانس در هندسه باریکه تزویج کننده، استفاده از باریکه تزویج کننده یک چهارم طول موج استفاده از تشدیدکننده یکسان در فیلتر را ممکن می سازد. این شاید در دامنه الکتریکی در زمینه ی شبکه فیلتر ساده شده که در شکل ۹ نشان داده شده است بهتر توصیف شود، که با استفاده از آنالوگ الکترومکانیکی جدول ۱ بر مدار مکانیکی فشرده از شکل ۱ (ب) بدست آمده است. در اینجا،

مدارهای LCR نشان دهنده ی تشدیدکننده و مدل های شبکه T باریکه تزویج کننده است. در نتیجه ترکیب فیلتر، یک ویژگی شبکه این است که هر مش با دیگر مدارهای باز باید در فرکانس مرکزی فیلتر f_0 تشدید شود (۲۴). با بررسی مش ۱، با مش ۲ مدار باز، خازن های $C_{s12c} = C_{s12}$ و $C_{s12a} = -C_{s12}$ کنسل می شوند، تنها L_x و C_x تشدیدکننده مکانیکی μ را باقی می گذارد تا منجر به فرکانس مش ۱ شود. همین مورد برای مش ۲ با مش ۱ مدار باز نیز به کار گرفته می شود. بنابراین، زمانی که باریکه های تزویج کننده طول موج یک چهارم استفاده می شوند، همه ی تشدیدکننده شامل فیلتر باید یکسان باشند هر یک در فرکانس مرکزی فیلتر تشدید شود.

موجود بودن طراحی ها با استفاده از تشدیدکننده های یکسان برای مورد فیلترهای میکرو مکانیکی ساخت شده ی مسطح مهم است از آنجاییکه تشدیدکننده های منطبق راحت تر در فرآیند صفحه بدست می آیند نسبت به تشدیدکننده هایی با فرکانس های خاص و متغیر، یعنی تحمل تطبیق بهتر از تحمل واقعی در فرآیند مسطح است.



شکل ۹. مدار معادل ساده شده برای فیلتر میکرو مکانیکی شکل ۱ با استفاده از باریکه تزویج کننده یک چهارم طول

موج.

C. موقعیت تزویج کننده (تزویج کننده با سرعت کم)

حداکثر عامل کیفیت فیلتر ($Q_{\text{fltr}} = f_0/B$) که از طریق فیلتر مکانیکی قابل دسترسی است برای نسبت تشدید

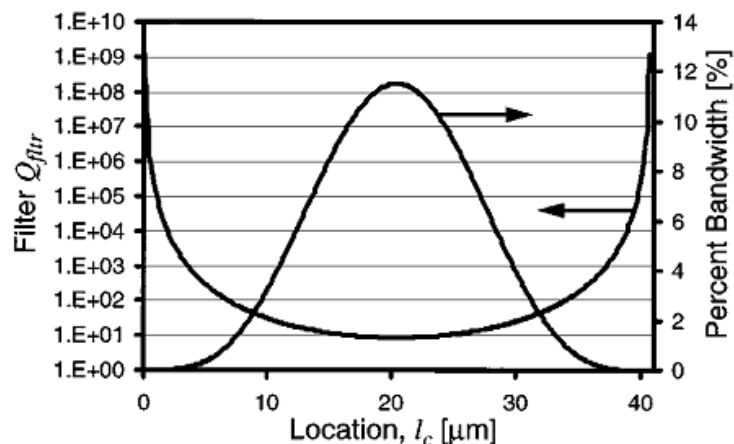
کننده و ثابت های فنر باریکه تزویج k_{rc}/k_{s12} نسبی است و با استفاده از (۲۶) داده شده است

$$Q_{\text{fltr}} = \frac{1}{P_{\text{BW}}} = k_{12} \left(\frac{k_{rc}}{k_{s12}} \right) \quad (38)$$

که P_{BW} درصد پهنای باند است. برای مورد فیلترهای مکانیکی ماکروسکوپی، k_{rc}/k_{s12} می تواند بسیار بزرگ باشد زیرا تشدیدکننده ها اغلب بزرگ تر و ضخیم تر از فنرهای تزویج مرتبط شان هستند (۲۰). از سوی دیگر، در فیلترهای مکانیکی μ ، تشدیدکننده ها و کاپلرها معمولا اندازه مشابه دارند و بنابراین، نسبت k_{rc}/k_{s12} محدود است. این، Q_{ftr} قابل دسترسی را قابل دستیابی است (یا درصد پهنای باند).

روش جدید برای بدست آوردن Q_{ftr} بزرگ تر دارای مزیت این حقیقت است که ثابت فنر دینامیک k_{rc} از تیر دو سر گیردار در موقعیت های نزدیک تر به نقطه انکر دیگر بزرگ تر است- یعنی در نقاطی که به سمت سرعت تشدید پایین تر حرکت می کند بزرگ تر است. این م میتواند از (۷) و (۹) مشاهده شود، که به جرم و سختی تشدیدکننده تابعی از موقعیت باریکه را می دهد. بنابراین، با تزویج باریکه نزدیک تر به نقاط انکر، به جای مرکز باریکه تشدیدکننده، k_{rc}/k_{s12} بالاتر می تواند بدست آید و بنابراین Q_{ftr} بالاتر نایل می شود حتی زمانی که تشدیدکننده و فنرهای تزویج اندازه های یکسان داشته باشد.

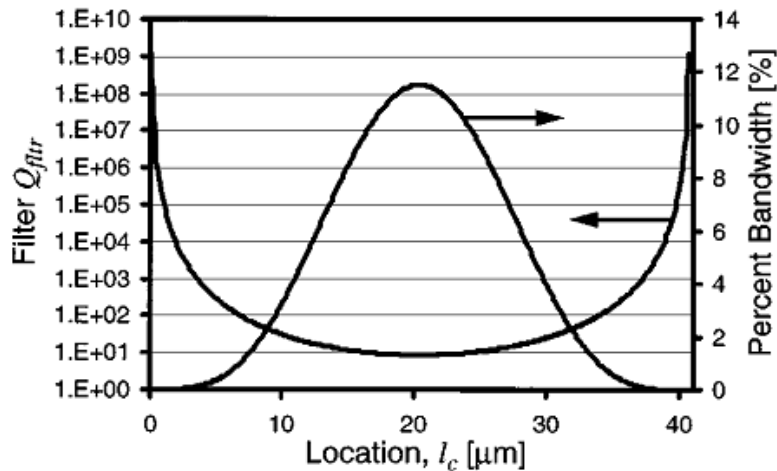
شکل ۱۰ این نقطه با Q_{ftr} در برابر موقعیت تزویج l_c در راستای باریکه تشدیدکننده را نشان می دهد. همانطور که نشان داده شده است، Q_{ftr} نزدیک نقاط انکر بالاتر است که سرعت پایین تر است، و باریکه نزدیک کوچک تر است، که سرعت به حداقل می رسد. از آنجاییکه Q_{ftr} پهنای باند است، شکل ۱۰ نشان می دهد که پهنای باند فیلتر می تواند با انتخاب مناسب موقعیت انجام شود که در آن تشدیدکننده و باریکه تزویج کننده به هم می رسند. این ویژگی راحت است، از آنجاییکه منجر به استفاده از مجموعه هندسه باریکه تزویج کننده می شود. به عبارت دیگر، باریکه تزویج کننده نباید دوباره طراحی شود تا فیلترها را با پهنای باند متفاوت جای دهد، تنها باریکه تزویج کننده ربع طول موج باید طراحی شود- با طول، پهنای و ضخامت مشخص- و پهنای باند فیلتر می تواند با تغییر موقعیت تشدیدکننده مجتمع به کاپلر تغییر یابد.



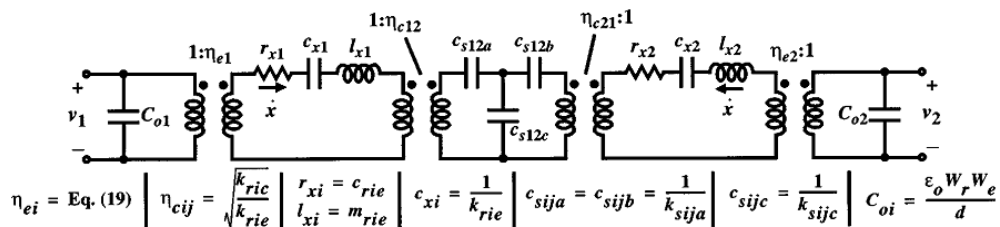
شکل ۱۰. طرح شبیه سازی Q_{fir} و پهنای باند درصد در برابر موقعیت توزیع کننده l_c در راستای طول باریکه تشدید کننده.

D. مدار معادل و تایید طراحی

اگرچه برای هدف مورد نظر مفید است، شکل ۹ تنها مدار معادل الکتریکی ساده شده را برای فیلتر مکانیکی II ساده شده دو تشدیدکننده ارائه می دهد. بویژه، یک مدار LCR مدار معادل برای تشدیدکننده مکانیکی II را ساده می کند که در فیلتر مورد استفاده بود است زیرا دستگاهی را به عنوان یک پرت مدلسازی می کند. تشدیدکننده فیلتر دستگاه های دو پرتی است، یک پرت الکتروود و دیگری در موقعیت کوپلینگ فنر است و نیروی اعمال شده برای هر یک از این پرت ها ترکیب می شود تا واکنش کلی تشدیدکننده μ را تولید کند. با در نظر گرفتن این مورد، شکل ۱۱، یک مدار معادل مناسب برای فیلتر کلی ارائه می دهد که هر تشدیدکننده اکنون توسط مدار شکل ۶ مدلسازی می شود و مبدل امپدانس مکانیکی توزیع کننده فنر از طریق ترانسفورمر با نسبت η_{cij} مدلسازی می شود. برای سهولت خواننده، عبارت ها و معادلات برای عناصر مدار با طرح مدار در شکل ۱۱ خلاصه شده است.



شکل ۱۰. طرح شبیه سازی شده Q_{fitr} و درصد پهنای باند در برابر موقعیت تزویج کننده l_c در راستای طول باریکه تشدیدکننده.



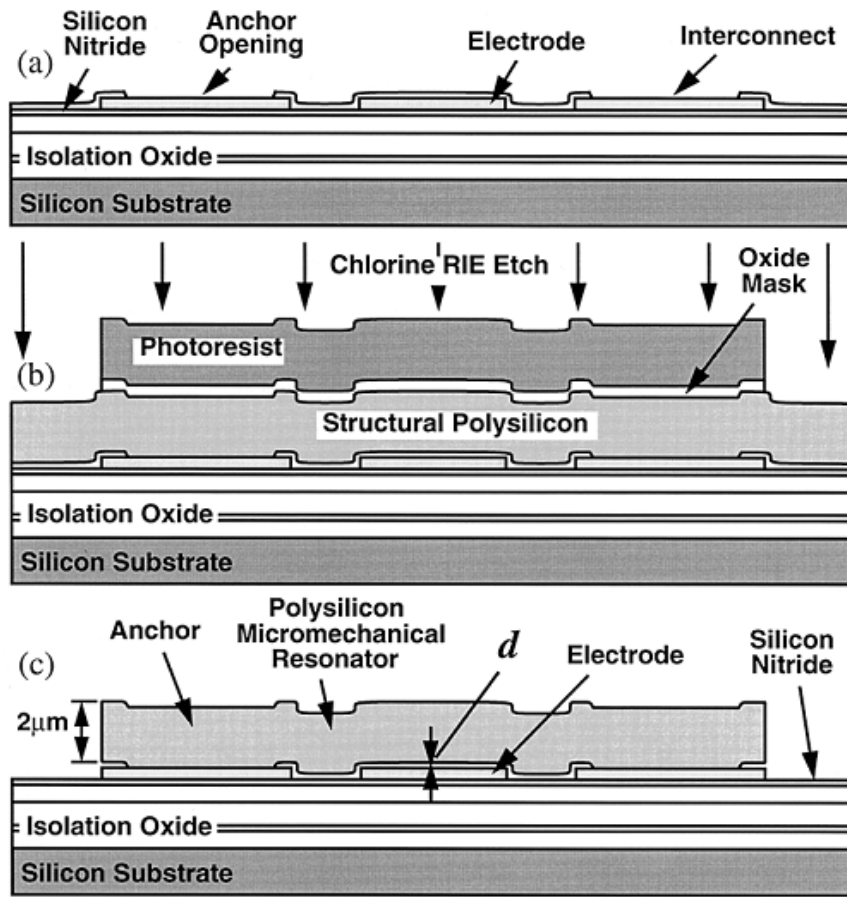
شکل ۱۱. مدار معادل کامل برای فیلتر میکرومکانیکی شکل ۱، مدل سازی طرح تزویج کننده طول موج یک چهارم و موقعیت تزویج کننده سرعت پایین. معادلات و عبارات برای عناصر در بر گرفته شده است.

ساخت

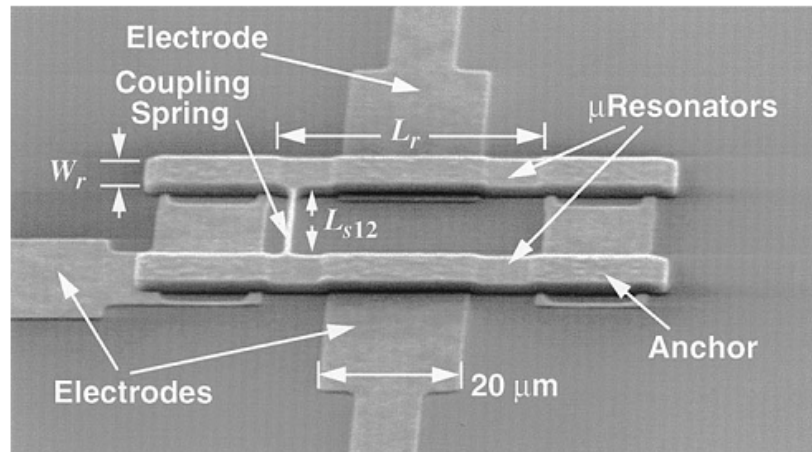
یک فناوری ریزماشین کاری سطح پلی سیلیکون همانند نسخه هایی که پیش تر گزارش شد (۹)، (۱۰)، به استثنا تمایز مهمی که ضخامت اکسیده در این فرآیند دارد و $A1300$ است، مورد استفاده قرار گرفت تا فیلتر مکانیکی μ این مقاله را تولید کند. در این فرآیند، مجموعه ای از مراحل رسوب لایه و الگوبندی لیتوگرافی - که مشابه مراحل مورد استفاده در فناوری های ساخت IC مسطح هستند - مورد استفاده قرار گرفت تا مورد مقطعی ای را بدست آورد که در شکل ۱۲ (الف) نشان داده شده است. در اینجا، الکتروود I/O پلی سیلیکان فسفری و اتصال میانی (ضخامت 3000\AA) توسط لایه ضخیم $A1300$ از دی اکسید سیلیکون LPCVD پوشیده شد، به جز قسمت های مرطوب تا به

عنوان انکر برای تشدیدکننده های پایانه عمل کند. یک لایه پلی سیلیکون ساختاری با ضخامت $2 \mu\text{m}$ از طریق LPCVD در 585°C می باشد و از طریق گاز POL3 را ممکن می سازد. A 5000 از SiO2 LPCVD به عنوان مانع نفوذ در برابر از دست دادن در طول فشار 1050°C و توزیع dopant می شود، سپس به عنوان ماسک مقاوم در برابر ساختار لایه پلی سیلیکون ساختاری از طریق یون واکنشی پلاسما با چگالی بالا، و مبتنی بر کلوراید عمل می کند (شکل ۱۲(ب)). توجه داشته باشید که در کل این فرآیند، لایه اکسید از مواد پلی سیلیکان ساختاری در طول رسوب، الگوبندی و گداختگی پشیبانی می کند و فاصله الکتروود به تشدیدکننده d_0 را تعریف می کند. در مرحله نهایی فرآیند، ویفر به محلول هیدروفلوریک اسید وارد می شود که لایه اکسید را بدون حمله به مواد ساختاری پلی سیلیکان دور می کند. این ساختار آزادانه نشان داده شده در شکل ۱۲(پ) را آزاد می گذارد تا در چندین ابعاد حرکت کند اگر ضروری باشد. انتشار و آزادی به همراه آلیش گسترده است که شامل نفوذ 10 دقیقه ای در محلول H_2SO_4 and H_2O_2 و همینطور آلیش CO_2 می باشد تا موارد جانبی و دیگر باقیمانده ها را از خلا نازک الکتروود به تشدیدکننده جدا کند.

فیلترهای میکرومکانیکی با فرکانس های مرکزی از 3 به 15 مگاهرتز با استفاده از روندهایی طراحی شدند که در بخش های III و IV طراحی شدند، سپس با استفاده از فناوری ریزماشین کاری سطح پلی سیلیکون فوق تولید می شوند. شکل ۱۳ اسکن میکروگراف الکترون (SEM) از فیلتر تولید شده را با مشخصات طرح نشان می دهد که در جدول II خلاصه شده است.



شکل ۱۲. تصویر مقطعی فرآیند ساخت مورد استفاده برای آوردن فیلتر میکرومکانیکی: (الف) الکتروود پلی سیلیکون و لایه های متصل تحت اکسید با ضخامت 1300 \AA ، (ب) لایه های نازک مورد نیاز و ماسک های مورد نیاز در طول الگوبندی تشدیدکننده در RIE مبتنی بر کلوراید و (پ) باریکه آزادانه به دنبال etch در اسید هیدورفلوریک.



شکل ۱۳. SEM از فیلتر میکرومکانیکی دو تشدیدکننده ۷,۸۱ مگاهرتز ساخته شده.

۷. نتایج تجربی

با بررسی و بایاس اولیه دستگاه های کامل، دو مشاهده انجام شد: (۱) هیچ یک از دستگاه ها بعد از انتشار HF مرطوب، استاندارد به زیرساخت متصل نبودند، و (۲) ولتاژ کششی (۸)، (۲۱) بالا بود، و در ترتیب ۷۵۰ قرار داشت، حتی برای فاصله تشدیدکننده به الکتروود هدف از ۱۳۰۰ A. هر دوی این ویژگی ها از سختی فتر بالا نشات می گیرد که برای بدست آوردن تشدیدکننده مکانیکی μ HF به سختی بالای فتر نیاز دارد. immunity to stiction (۲۹) و ولتاژ کششی بالا با برنامه های کاربردی فرکانس پایین در تضاد هستند، مانند شتاب سنج (۱۵) و حاکی از آن است که تلفات به دلیل این مکانیزم ها باید برای HF MEMS مورد استفاده در ارتباطات کمتر باشد.

از آنجاییکه عامل کیفیت تشدیدکننده مکانیکی μ در خلا بزرگ است، تشدیدکننده ها و فیلترها با استفاده از محفظه (Chamber) خلا سفارشی ساخته شده مورد بررسی قرار گرفتند. این محفظه (Chamber) برای اتصال به دستگاه های خارجی و همینطور پشتیبانی داخلی برای برد مدار است. با این تنظیمات، مقاومت های پایانی نشان داده شده در شکل ۱ (الف) به اضافه بافرینگ الکترونیک برای استفاده از ابزار خارجی می تواند در محفظه خلا در کنار دستگاه های مکانیکی μ دسته بندی با کمینه تداخلگر پارازیتی قرار گیرد. با استفاده از پمپ مکانیکی، فشار قابل دستیابی مینم این سیستم 40 mTorr بود.

ویژگی های SEM و فرکانس برای صفحه موازی 8.5 MHz، تشدیدکننده مکانیکی μ پلی سیلیکان با استفاده از ابزارهای بالا بدون مقاومت پایانی اندازه گیری شد و استفاده از تشدید کننده ترانزیستو در شکل ۴ ارائه شد. باید اشاره شود که Q از ۸۰۰۰ در این اندازه گیری به اندازه تشدیدکننده مکانیکی μ فوق بالا نیست که Q بالاتر از ۸۰۰۰۰ نشان داده شده است (۳۰). اندازه گیری های دیگر تشدیدکننده ها حاکی از آن است که Q پایین برای این تشدیدکننده می تواند به استفاده از فرآیند گاز POCL3 برای افزودن ناخالصی تشدیدکننده نسبت داده شود که برای کاهش Q تشدیدکننده پلی سیلیکون زیر آلاینده کاشت یون یا آلاینده های در جا مشاهده شده است (۳۲).

اتلاف انکر ممکن است Q را محدود کند. با این وجود، Q از ۸۰۰۰ به اندازه کافی برای دست آوردن فیلتر میان گذر انتخابی با تلفات جای گزینی حداقل کافی می باشد.

در بررسی واقعی فیلترها، R_{Q2} یا با تطبیق شبکه به بار مناسب یا با مقاومت فیزیکی با مقدار R_{Q2} به صورت موازی با گره خروجی فراهم می شود که i_x را به ولتاژ تبدیل می کند که می تواند به بار مدار بعد بافر شود. به صورت متناوب، ردیابی ترانس رزیستور می تواند از طریق یک آمپلیفایر تبدیل $op-amp$ با استفاده از مقاومت ورودی با مقدار R_{Q2} به کار گرفته شود.

A. بررسی فیلتر میکرومکانیکی و ارزیابی مدل

طیف اندازه گیری شده برای فیلتر مکانیکی μ دو تشدیدکننده ۷,۸۱ مگاهرتز پایانه در شکل ۱۴ نشان داده شده است (منحنی یکسره). پهنای باند این فیلتر ۱۸ کیلوهرتز است که به مقدار طرح بسیار نزدیک می باشد. تلفات جایگزینی تنها ۱,۸ dB است که برای فیلتر میان گذر با درصد پهنای باند ۰,۲۳٪ تاثیر گذار است ($Q_{ftr} = 435$) و می تواند به Q بالا از تشدیدکننده مکانیکی μ نسبت داده شود. ویژگی های فیلتر مکانیکی μ اندازه گیری شده و طراحی شده در جدول II خلاصه شده است. شایان ذکر است که اگرچه طرح تحلیلی به دنبال مقاومت های پایان $19.6-k\Omega$ هستند، تنها مقاومت های $12.2-k\Omega$ در اندازه گیری واقعی استفاده شدند تا عقب ماندن فاز را کاهش دهند که توسط ظرفیت خازنی پارازیتیک سطح برد منجر شده است.

علاوه بر واکنش فرکانس اندازه گیری شده، شکل ۱۴ نیز نشان دهنده ی طیف شبیه سازی شده (خط نقطه چین) است که از مدار معادل استفاده می کند که در شکل ۱۱ با مقادیر المان های ناشی از ستون شیه سازی شده جدول II استفاده می کند و در جدول III خلاصه شده است. این شبیه سازی ها به دنبال تکرار ویژگی های فرکانس اندازه گیری شده در میان گذر می باشند. به همین دلیل، شامل ظرفیت خازنی پارازیتیک موازی $C_{Pi} = 100 \text{ fF}$ در

گره های ورودی و خروجی است (شکل ۱) تا پارازیتیک سطح برد را مدل سازی کند که با مقاومت های پایان R_{Qi} تعامل دارند و ارتعاش میان گذر افزوده را ایجاد می کند. با این حال، باید توجه شود که تنظیم های کمی برای

بدست آوردن درجه تطابق لازم بود. بویژه، توجه داشته باشید که جاگیری فاصله هدف A1300 مورد استفاده قرار نگرفت تا ستون شبیه سازی در جدول II یا مفادیر در جدول III را تولید کند. بلکه، جاگیری فاصله بزرگتر از A1985 استفاده شد تا حذف در باریکه تشدیدکننده را در نظر گیرد که از میدان الکتریکی بین باریکه V_P بین باریکه n دوپ شده و الکتروود نوع n القا شده است. این مقدار جایابی فاصله به صورت نیمه تجربی توسط تطبیق طرح های اندازه گیری شده تشدیدکننده f_0 در برابر V_P با شبیه سازی بر اساس (۱۲) با استفاده از d_0 و k به عنوان پارامترهای مناسب انجام شد.

علاوه بر این، همانطور که به صورت بولد در جدول II نشان داده شده است، موقعیت تزویج کننده l_c برای تطبیق پهنای باند تنظیم شد، و تشدیدکننده Q و مقاومت پایان فیلتر R_{Qi} تنظیم شد تا تلفات جای گزینی را تطبیق دهد. بویژه، میزان R_{Qi} مورد نیاز برای تطبیق تلفات جای گزینی شبیه سازی شده و ریپل میان گذر $14.5 \text{ k}\Omega$ بود، نه $12.2 \text{ k}\Omega$ مورد استفاده برای اندازه گیری.

تنظیم l_c غیرمعمولانه نیست، از آنجاییکه باریکه تزویج کننده پهنای محدود $0.75 \mu\text{m}$ را دارد و موقعیت تزویج کننده دقیق ضرورتاً مرکز باریکه تزویج کننده نیست بلکه می تواند هر جایی در راستای پهنای محدود باشد. بعلاوه، حرکت پیچشی باریکه تزویج کننده می تواند تزویج کننده مکانیکی واقعی را تحت تاثیر قرار دهد، بنابراین، l_c موثر را تغییر می دهد. تنظیم در Q در جدول II ممکن می باشد از آنجاییکه تعداد کمی از تشدیدکننده Q کمتر از 8000 اندازه گیری شده در شکل ۴ را نشان دادند. انحراف معیار کم در R_{Qi} نیز نباید هشداردهنده باشد، که به دلیل عدم قطعیت در فاصله حقیقی برای این فرآیند می باشد.

توجه داشته باشید که اگرچه شبیه سازی منطبق با اندازه گیری در میان گذر است، در انتقال به باند توقف منحرف می باشد. بویژه، قطب های اتلاف منحنی توسط نظریه در بخش IV مدلسازی نشدند که به طور مناسب عامل شکل فیلتر را بهبود می بخشد. قطب های اتلاف در شکل ۱۴ از فعالیت ظرفیت $C_{P(fd)}$ (شکل ۱) همانند معرفی قطب

های اتلاف از ظرفیت خازن در طرح فیلتر کریستال نبود (۲۶). در آزمایش حاضر، $C_{P(fd)}$ المان پارازیتیک است، یعنی قطب های اتلاف سهوا معرفی شده اند. برای ادغام کامل فیلترها که در آن مکانیک μ و مدارها در کنار هم بر روی یک تراشه ایجاد می شود، ظرفیت پارازیتیک کوچک تر است. در این مورد، ظرفیت خازن $C_{P(fd)}$ feedthrough می تواند به صورت هدف دار برای فیلتر طراحی شود اگر قطب اتلاف مطلوب باشد.

B. تزویج کننده سرعت پایین

استراتژی تزویج کننده سرعت پایین که در بخش IV مورد بحث قرار گرفت با اندازه گیری پهنای باند فیلترها بررسی شد که به عنوان تابعی از موقعیت فنر تزویج کننده در راستای طول باریکه تشدیدکننده عمل می کند. شکل ۱۵ (الف) و (ب) ویژگی های فرکانس اندازه گیری شده برای دو فیلتر را مقایسه می کند که یکی از آن ها در $y_c = 10 \mu m$ کوپل شد تا به $(0.53)v_{max}$ تزویج کننده برسد و دیگری در $y_c = 4.08 \mu m$ می باشد تا به سرعت تزویج کننده پایین تر $v_c = (0.12)v_{max}$ برسد. پهنای باند فیلتر با تغییر موقعیت تزویج کننده تغییر می کند. بویژه، $(0.12)v_{max}$ فیلتر کوپل شده درصد پهنای باند ۰,۲۳٪ را نشان می دهد که کوچک تر از ۲,۵٪ از $(0.53)v_{max}$ است که با مورد مخالف آن کوپل شده و کاربرد تزویج کننده سرعت پایین را برای پیاده سازی فیلتر Q بالا بر خردمقیاس تایید می کند. باید اشاره شود که مقاومت های پایان برای هموار کردن میان عبور $(0.53)v_{max}$ لازم است که با فلیتر کوپل شده در شکل ۱۵ (الف) برای بررسی بدون تراشه بسیار بزرگ بود که خازن پارازیتیک نسبتا بزرگ تاخیرهای فازی مخرب باند عبوری را معرفی می کند. بنابراین، تنها طیف پایان نیافته نشان داده شده است و پهنای باند به عنوان طیف فرکانس بین پیک های حالت در نظر گرفته می شود. پهنای باند پایان یافته واقعی بزرگ تر از این خواهد بود. بعلاوه، تفاوت در فرکانس مرکزی دو طیف نشات می گیرد زیرا مقدار پایین تر V_P برای اندازه گیری مورد استفاده قرار گرفت شکل ۱۵ (الف).

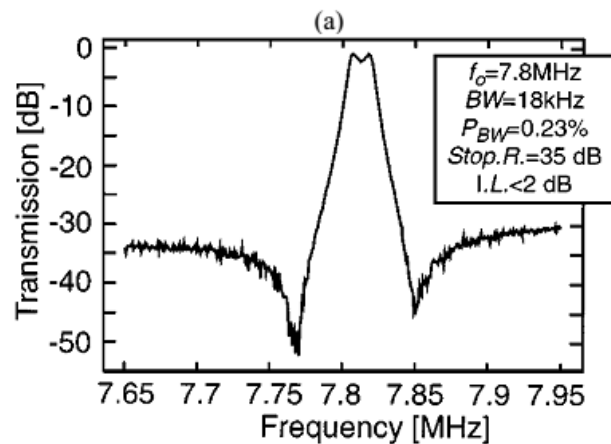
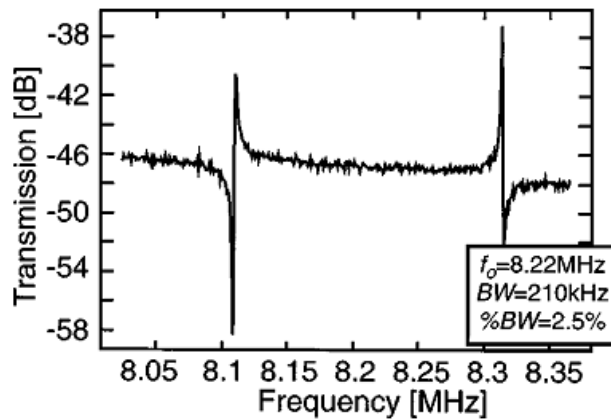
C. میزان سازی باند عبوری

اگرچه تحمل طبق شان نسبتا خوب است، فناوری های ساخت مسطح تحمل نسبتا ضعیفی نشان می دهد. برای مثال، خازن تجمع سازی شده در فناوریهای CMOS اغلب تا ۰,۲٪ تطبیق می یابند اما مقادیر اصلی آن ها از مقادیر طراحی شده تا ۲۰٪ منحرف شده اند (۳۳). از دیدگاه میکرومکانیکی، فرکانس های تشدید واقعی می تواند از مقادیر طراحی شده شان با چند درصد منحرف می شود به اندازه ۳٪ در دانشگاه میشیگان می باشد. چنین انحراف فرکانسی به دلیل تعداد پدیده های مرتبط به فرآیند مانند واریانس پهنای W می باشد که به دلیل زدودن با لایه زیرین ، ضخامت h به دلیل عدم تجانس میزان فیلم دیپازیشن و فشار باقیمانده در فیلم دیپازیت شده می باشد. با فناوری های IC دو وجهی، این واریانس ها در محدوده کوچک می باشد، بنابراین تحمل های تطبیق فرکانس تشدیدکننده به تشدیدکننده نسبتا خوب است که به ترتیب ۰,۴٪ می باشد.

از دیدگاه فیلتر، فرض اینکه تشدیدکننده یکسان مورد استفاده قرار می گیرند، موارد فوق نشان می دهد که باندعبور فیلتر باید قابل تکرار باشد، حداقل برای طرح های Q_{fltr} پایین. با این وجود، تحمل درست باعث می شود فرکانس های مرکزی به طور معنادار از مقادیر طراحی شده منحرف شوند. به علاوه، برای فیلترها با Q_{fltr} بالا، هر عدم تطابق کوچک در فرکانس تشدیدکننده می تواند منجر به اعوجاج باند عبور می شود. بنابراین، برای اکثریت برنامه کاربردی، برخی از انواع تریم کردن و تیونینگ مورد نیاز است تا شکل و موقعیت باند عبور را بدست آورد.

جدول III مقادیر المان های مدار فیلتر مکانیکی μ HF

Parameter	Value	Units
Coupling Location, l_c	4.48	μm
$C_{o1}=C_{o2}$	7.14	fF
$l_{x1}=l_{x2}$	5.66×10^{-13}	H
$c_{x1}=c_{x2}$	0.000734	F
$r_{x1}=r_{x2}$	4.62×10^{-9}	Ω
$c_{s12a}=c_{s12b}$	-0.0121	F
c_{s12c}	0.00882	F
$\eta_{e1}=\eta_{e2}$	1.20×10^{-6}	C/m
$\eta_{c12}=\eta_{c21}$	7.08	C/m



(b)

شکل ۱۵. ویژگی های فرکانس برای (الف) $(0.53)v_{\max}$ فیلتر کوپل شده و (ب) $(0.12)v_{\max}$ فیلتر کوپل شده، که در فشار 70-mTorr اندازه گیری شده است.

همانطور که توسط (۳) نشان داده شده است، میزانی از میزان سازی فرکانس کنترل شده ولتاژ از طریق تنظیم ولتاژ بایس V_F dc می باشد. شکل ۱۶ نشان دهنده ی طرح فرکانس در برابر V_F برای تشدیدکننده μ باریکه دو سرگیر دار در مشخصات جدول II می شود. در اینجا، طیف تیونینگ ۹,۴٪ در بایس ۷۳۰ فراهم شده است. همانطور که از (۱۲)-(۱۵) مشاهده می شود، طیف تیونینگ به طرح تشدیدکننده بستگی دارد که با فضاگیری کاهش می یابد و سختی فزاینده را کاهش می دهد.

برای تصحیح باندعبور فیلتر میکرومکانیکی از تشدیدکننده غیرمنطبق، ولتاژ $V_{\Delta f}$ در شکل ۱ متغیر است تا فرکانس تشدید تشدیدکننده ۱ را تنظیم کند تا زمانی که با تشدیدکننده ۲ منطبق شود که در آن اعواج باندعبور

حذف می شود. از جدول II، ولتاژ تیونینگ $V_{\Delta f}$ از ۷۰,۱۲ برای بدست آوردن در جدول ۱۴ مورد نیاز بود. اگرچه در این طرح مورد استفاده نبود، الکترودهای تیونینگ مجزا می توانست در راستای الکتروود I/O از هر تشدیدکننده معرفی شود تا تابع تیونینگ فرکانس از I/O را دیکاپل کند.

به منظور اهداف عملی، بسته به اینکه چه قدر خوب تغییر فرآیند می تواند کنترل شود، طیف تیونینگ فرکانس فعال شده ی V_P ممکن است برای همه ی موارد کافی نباشد. این برای سیستم های قابل حمل درست است که به طور کلی با ولتاژ تامین پایین عمل می کند (زیر 3V) که جای کمی برای واریانس V_P دارد، حداقل به اندازه کافی نیست تا تحمل واقعی به اندازه ۳٪ را تصحیح کند. برای این منظور، فناوری های تریم کردن جایگزین بررسی می شوند زمانی که با تیونینگ فعال شده ی V_P جمع می شوند، و باید بتوانند طیفی از تنظیم های فرکانس دقیق را مقدر و سازند (۳۲).

D. محدوده پویایی عاری از تداخلگر

به دنبال اندازه گیری SFDR خارج از باند برای فیلتر مکانیکی μ ، شکل ۱۷ طرحی از قدرت خروجی P_0 در برابر قدرت ورودی P_i برای تشدیدکننده مکانیکی μ پلی سیلیکان ۸,۷۶ مگاهرتزی در مجموعه ای با مقاومت $R_p = 3050 \Omega$ ارائه می دهد که داده های طراحی و عملیاتی نیز ارائه شده است. قدرت خروجی هم به سیگنال ورودی درون باندهی در $f_0 = 8.76 \text{ MHz}$ و سیگنال دو تنی خارج از باند با تن هایی در فاصله ۲۰۰ و ۴۰۰ کیلوهرتز از f_0 می باشد همانطور که در $P_{0, fund}$ و $P_{0, IM3}$ نشان داده شده است. شایان ذکر است که این طرح ها از تشدیدکننده تکی، یک پرتی (در برابر فیلتر پایانه) اندازه گیری شدند و بنابراین خروجی با ابزار اندازه گیری منطبق نبود (تحلیل کننده طیف). این فقدان تطبیق منجر به تلفات جای گزینی بیشتری نسبت به فیلتر تطبیق داده شده می شود اما نقطه شنود ورودی ترتیب سوم (IIP3) مبتنی بر این داده ها را معتبر نمی سازد. بویژه، IIP3، از نیروی ورودی Im3 تولید شده توسط ترادیسنده ورودی غیرخطی می شود و تابعی از تطبیق خروجی

نیست. (در واقع، محور x شکل ۱۷ به عنوان نیروی سرعت بهتر از الکتریکی باشد). بنابراین، علاوه بر فقدان تطبیق خروجی، IIP3 می تواند از شکل ۱۷ استخراج شود و -۱,۳ dBm مشاهده می شود.

باز هم، از آنجاییکه IIP3 تابعی از قدرت سرعت ورودی است، داده های شکل ۱۷ می تواند به فیلتر پایانه مناسبی بسط داده شود که به واسطه تطبیق جابجایی ناشی از قدرت ورودی الکتریکی می باشد. از آنجاییکه سرعت منطبق با

جریان از طریق مدار معادل تشدیدکننده است، P_0 در برابر \bar{P}_i فیلتر پایانه مناسبی است که از تشدیدکننده

۸,۷۶ مگاهرتز استفاده می کند که در بالا توصیف شد و می تواند با تغییر محور \bar{P}_i بدست آید طوری که مقادیر

\bar{P}_i برای فیلتر با جریان های تشدیدکننده یکسان تولیدی توسط \bar{P}_i یکسان است که برای تشدیدکننده منفرد در

شکل ۱۷ می باشد. این می تواند با معادله زیر انجام شود.

$$P_{i, fltr} = \left(\frac{2(R_{Qi}R_x)}{(R_x + R_p)} \right) P_{i, res} \quad (39)$$

که

$P_{i, fltr}$ و $P_{i, res}$ مقیاس های نیروی ورودی برای فیلتر و طرح تشدیدکننده می باشد. با استفاده از (۳۹)، با

فرض اینکه فیلتر پهنای باند ۳۶ کیلوهرتز در ۸,۷۶ مگاهرتز می باشد که از تشدیدکننده و بایس در شکل ۱۷ با

$R_{Qi} = 10 \text{ k}\Omega$ استفاده می کند، پس همه ی منحنی ها را به سمت بالا تغییر می دهد تا تلفات جای

گزینی ۲ dB را در شکل ۱۴ منعکس کند که در شکل ۱۸ نیز نشان داده شده است. نقطه IIP3 برای این فیلتر

قیاسی اکنون ۵,۱ dBm است.

SFDR خارج از باند (با تن ۲۰۰ و ۴۰۰ کیلوهرتز از فرکانس مرکزی فیلتر) می تواند از طریق معادله زیر بیان شود

(۳۱)

$$\text{SFDR} = \frac{2}{3}(\text{IIP3} - N_{oi}) - \text{SNR}_{\min} \quad (40)$$

که همه ی مقادیر به دسیبل هستند، باید به صورت نسبت سیگنال به نویز مینم باشد و N_{oi} قدرت نویز اشاره شده ورودی است که برای فیلتر به صورت زیر داده شده است

$$N_{oi} = N_{RQ} + IL + 10 \log B \quad (41)$$

که $N_{RQ} = -174 \text{ dBm}$ قدرت نویز دمایی ارائه شده توسط RQ به بار تطبیق داده شده است، IL تلفات جایگزینی فیلتر، و B پهنای باند فیلتر است. توجه داشته باشید که نویز مرتبط با حرکت Brownian از ساختار فیلتر مکانیکی μm توسط نویز دمایی در R_x 's مدلسازی شده است (۱۰) و در مولفه IL در (۴۱) در بر گرفته شده است. برای $IL = 2 \text{ dB}$ و $NR_{min} = 10 \text{ dB}$ (۴۰)، می دهد $SFDR = 78 \text{ dB}$.

VII. محدوده فرکانس قابل کاربرد

محدوده فرکانس نهایی تشدیدکننده میکرومکانیکی بسیار مورد توجه است و موضوع مورد بررسی می باشد. از نقطه نظر هندسی، محدوده فرکانس تشدیدکننده میکرومکانیکی می تواند به محدوده ی گیگاهرتز گسترش یابد. برای مثال، ابعاد تشدیدکننده باریکه دوسرگردار مورد نیاز برای بدست آوردن فرکانس ۱ GHz تقریباً برابر است با $h = 2 \mu\text{m}$ ، $L_r \approx 4 \mu\text{m}$ ، و $W_r = 2 \mu\text{m}$ که تحلیل اجزا محدود باید برای در نظر گرفتن اثرات پهنا و انکر مورد استفاده قرار گیرد. این فرکانس می تواند توسط باریکه های طولانی تر در حالات بالاتر بدست آید. بنابراین، طبق پیش بینی تحلیلی و اجزا محدود، فرکانس ها در محدوده گیگاهرتز به صورت هندسی ممکن می باشند.

با این وجود، هندسه تنها یکی از چند مورد، مورد توجه است. محدوده فرکانس کاربردی از تشدیدکننده های میکرومکانیکی تابعی از چندین عامل می باشد که شامل موارد زیر است:

۱. عامل کیفیت، که ممکن است با فرکانس برای موارد داده شده تغییر کند که به مکانیزم اتلاف انرژی وابسته بر

فرکانس بستگی دارد (۲۸)،

۲. تشدیدکننده حرکتی R_x (به شکل ۱۱ رجوع کنید) که باید کم شود تا به امپدانس R_{Qi} اجازه دهد که با دیگر

ترانسپور های دیگر تطبیق یابد و انحراف باند عبور را به دلیل پارازیتیک کاهش دهد (۱۴)، (۳۴)، (۳۵)،

۳. تحمل تطبیقی و محض از فرکانس های تشدیدکننده که هر دو تابعی از تکنولوژی ساخت و استراتژی های تریم یا تنظیم می باشد (۳۲)،

۴. پایداری فرکانس تشدید در برابر تغییرات دما، بارگیری جرم (برای مثال با مولکول های آلوده (۳۶)، افزایش سن و دیگر پدیده های محیطی.

هر یک از پدیده های فوق تحت مطالعه و بررسی می باشد. بویژه، با فرض اینکه خلا کافی می تواند بدست آید، عامل کیفیت نهایی بر نوع مواد و حتی فرآیند تولید بستگی خواهد داشت. برای مثال، سختیو آسیب سطح در طول ساخت ممکن است نقشی در محدود کردن عامل کیفیت ایفا کند. در واقع، نتایج اولیه که عامل کیفیت را در ساختارهای پلی سیلیکان دوپ منبع boron مقایسه می کند در برابر دوپ های کاشتی، نشان می دهد که مورد دوم ترتیبی از بزرگی بالاتر Q در فرکانس های نزدیک ۱۰ MHz را داراست. دیگر مکانیزم اتلاف که ممکن است با افزایش فرکانس مهم تر باشد، اتلاف زیرساخت از طریق انکر باشد. تونینگ متوازن بیشتر می تواند این مکانیزم را بهبود بخشد.

از منظر طرح فیلتر، محدوده فرکانس عملی توسط تزویج الکترومکانیکی محدود شده است. بویژه، تزویج الکترومکانیکی میزان R_{Qi} مورد نیاز را تعیین می کند تا فیلتر را پایانی کند و بنابراین، نیازهای تطبیق، قابلیت کنترل قدرت و آسیب پذیری خازن پارازیتیک موازی انحراف میان گذر را نشان می دهد. برای حل نیازهای تطبیق امیدانس امروزی، R_{Qi} کوچک مورد نیاز است که از (۲۴) میزان کوچک R_x را در تشدیدکننده های فیلتر داده شده ضروری می سازد. از (۱۸)، این به راحتی با کاهش جایابی فاصله الکتروود به تشدیدکننده بدست می آید،

محدوده همپوشانی الکتروود به تشدیدکننده را افزایش می دهد، $A_0 = W_r W_e$ یا ولتاژ بایاس V_P dc مورد استفاده در تشدیدکننده را افزایش می دهد. برای اهداف عملی، A_0 با طول کلی باریکه محدود شده است (که به نوبه خود با f_0 اعمال می شود) و V_P توسط تامین نیروی در دسترس یا توسط بالاترین ولتاژ قابل دست یابی از طریق پمپ شارژ در فناوری مدار مورد استفاده محدود می شود. کاهش فضایابی فاصله الکتروود به تشدید کننده، شاید A_{200} باشد نه A_{1300} ، و استفاده از دوپ متفاوت برای تشدید کننده و الکتروود (برای مثال تشدید کننده نوع P، الکتروود نوع n) برای جلوگیری از افزایش فاصله مبتنی بر تخلیه ممکن است موثرترین روش ها برای کاهش R_x

باشد. برای فیلتر شکل ۱۳، فضایی فاصله $d_0 = 276 \text{ \AA}$ به استفاده از تشدید کننده پایانه $1-k\Omega$ با $V_P = 5 \text{ V}$ کمک می کند.

از آنجاییکه فضایی فاصله برای فیلتر HF فوق توسط ضخامت اکسیده تعریف شده است، می تواند بسیار کوچک باشد، و به ترتیب ده تا صدها انگستروم باشد. به این دلیل، فضایی فاصله حداقل توسط محدودیت های فرآیند تعیین نمی شود بلکه توسط طیف دینامیک و خطی بودن تعیین می گردد. بویژه، برای بزرگی جابجایی داده شده، کاهش در فضایی فاصله d_0 منجر به افزایش در غیرخطی بودن مبدل خازن می شود.

این می تواند در عبارتی برای انحراف غیرخطی بودن مشاهده شود. عبارت مشابه برای بزرگی مولفه نیروی درون بانندی در ω_0 از مدولاسیون داخلی مرتبه سوم از دو تداخلگر خارج از بند در $\omega_1 = \omega_0 + \Delta\omega$ ناشی می شود و $\omega_2 = \omega_0 + 2\Delta\omega$ می تواند با در نظر گرفتن غیرخطی بودن در مبدل خازن ورودی بدست آید. با فرض اینکه جابجایی تشدید کننده به اندازه کافی کوچک است که سختی غیرخطی بودن می تواند نادیده گرفته شود، چنین مشتقی می دهد

$$F_{IM3} = V_i^3 \cdot \left\{ \frac{1}{4} \frac{(\epsilon_0 A_0)^2}{d_0^5} \frac{V_P}{k_{\text{reff}}} [2\Theta_1 + \Theta_2] + \frac{3}{4} \frac{(\epsilon_0 A_0)^3}{d_0^8} \frac{V_P^3}{k_{\text{reff}}^2} \Theta_1 [\Theta_1 + 2\Theta_2] + \frac{3}{2} \frac{(\epsilon_0 A_0)^4}{d_0^{11}} \frac{V_P^5}{k_{\text{reff}}^3} \Theta_1^2 \Theta_2 \right\} \quad (42)$$

where $\Theta_1 = \Theta(\omega_1)$, $\Theta_2 = \Theta(\omega_2)$, and

$$\Theta(\omega) = \frac{1}{|1 - (\omega/\omega_{u3 \text{ dB}})^2 + j\omega/(Q\omega_{u3 \text{ dB}})|} \quad (43)$$

که $\omega_{u3 \text{ dB}} = \omega_0 + B/2$ فرکانس 3dB در لبه بالایی میان گذر فیلتر است. برای تشدید کننده u در

مجموعه $R_P = 3050 \Omega$ ، شکل ۱۷، (۴) و (۴۲) ترکیب شده اند تا $\text{IIP3} = -1.0 \text{ dBm}$ را پیش بینی

کند که به ارزش اندازه گیری شده نزدیک است. برای پارامترهای مورد استفاده در مثال فیلتر در شکل ۱۸، (۴۰)-

(۴۲) می دهد $IIP3 = 5.3 \text{ dBm}$ و $SFDR = 78 \text{ dB}$ - که به مقادیر استخراج شده/اندازه گیری شده نزدیک است.

معادله (۲) نشان می دهد که مولفه نیروی مدولاسیون داخلی می تواند با افزایش فضایابی فاصله الکتروود به تشدید کننده d_o و سختی تشدیدکننده مجتمع موثر k_{reff} کاهش یابد در جالیکه فاصله همپوشانی شده الکتروود به تشدید کننده A_o و بایاس dc به کار گرفته شده را کاهش می دهد. متاسفانه، همانطور که در شکل (۱۸) و (۲۴)

مشاهده شد، این تنظیمات نیز میزان مورد نیاز تشدید کننده پایانه R_{oi} را افزایش می دهد. بنابراین، برای طراحی فیلتر این کار، تبدالی بین خطی بودن و توانایی تطبیق امپدانس کم وجود دارد. اگرچه، امپدانس کم در فرکانس های IF نیاز نیست، اما در RF در مسیر انتقال مورد نیاز است. با این حال، حتی کاهش d_o برای حفظ R_{oi} کم، (۴۲)

پیش می کند که محدوده پویایی خوبی در فرکانس های بالاتر وجود دارد. برای مثال، برای پهنای باند 200-kHz فرضی، فیلتر مکانیکی μ MHz 70 با $R_{oi} = 2 \text{ k}\Omega$ وجود دارد و با استفاده از تشدید کننده μ با

$\{Q = 8000, L_r = 15.2 \mu\text{m}, W_r = 8 \mu\text{m}, W_e = 12.2 \mu\text{m}, h = 2 \mu\text{m}, V_P = 6 \text{ V}\}$ برای $d_o = 203 \text{ \AA}$, $k_{\text{reff}} = 64152 \text{ N/m}$, and $R_r = 186 \Omega$ و معادلات طراحی

شده در بخش III و IV می دهند $IIP3 = 12 \text{ dBm}$ و $SFDR$ خارج از باند برای ۷۸ dB.

از دیدگاه وسیع تر، خطی بودن فوق در برابر تبادل امپدانس منجر به محدودیت کنترل قدرت می شود. برخی از روش های موثر برای افزایش قابلیت کنترل قدرت از فیلترهای میکرومکانیکی شامل پیکربندی مبدل جایگزین (برای مثل مبدل خازن خطی، مبدل پیزوالکتریک) و راه حل های در سطح سیستم (برای مثال موازی سازی فیلترهای میکرومکانیکی) می باشد که هر دو موضوع تحقیق کنونی هستند.

VIII. نتیجه گیری

فیلترهای میکروماشینی سطح، پلی سیلیکان، فیلتر های میان گذر مکانیکی μ با Q بالا در محدوده HF طراحی، ساخته و بررسی شده اند و محدودیت های طراحی ویژه ای ایجاد شده است که به دلیل کوچک سازی تشدید کننده و عوامل فنر می باشد. بویژه، جرم باریکه تزویج با تشدید کننده هایی در مقیاس خرد قابل مقایسه است، بنابراین اثر

بارگیری جرم در این حوزه شدت می یابد. با عدم حضور روش طراحی مناسب، چنین بارگیری جرم می تواند تغییرات فرکانس مرکزی و انحراف در میان گذر فیلتر ایجاد کند. برای سرکوب این تاثیر، فنرهای تزویج کننده ربع طول موج مورد استفاده قرار می گیرند اما این ها محدودیت هایی بر مقادیر سختی کاپلر اعمال می کند که پهنای باند درصد قابل دست یابی با فیلترهای میکرومکانیکی را با استفاده از هندسه سخت محدود می سازد. روش جدید بر مبنای تزویج سرعت پایین معرفی شد و کاهش محدودیت های پهنای باند درصد را نشان داد و منجر به درک فیلترهای مکانیکی Q بالا شد.

عملکرد Q بالا هم برای تشدید کننده Q و هم فیلترها در محدوده HF نشان داده شد که منجر به تلفات جای گزینی در فیلترهای میکرومکانیکی پهنای باند درصد کوچک می شود. انحراف میان عبور منجر شده با تحمل فرآیند مسطح محدود از طریق قابلیت کشش فرکانس کنترل شده با ولتاژ کاهش یافت که از سختی الکتریکی موثر ناشی می شود که به سختی مکانیکی باریکه تشدید کننده میافزاید. چنین روش های تیونینگ و تنظیم فرکانس مهم است تا بتواند فرکانس های VHF و UHF بالاتر را در خود جای دهد.

REFERENCES

- [1] H. Khorramabadi and P. R. Gray, "High-frequency CMOS continuous-time filters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-19, pp. 939-948, Dec. 1984.
- [2] R. A. Sykes, W. L. Smith, and W. J. Spencer, "Monolithic crystal filters," in *1967 IEEE Int. Conv. Rec. pt. II*, Mar. 20-23, pp. 78-93.
- [3] R. C. Rennick, "An equivalent circuit approach to the design and analysis of monolithic crystal filters," *IEEE Trans. Sonic Ultrason.*, vol. SU-20, pp. 347-354, Oct. 1973.
- [4] C. K. Campbell, *Surface Acoustic Wave Devices for Mobile Wireless Communications*. New York, NY: Academic, 1998.
- [5] A. A. Abidi, "Direct-conversion radio transceivers for digital communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1399-1410, Dec. 1995.
- [6] J. C. Rudell, J.-J. Ou, T. B. Cho, G. Chien, F. Brianti, J. A. Weldon, and P. R. Gray, "A 1.9-GHz wide-band IF double conversion CMOS receiver for cordless telephone applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 2071-2088, Dec. 1997.
- [7] D. H. Shen, C.-M. Hwang, B. B. Lusignan, and B. A. Wooley, "A 900-MHz RF front-end with integrated discrete-time filtering," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 1945-1954, Dec. 1996.
- [8] R. T. Howe and R. S. Muller, "Resonant microbridge vapor sensor," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-33, pp. 499-506, 1986.
- [9] W. C. Tang, T.-C. H. Nguyen, and R. T. Howe, "Laterally driven polysilicon resonant microstructures," *Sensors Actuators*, vol. 20, pp. 25-32, 1989.

- [10] C. T.-C. Nguyen and R. T. Howe, "An integrated CMOS micromechanical resonator high- Q oscillator," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 440–445, Apr. 1999.
- [11] —, "Microresonator frequency control and stabilization using an integrated micro oven," in *Dig. Tech. Papers 7th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '93)*, Yokohama, Japan, June 7–10, 1993, pp. 1040–1043.
- [12] C. T.-C. Nguyen, "Frequency-selective MEMS for miniaturized low-power communication devices," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1486–1503, Aug. 1999.
- [13] C. T.-C. Nguyen, L. P. B. Katehi, and G. M. Rebeiz, "Micromachined devices for wireless communications," *Proc. IEEE*, vol. 86, pp. 1756–1768, Aug. 1998.
- [14] K. Wang and C. T.-C. Nguyen, "High-order micromechanical electronic filters," in *Proc. 1997 IEEE Int. Micro Electro Mechanical Systems Workshop*, Nagoya, Japan, Jan. 26–30, 1997, pp. 25–30.
- [15] B. E. Boser and R. T. Howe, "Surface micromachined accelerometers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 31, pp. 366–375, Mar. 1996.
- [16] N. Yazdi, F. Ayazi, and K. Najafi, "Micromachined inertial sensors," *Proc. IEEE*, vol. 86, pp. 1640–1659, Aug. 1998.
- [17] S. Bouwstra and B. Geijselaers, "On the resonance frequencies of microbridges," in *Dig. Tech. Papers 6th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators*, San Francisco, CA, June 24–27, 1991, pp. 538–542.
- [18] Q. Meng, M. Mehregany, and R. L. Mullen, "Theoretical modelling of microfabricated beams with elastically restrained supports," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 2, no. 3, pp. 128–137, Sept. 1993.
- [19] W. E. Newell, "Miniaturization of tuning forks," *Science*, vol. 161, pp. 1320–1326, Sept. 1968.
- [20] R. A. Johnson, *Mechanical Filters in Electronics*. New York, NY: Wiley, 1983.
- [21] H. Nathanson, W. E. Newell, R. A. Wickstrom, and J. R. Davis Jr., "The resonant gate transistor," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-14, pp. 117–133, Mar. 1967.
- [22] H. A. C. Tilmans, "Equivalent circuit representation of electro-mechanical transducers: I. Lumped-parameter systems," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 6, pp. 157–176, 1996.
- [23] H. A. C. Tilmans and R. Legtenberg, "Electrostatically driven vacuum-encapsulated polysilicon resonators: Part II. Theory and performance," *Sensors and Actuators*, vol. A45, pp. 67–84, 1995.
- [24] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*. New York: Wiley, 1967.
- [25] M. Konno and H. Nakamura, "Equivalent electrical network for the transversely vibrating uniform bar," *J. Acoust. Soc. Amer.*, vol. 38, pp. 614–622, Oct. 1965.
- [26] M. S. Lee, "Polyolithic crystal filters with loss poles at finite frequencies," in *Proc. 1975 IEEE Int. Symp. Circuits and Syst.*, Apr. 21–23, 1975, pp. 297–300.
- [27] G. T. Mulhern, D. S. Soane, and R. T. Howe, "Supercritical carbon dioxide drying of microstructures," in *Proc. 7th Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators (Transducers '93)*, Yokohama, Japan, June 1993, pp. 296–299.
- [28] V. B. Braginsky, V. P. Mitrofanov, and V. I. Panov, *Systems with Small Dissipation*. Chicago, IL: Univ. Chicago Press, 1985.
- [29] C. H. Mastrangelo and C. H. Hsu, "Mechanical stability and adhesion of microstructures under capillary forces—Part I: Basic theory," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 2, no. 1, pp. 33–43, 1993.
- [30] C. T.-C. Nguyen and R. T. Howe, "Quality factor control for micromechanical resonators," in *Tech. Dig. IEEE Int. Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, Dec. 14–16, 1992, pp. 505–508.
- [31] B. Razavi, *RF Microelectronics*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1998.
- [32] K. Wang, A.-C. Wong, W.-T. Hsu, and C. T.-C. Nguyen, "Frequency-trimming and Q -factor enhancement of micromechanical resonators via localized filament annealing," in *Dig. Tech. Papers 1997 Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators*, Chicago, IL, June 16–19, 1997, pp. 109–112.
- [33] R. Gregorian and G. C. Temes, *Analog MOS Integrated Circuits for Signal Processing*. New York: Wiley, 1986.
- [34] F. D. Bannon III and C. T.-C. Nguyen, "High frequency microelectromechanical IF filters," in *Tech. Dig. 1996 IEEE Electron Devices Meeting*, San Francisco, CA, Dec. 8–11, 1996, pp. 773–776.
- [35] J. R. Clark, A.-C. Wong, and C. T.-C. Nguyen, "Parallel-resonator HF micromechanical bandpass filters," in *Dig. Tech. Papers 1997 Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators*, Chicago, IL, June 16–19, 1997, pp. 1161–1164.



این مقاله، از سری مقالات ترجمه شده رایگان سایت ترجمه فا میباشد که با فرمت PDF در اختیار شما عزیزان قرار گرفته است. در صورت تمایل میتوانید با کلیک بر روی دکمه های زیر از سایر مقالات نیز استفاده نمایید:

لیست مقالات ترجمه شده ✓

لیست مقالات ترجمه شده رایگان ✓

لیست جدیدترین مقالات انگلیسی ISI ✓

سایت ترجمه فا ؛ مرجع جدیدترین مقالات ترجمه شده از نشریات معتبر خارجی