

فیلتر میان‌نگذر قابل‌تنظیم باند Ka فشرده MEMS با ضریب کیفیت بالا بر پایه موج‌بر هم‌صفحه و زمین‌نقص‌دار

سیدمهدی میرابراهیمی^۱، مسعود دوستی^۲، سعید افزنگ^۳

^۱ استادیار گروه برق (مهندسی برق)، واحد فیروزکوه، دانشگاه آزاد اسلامی، فیروزکوه، ایران

^۲ دانشیار گروه مهندسی برق، واحد علوم و تحقیقات تهران، دانشگاه آزاد اسلامی، تهران، ایران، m.dousti@srbiau.ac.ir

^۳ دانشیار گروه مهندسی برق، دانشگاه ارومیه

چکیده

در این مقاله، ساختاری جدید برای یک فیلتر قابل‌تنظیم آنالوگ باند Ka بر روی زیرلایه سیلیکان با مقاومت بالا با به‌کارگیری ورکتورهای سیستم‌های میکروالکترومکانیکی فرکانس رادیویی برای تنظیم فرکانس مرکزی ارائه شده است. در این فیلتر، یک تشدیدکننده شانه‌ای $\lambda/4$ بر روی خط سیگنال موج‌بر هم‌صفحه به‌همراه ساختار زمین‌نقص‌دار جدید و نامتعارف استفاده شده است که استفاده از DGS، علاوه بر کاهش اندازه طولی فیلتر، سبب افزایش قابل‌ملاحظه ضریب کیفیت فیلتر شده است. فیلتر RF-MEMS مورد نظر، قابلیت تنظیم فرکانس از 33.2GHz تا 35.6GHz با حذف باند توقف 35dB تا 45dB را دارد، همچنین دارای ضریب کیفیت بالایی برابر با 182 و 432 برای حالت‌های بالا و پایین ورکتور MEMS است. مدار معادل فیلتر مورد نظر به‌دقت استخراج شده و در خصوص ابعاد DGS، بهینه‌سازی کاملی صورت گرفته است و همچنین با استفاده از تحلیل الکترواستاتیکی، ولتاژ تحریک مربوط به ورکتورهای MEMS 19.8V حاصل شد. مقدار تلفات جای‌گزینی برای حالت بالا و پایین ورکتور MEMS تا فرکانس 20GHz، به ترتیب برابر با 0.63dB و 1.5dB است همچنین در مورد تلفات بازگشتی نیز مقادیر 0.8dB و 0.7dB به ترتیب برای حالت‌های بالا و پایین ورکتور MEMS به‌دست آمد. علاوه بر جدید بودن ساختار، بالا بودن ضریب کیفیت و اندازه بسیار کوچک فیلتر، از نقاط قوت دیگر این طراحی می‌توان به پایین بودن ولتاژ تحریک پل‌های MEMS اشاره کرد.

کلیدواژه

موج‌بر هم‌صفحه، زمین‌نقص‌دار، RF-MEMS، فیلتر میان‌نگذر قابل‌تنظیم

مقدمه

در سال‌های اخیر، فیلترهای تنظیم‌پذیر به‌طور گسترده‌ای مورد بررسی قرار گرفته‌اند زیرا چنین فیلترهایی سبب کاهش پیچیدگی در گیرنده‌های پهن‌بند می‌شوند [1]. این فیلترها بایستی دارای فاکتورهای مهمی نظیر تلفات پایین، محدوده تنظیم بزرگ، توانایی توان‌دهی بالا، اندازه کوچک و فرآیند ساخت ارزان و ساده باشند [2]، از طرفی برای طراحی این فیلترها با تکنولوژی هم‌صفحه^۱، از دیودهای PIN، ترانزیستورهای FET، ورکتورها و سوئیچ‌های فروالکترونیک و سیستم‌های میکروالکترومکانیکی فرکانس رادیویی^۲ استفاده می‌شود [3]، در این میان، فیلترهای تنظیم‌پذیر MEMS نسبت به فیلترهای دیگر، دارای تلفات پایین، خطینگی بالا، قابلیت کار در فرکانس‌های بسیار بالا، نویز پایین و ایزولاسیون بسیار

مناسب هستند. در میان فیلترهای تنظیم‌پذیر MEMS، فیلترهای بر پایه ساختارهای زمین‌نقص‌دار^۳ بر روی خط موج‌بر هم‌صفحه^۴، بر خلاف فیلترهای خطوط مایکرواستریپ با DGS، قابلیت پیاده‌سازی به‌صورت یک سطحی^۵ را دارند و به دلیل افزایش فاکتور موج کوتاه^۶ در ساختارهای فیلتر با DGS نسبت به ساختارهای ساده، اندازه مداری کوچکتری دارند [4-6]. فیلترهای قابل‌تنظیم MEMS نیز همانند بقیه فیلترهای قابل‌تنظیم، در دو نوع آنالوگ [7-11] و دیجیتال [5، 12-15] ارائه می‌شوند که فیلترهای قابل‌تنظیم با سوئیچ‌های MEMS در دسته‌بندی دیجیتال و فیلترهای با تنظیم توسط ورکتورهای MEMS، جزو فیلترهای آنالوگ به حساب می‌آیند [14].

^۳ Defected Ground Structure (DGS)

^۴ Co-Planar Waveguide (CPW)

^۵ Uniplanar

^۶ slow wave effect

^۱ Planar technology

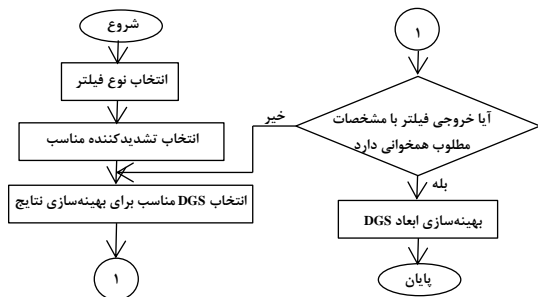
^۲ RF-MEMS

صحت سنجی مدار معادل و شبیه‌سازی الکترواستاتیکی انجام شده و در نهایت در بخش پایانی نتیجه‌گیری را خواهیم داشت.

ساختار و مدار معادل فیلتر

ساختار فیلتر

DGSها با مختل کردن توزیع جریان در سطح زمین، یک مد انتشار موازی را تحریک می‌کند که این اختلال، می‌تواند مشخصات خط انتقال نظیر سلف و خازن مؤثر خط را تغییر دهد از طرفی DGSها به وسیله حذف باندهای گذر درجات بالاتر، باعث بهبود عمل کرد فیلتر در باند توقف نیز می‌شوند. سلف و خازن‌های اضافه شده توسط DGS، سبب تغییر ثابت انتشار خط انتقال خواهد شد که همان‌طور که در بخش قبل به آن اشاره شد از آن به عنوان اثر موج آهسته یاد می‌شود و در نهایت، فشرده‌سازی در ساختار تشدیدکننده به وسیله کاهش طول خط را به همراه خواهد داشت. جهت طراحی DGSها برای بهره‌برداری در ساختار فیلتر در حالت کلی از الگوریتم شکل ۱ می‌توان استفاده کرد.



شکل ۱. نحوه طراحی فیلترهای شامل DGS در حالت کلی

همان‌طور که در این فلوجارت مشخص است، ابتدا نوع فیلتر انتخاب و با توجه به مشخصات مورد انتظار، DGS مناسبی در نظر گرفته شده و بهینه‌سازی ابعاد آن برای دست‌یابی به پاسخ مطلوب انجام می‌شود. پس انتخاب DGS مناسب در ساختار مورد طراحی، نهایتاً سبب بهبود پارامترهای خروجی فیلتر مانند اندازه، تلفات، ضریب کیفیت و سایر پارامترهای اصلی فیلتر خواهد شد.

بر اساس اطلاعات فوق، در شکل ۲، ساختار فیلتر میان‌گذر قابل تنظیم باند Ka فشرده با تشدیدکننده شانه‌ای^۸ بر پایه موج‌بر هم‌صفحه و زمین نقص‌دار با به‌کارگیری ورکتورهای MEMS نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشخص است تشدیدکننده شانه‌ای بر روی خط سیگنال ایجاد شده است و از دو پل MEMS بر روی تشدیدکننده برای تنظیم‌پذیر نمودن فیلتر استفاده شده و در نهایت بر روی سطح زمین CPW، دو DGS U شکل با فاصله‌های متفاوت از خط سیگنال، قرار گرفته‌اند. زیرلایه از جنس سیلیکان با مقاومت بالا^۹ با

همان‌طور که پیشتر به برخی موارد علت بکارگیری ساختارهای بر پایه موج‌برهای هم‌صفحه به‌جای ساختارهای با خطوط میکرواستریپ معمول برای تحقق فیلترها اشاره شد، به‌دلیل امکان پیاده‌سازی این ساختارها به‌صورت یک سطحی، امکان سری و موازی سازی آسان‌المان‌ها، عدم نیاز به حفره‌های وایا و کاهش تلفات تابشی، استفاده از خطوط CPW به خطوط میکرواستریپ معمول ترجیح داده می‌شود [4,10].

جهت تحقق فیلترهای قابل تنظیم MEMS با به‌کارگیری DGS در ساختار آن‌ها، در سال‌های اخیر، تحقیقات گسترده‌ای انجام شده است. در [4]، از ترکیب سه‌گانه دو بال با چهار اسلات^۷ به‌عنوان DGS بر روی CPW به‌همراه ورکتورهای MEMS به‌عنوان یک فیلتر میان‌گذر استفاده شده است که میزان تنظیم‌پذیری 35% با ضریب کیفیت پایین را دارد. در [9]، از DGSهایی به‌صورت تشدیدکننده‌های حلقوی جداگانه مکمل معروف به متامتریال بر روی خط زمین و سیگنال CPW به‌همراه ورکتورهای MEMS برای تحقق فیلتر استفاده شده است. در [5]، از حالت مارپیچی بر روی خط سیگنال CPW به‌عنوان DGS به‌همراه سوئیچ‌های MEMS برای ساخت یک فیلتر پایین‌گذر بهره‌گرفته شده است و در [16]، DGS، L شکل، در [17-20] از DGSهای مارپیچی، در [21]، از استاب‌های تا شده یک چهارم طول موج به‌عنوان DGS، در [22] از DGS چنگالی شکل و در [18,23-24] از DGSهای دمبلی شکل در خط CPW به‌عنوان فیلتر استفاده شده است. چالش اصلی در فیلترهای مطالعه شده، بهبود پارامترهایی نظیر اندازه ساختار، کاهش تلفات، تنظیم‌پذیری، حذف خارج از باند و مدل‌سازی دقیق ساختارها برای طراحی مناسب این فیلترها می‌باشد، ولی در کنار این موارد، بحثی از میزان ضریب کیفیت به‌عنوان یکی از پارامترهای کلیدی در این فیلترها یا نشده و یا در صورت بررسی، مقدار بسیار کمی را در این ساختارها دارند.

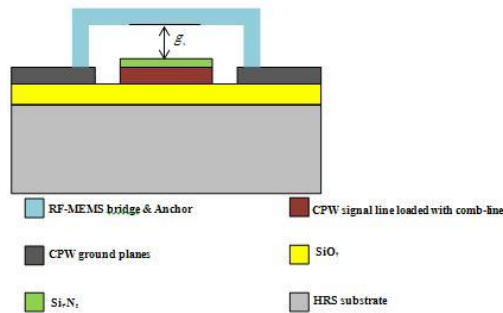
در این مقاله یک فیلتر میان‌گذر قابل تنظیم با استفاده از موج‌بر هم‌صفحه به‌همراه یک تشدیدکننده شانه‌ای در خط سیگنال با به‌کارگیری ورکتورهای MEMS برای تنظیم فرکانس به‌همراه یک DGS نامتعارف U شکل با ضریب کیفیت بالا ارائه شده است. مدار معادل استخراج شده برای ساختار مورد نظر به‌همراه محاسبات دقیق‌المان‌های مدار معادل، دارای تطبیق قابل قبولی با نتایج حاصل از شبیه‌سازی فرکانسی با ANSOFT-HFSS14 است.

در ادامه مقاله، ساختار کامل فیلتر به‌همراه مدار معادل و نحوه استخراج‌المان‌های مربوط به مدار معادل ارائه شده است، سپس شبیه‌سازی ساختار و تحلیل نتایج حاصل از آن به‌همراه

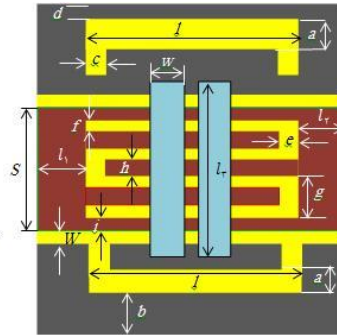
^۸ Comb-line resonator
^۹ High Resistivity Silicon (HRS)

^۷ Two wings with four slot-shaped DGSs

نظر گرفتن ضخامت $2\mu\text{m}$ برای زمین و سیگنال CPW، برابر $4\mu\text{m}$ می‌باشد. با توجه به استحکام بالای طلا در مقابل استرس ناشی از انحنای پل به دلیل اعمال ولتاژ بایاس، پل‌ها از جنس طلا می‌باشند و دارای ابعادی برابر با $340\mu\text{m}/100\mu\text{m}/0.8\mu\text{m}$ هستند. ابعاد CPW (W/S/W) نیز برای داشتن امپدانس مشخصه 50Ω برابر با $70\mu\text{m}/100\mu\text{m}/70\mu\text{m}$ در نظر گرفته شده است. سایر ابعاد مشخص شده بر روی ساختار، در جدول ۱ نشان داده شده است.



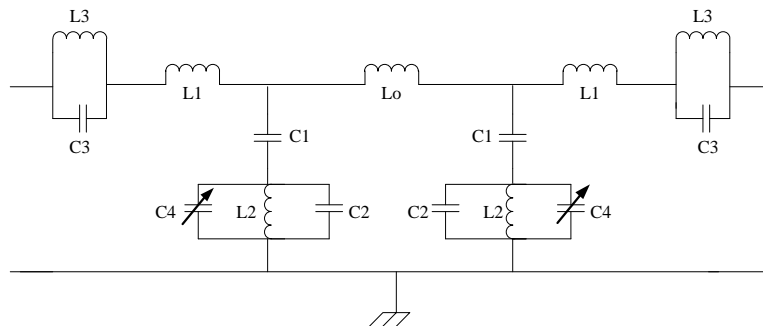
ضخامت $275\mu\text{m}$ می‌باشد و بر روی آن یک لایه دی‌اکسید سیلیکان با ضخامت $1\mu\text{m}$ قرار داده شده است سپس فلزکاری از جنس طلا با ضخامت $2\mu\text{m}$ برای ایجاد صفحه زمین و خط سیگنال CPW انجام گرفته و در نهایت با ایجاد ساختار تشدیدکننده شانهای بر روی خط سیگنال و DGS بر روی زمین CPW، از دو پل MEMS بر روی تشدیدکننده با عایق نیترات سیلیکان با ضخامت $0.2\mu\text{m}$ استفاده شده است. پایه‌های مربوط به پل‌های MEMS دارای پهنای $10\mu\text{m}$ و ارتفاع $2\mu\text{m}$ بوده و در نتیجه فاصله پل‌ها از لایه دی‌اکسید سیلیکان با



(ب)

(الف)

شکل ۲. ساختار فیلتر میان‌گذر: الف- دید از بالا ب- دید از روبرو



شکل ۳. مدار معادل فیلتر میان‌گذر

تشدیدکننده شانهای است. و رکتور C_4 به‌عنوان معادل برای پل‌های MEMS می‌باشد و در نهایت سلف و خازن L_3 و C_3 معادل بخش DGS فیلتر است. برای محاسبه طول تشدیدکننده یک چهارم طول موج شانهای قرار گرفته بر روی خط سیگنال، می‌توان نوشت:

مدار معادل فیلتر

در شکل ۳، مدار معادل فیلتر نمایش داده شده است. L_1 و C_1 مدار معادل مربوط به CPW می‌باشد، معادل تشدیدکننده شانهای با L_2 و C_2 نشان داده شده است و همچنین L_0 نشان‌دهنده تزویج بین دو بخش موازی شده یکسان

جدول ۱. ابعاد ساختار بر حسب میکرومتر

l	l_1	l_2	a	b	c	d	e	f	g	h	i
500	100	100	100	140	70	95	20	11	33	11	11.5

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} \quad (3)$$

$$L = \frac{\lambda_g}{4} \quad (1)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (4)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2)$$

که در روابط 1-4، λ_g طول موج موج بر هم‌صفحه، ϵ_{eff} ضریب نفوذ مؤثر و f نیز فرکانس مرکزی فیلتر می‌باشد. با استفاده از روابط مذکور برای محاسبه طول تشدیدکننده با توجه به

$$L_2 = \frac{\omega_{r1}^2 - \omega_{r2}^2}{\omega_{r1}^2 \omega_{r2}^2 (C_{bridge-down} - C_{bridge-up})} \quad (12)$$

$$C_2 = \frac{1 - \omega_{r1}^2 L_2 C_{bridge-up}}{\omega_{r1}^2 L_2} \quad (13)$$

L_3 و C_3 مربوط به مدار معادل DGS است و چون DGS سبب تصحیح مشخصات فیلتر در فرکانس مرکزی می‌شود پس برای محاسبه L_3 و C_3 ، از رابطه تلفات جای‌گزینی، فرکانس قطع و مرکزی فیلتر (14-18) استفاده می‌شود [26].

$$S_{21} = \frac{2Z_0}{2Z_0 + Z_{DGS}} \quad (14)$$

$$|S_{21}| = \frac{2Z_0}{\sqrt{4Z_0^2 + \frac{\omega_c^2 L_2^2}{1 - \omega_c^2 L_2 C_2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (15)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (16)$$

$$L_3 = \frac{2Z_0 (\omega_0^2 - \omega_c^2)}{\omega_0^2 \cdot \omega_c^2} \quad (17)$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega_0^2 L_3} \quad (18)$$

نتایج شبیه‌سازی و تحلیل نتایج

در این بخش ابتدا مراحل بهینه‌سازی DGS موجود در ساختار را بیان کرده و سپس نتایج شبیه‌سازی فرکانسی با نرم‌افزار ANSOFT-HFSSv14، مدار معادل و تابع تبدیل با Matlab و تحلیل الکترواستاتیکی ورکتورهای MEMS با Intellisuite-v7/2 ارائه می‌شود.

بهینه‌سازی ابعاد DGS با تفسیر نتایج شبیه‌سازی

در این بخش، تغییرات اندازه‌های a ، b ، c و d مربوط به DGS بر روی خروجی فیلتر بررسی می‌شود و ملاک ارزیابی در مورد اندازه بهینه هر پارامتر، میزان حذف باند، ضریب کیفیت، تلفات جای‌گزینی، تلفات بازگشتی و شکل کلی خروجی مناسب برای فیلتر میان‌نگذر در نظر گرفته می‌شود. لازم به ذکر است که به دلیل وجود فضای حالت با تعداد حالت‌های متعدد برای متغیر بودن هر چهار پارامتر، در هر مرحله سه پارامتر ثابت و یک پارامتر متغیر در نظر گرفته می‌شود. تأثیر تغییر فاصله DGS پایینی از بخش مرکزی CPW (b) بر روی نتایج خروجی با تغییر آن از $5\mu\text{m}$ تا $150\mu\text{m}$ در شکل ۴ نشان داده شده است ملاحظه می‌شود بهترین رفتار برای فاصله $140\mu\text{m}$ از لبه زمین می‌باشد.

($\epsilon_{\text{eff}} = 11.9$) در HRS و انتخاب فرکانس تشدید 35.6GHz نیاز به تشدیدکننده شانه‌ای با طول $831\mu\text{m}$ هست، در حالی که استفاده از DGS طراحی شده این امکان را می‌دهد که با طول کمتر و برابر با $500\mu\text{m}$ به این فرکانس رسید، یعنی با طول کل ساختار کوچک‌تر از حد انتظار برای فیلتر نهایی.

در مورد مدل فشرده CPW، با به‌کارگیری روابط (5-6) و $Z_0 = 50\Omega$ ، $L_1 = 296.1\text{pH}$ و $C_1 = 118.44\text{fF}$ به دست می‌آید.

$$L_1 = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}}{C} \quad (5)$$

$$C_1 = \frac{L_1}{Z_0^2} \quad (6)$$

برای محاسبه سلف L_0 موجود در مدار معادل تشدیدکننده شانه‌ای، می‌توان گفت که دارای ادمیتانسی برابر با رابطه ۷ است [25].

$$Y_r = \frac{Y_0}{\tan \theta} \quad (7)$$

$$\theta = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_{\text{eff}} - 1}}{C} \quad (8)$$

در رابطه ۷، Y_0 ادمیتانس مشخصه خط CPW و θ طول الکتریکی خط می‌باشد که رابطه θ برحسب فرکانس و سرعت نور در خلاء، در λ نشان داده شده است و در نهایت مقدار L_0 برای فرکانس 35.6GHz و طول $500\mu\text{m}$ ، برابر با 3.7pH می‌شود.

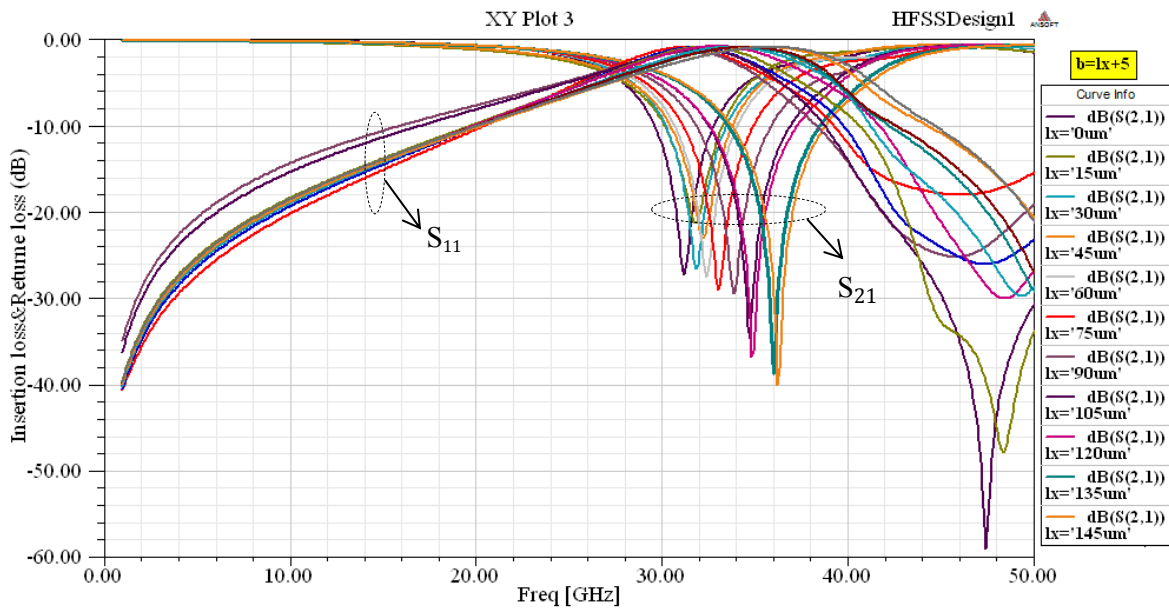
در مورد پل‌های MEMS، در حالت بالای پل، مقدار خازن از رابطه ۹ قابل محاسبه است و با توجه به این که $d = 2\mu\text{m}$ است و همچنین با در نظر گرفتن 20% اثر خازن حاشیه‌ای، $C_{bridge-up} = 29.4\text{fF}$ می‌شود و در حالت پایین پل، مقدار خازن از رابطه ۱۰ برابر $C_{bridge-down} = 74.1\text{fF}$ می‌شود.

$$C_{bridge-up} = \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad (9)$$

$$C_{bridge-down} = \frac{\epsilon_0 A}{g_0 + \frac{t_d}{\epsilon_r}} \quad (10)$$

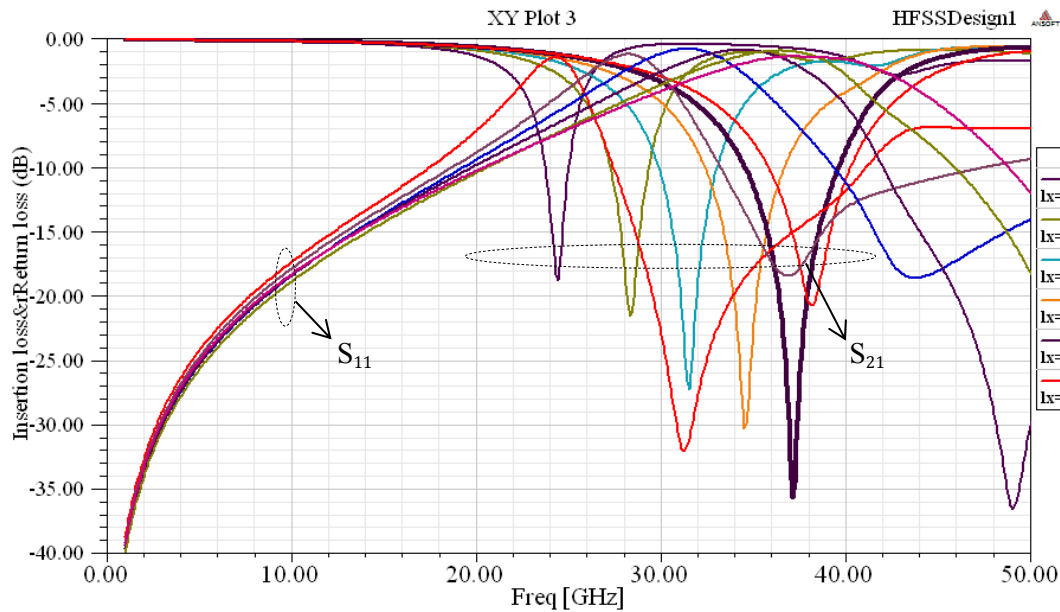
برای محاسبه L_2 و C_2 مربوط به تشدیدکننده شانه‌ای در خط سیگنال، می‌توان از رابطه مربوط به فرکانس تشدید در دو فرکانس ابتدا و انتهایی فیلتر (ω_{r1} و ω_{r2}) استفاده کرد (11-13).

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_2 (C_2 + C_b)}} \quad (11)$$



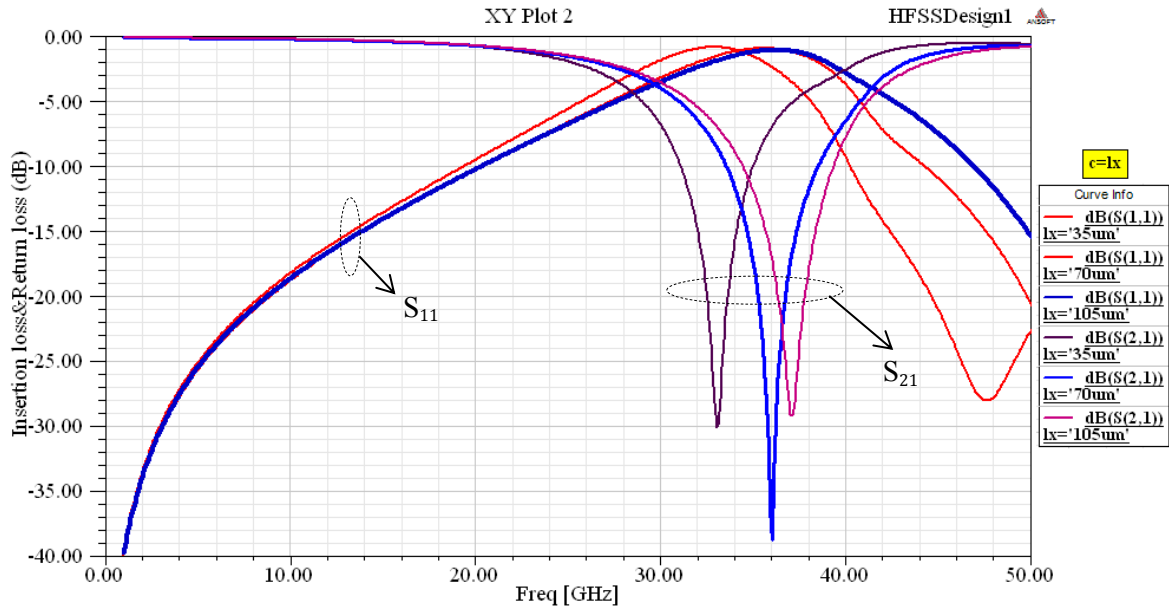
شکل ۴. نتیجه بهینه‌سازی فاصله b

حال به‌ازای $b=140\mu\text{m}$ بهترین پهنا برای DGS پایینی و بالایی (a) به‌دست می‌آید. به این ترتیب که مقدار a را از $20\mu\text{m}$ تا $110\mu\text{m}$ تغییر داده و پارامترهای پراکندگی رسم می‌شوند، نتایج به‌صورت شکل ۵ می‌باشد و همان‌طور که واضح است بهترین جواب برای پهنا $100\mu\text{m}$ به‌دست می‌آید.



شکل ۵. نتیجه بهینه‌سازی پهنا a

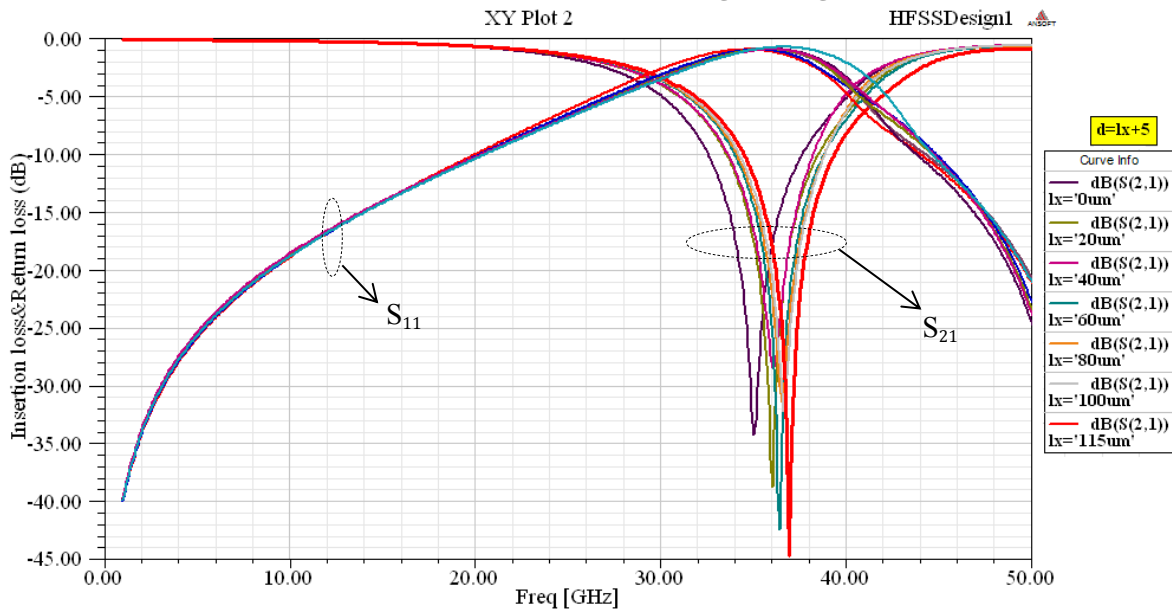
با در نظر گرفتن $b=140\mu\text{m}$ و $a=100\mu\text{m}$ و تغییر مقدار c از $35\mu\text{m}$ تا $105\mu\text{m}$ و بررسی پارامترهای پراکندگی، ملاحظه می‌شود بهترین پاسخ برای پهنا $70\mu\text{m}$ به‌دست می‌آید (شکل ۶).



شکل ۶. نتیجه بهینه‌سازی پهنای c

پارامترهای مناسب برای فیلتر میان‌گذر طراحی شده، مقادیر بهینه پارامترهای a ، b ، c و d باید به ترتیب برابر با $100\mu\text{m}$ ، $140\mu\text{m}$ ، $70\mu\text{m}$ و $95\mu\text{m}$ انتخاب شوند.

و در نهایت با تغییر d از $5\mu\text{m}$ تا $120\mu\text{m}$ (با در نظر گرفتن مقادیر بهینه برای a ، b و c) و بررسی پارامترهای پراکندگی، بهترین پاسخ برای فاصله به دست می‌آید (شکل ۷). پس به طور خلاصه می‌توان گفت که برای دستیابی به حذف باند، ضریب کیفیت، تلفات جای‌گزینی، بازگشتی و سایر

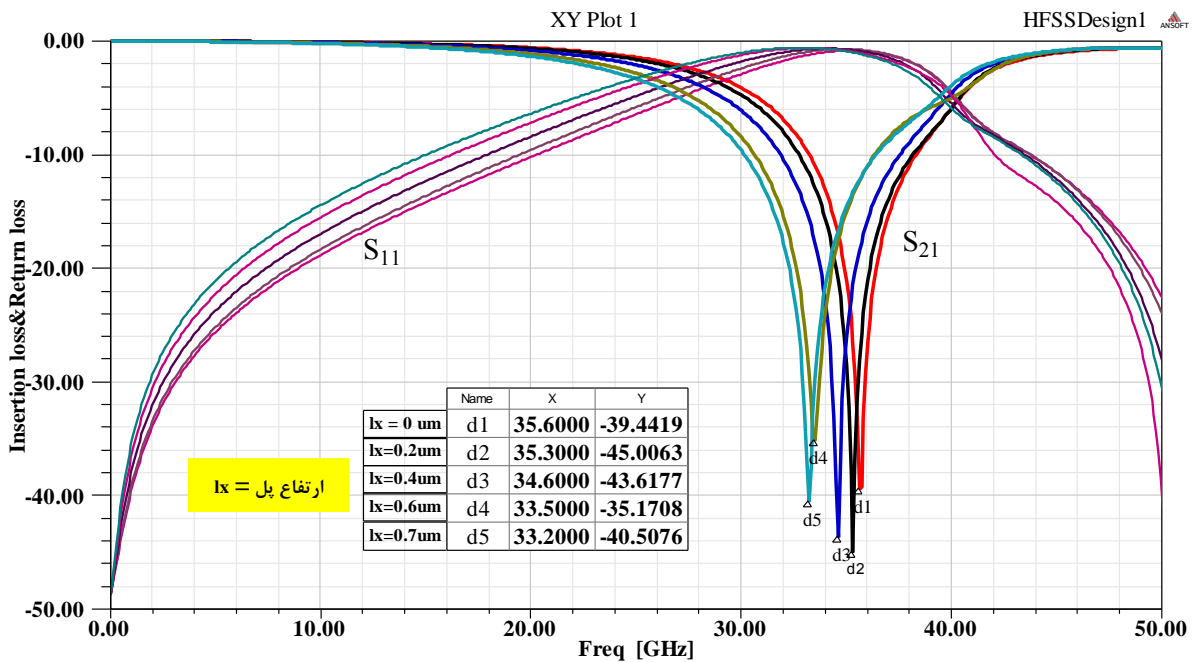


شکل ۷. نتیجه بهینه‌سازی پهنای d

تنظیم‌پذیری در فیلتر را به همراه خواهد داشت. به ازای مقادیر بهینه به دست آمده برای DGS، نتیجه شبیه‌سازی فرکانسی ساختار با ANSOFT-HFSS14، به صورت شکل ۸ است و ملاحظه می‌شود فرکانس مرکزی فیلتر میان‌گذر از 33.2GHz تا 35.6GHz تغییر می‌کند، همچنین مقدار حذف باند بین 35dB تا 45dB متغیر است.

شبیه‌سازی فرکانسی ساختار

با توجه به محل قرارگیری الکترودهای تحریک و رکتورهای MEMS، که زمین به پل و مثبت تغذیه به الکترودهای قرار گرفته در خط سیگنال CPW در زیر پل وصل می‌شود فاصله بین الکترودها برابر $2\mu\text{m}$ می‌شود پس به راحتی می‌توان $\frac{1}{3}$ این فاصله ($\approx 0.7\mu\text{m}$) را با ولتاژ تغذیه به دقت کنترل کرد [11] که این عمل سبب تغییر مقدار رکتورها شده و در نتیجه



شکل ۸. نتیجه شبیه‌سازی فیلتر با تغییر ارتفاع پل MEMS

در ادامه مقایسه‌ای بین نتایج حاصل از شبیه‌سازی فرکانسی در فیلتر طراحی شده با فیلترهای میان‌گذر دارای DGS و با موج‌برهای CPW، که ناحیه کاری آن‌ها نیز باند Ka می‌باشد، در جدول ۲ ارائه شده است.

جدول ۲. مقایسه فیلترهای میان‌گذر دارای DGS

Ref.	Freq. (GHz)	Q_{max}	Rej. (dB)	Tun. %	IL at 20GHz (dB) (Up-State)	Size: $b \times a / \lambda_0^2$	Filter size (mm^2)
[9]	35-38	-	20.2	9	-	0.18×0.123	7.3
[18]	~32	27	8	-	1	0.05×0.02	2.61
[19]	28.2-35	35	12.8/18.3	19.2	1.2	0.076×0.032	2.06
[22]	~28	30	26	-	1	0.13×0.092	2
[23]	26.6-30.6	27	18.8	13	3	0.14×0.04	4.4
This work	33.2-35.6	432	45	7	0.63	0.099×0.083	0.588

$$Tunability \% = \left| \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max}} \right| \times 100, Q = \frac{f_0}{BW_{3dB}}$$

λ_0 : طول موج در فضای آزاد بالاترین فرکانس تشدید فیلتر

BW_{3dB} : پهنای -3dB پایین منحنی تلفات جای‌گزینی با توجه به میان‌گذر بودن فیلترها

$b \times a$: مساحت مربوط به DGS

با توجه به جدول ۲ و مقایسه پارامترهای اصلی فیلتر میان‌گذر قابل تنظیم طراحی شده با فیلترهای مشابه، ملاحظه می‌شود این فیلتر دارای بیشینه ضریب کیفیت بزرگتری (۴۳۲) نسبت به چهار ساختار دیگر (در مورد مقاله [9] این مقدار گزارش نشده است) می‌باشد. از نظر حذف داخل باند، فیلتر مورد مطالعه، عملکرد بسیار مطلوبی (45dB) را نسبت به پنج ساختار دیگر، ارائه می‌دهد. همچنین، تلفات جای‌گزینی این فیلتر (0.63 dB) نسبت به فیلترهای گزارش شده دارای مقدار کمتری است. در دو ستون آخر جدول، مقایسه‌ای بین اندازه DGS و اندازه کلی فیلتر با دیگر فیلترها ارائه شده است و با توجه به این که طراحی با ابعاد کوچک در ساختارهای MEMS، یکی از موارد چالش برانگیز می‌باشد، در این مورد نیز فیلتر پیشنهادی، اندازه بسیار کوچک تری (0.588 mm^2) نسبت به دیگر ساختارها دارد. بنابراین با استفاده از نتایج فوق، در یک جمع‌بندی کلی می‌توان گفت که طراحی انجام شده برای فیلتر میان‌گذر در این مقاله، عملکرد مطلوب‌تری نسبت به سایر

ساختارهای مشابه دارد و طراحی انجام شده منتج به طراحی بهینه‌تر برای فیلتر میان‌گذر باند Ka بر پایه موج‌بر هم‌صفحه با DGS شده است.

شبیه‌سازی مدار معادل

در این قسمت، به ازای مقادیر به دست آمده برای عناصر مدار معادل که در جدول ۳ خلاصه شده است شبیه‌سازی مدار معادل با متلب انجام شده است. برای انجام این تحلیل، ابتدا باید ماتریس انتقال مربوط به کل مدار که پارامترهای A، B، C و D را نتیجه می‌دهد محاسبه شود. همان‌طور که در شکل ۹ نشان داده شده است ماتریس انتقال نهایی از ضرب سه ماتریس انتقال مربوط به سه بخش مدار قابل محاسبه است [26]. در مورد هر بخش می‌توان نوشت:

مدار معادل مربوط به ساختار فیلتر ارائه شده به صورت رابطه ۲۲ به دست می‌آید یعنی درجه فیلتر برابر با ۱۳ می‌باشد.

$$S_{21} = \frac{2}{A+B/Z_0+CZ_0+D} \quad (21)$$

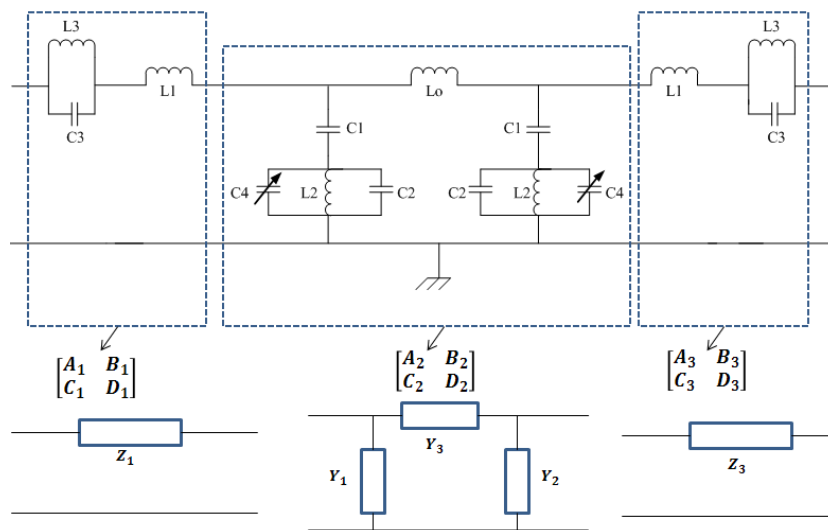
$$\begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_3 & B_3 \\ C_3 & D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & (C_3 L_1 L_3 S^3 + (L_1 + L_3)S) / (C_3 L_3 S^2 + 1) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} A_2 = D_2 &= [(C_1 C_2 L_0 L_2 + C_1 C_4 L_0 L_2) S^4 + (C_1 L_0 + C_1 L_2 + C_2 L_2 + C_4 L_2) S^2 + 1] / [(C_1 L_2 + C_2 L_2 + C_4 L_2) S^2 + 1] \\ B_2 &= L_0 S \\ C_2 &= [(L_0 C_1^2 C_2^2 L_2^2 + 2L_0 C_1^2 C_2 C_4 L_2^2 + L_0 C_1^2 C_4^2 L_2^2) S^7 + (2C_1^2 C_2 L_2^2 + 2L_0 C_1^2 C_2 L_2 + 2C_1^2 C_4 L_2^2 S + 2L_0 C_1^2 C_4 L_2 + 2C_1 C_2^2 L_2^2 + 4C_1 C_2 C_4 L_2^2 + 2C_1 C_4^2 L_2^2) S^5 + \left(\frac{L_0 C_1^2 + 2C_1^2 L_2 + 4C_1 C_2 L_2 + 4C_1 C_4 L_2}{4C_1 C_2 L_2^2 + 2C_1 C_4 L_2^2} \right) S^3 + 2C_1 S] / [(C_1^2 L_2^2 + 2C_1 C_2 L_2^2 + 2C_1 C_4 L_2^2 + C_2^2 L_2^2 + 2C_2 C_4 L_2^2 + C_4^2 L_2^2) S^4 + (2C_1 L_2 + 2C_2 L_2 + 2C_4 L_2) S^2 + 1] \end{aligned} \quad (20)$$

در نهایت با استفاده از روابط (19-21)، که تلفات جای‌گزینی بر حسب پارامترهای انتقال را نتیجه می‌دهد، تلفات جای‌گزینی

جدول ۳. اندازه المان‌های مدار معادل فشرده فیلتر ارائه شده

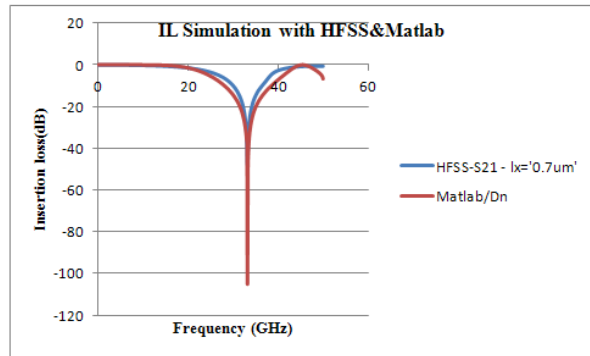
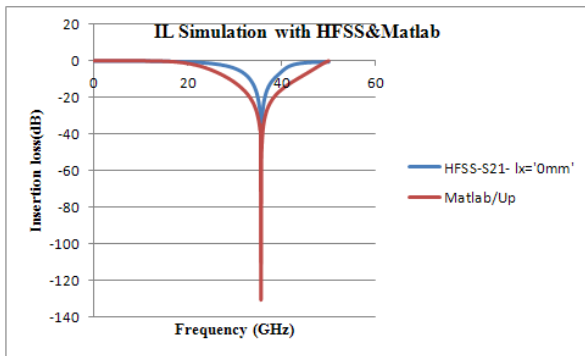
Parameter	L_0	L_1	C_1	L_2	C_2	L_3	C_3	C_4
Value	3.7pH	296.1pH	118.44fF	67.08pH	150fF	0.714pH	14pF	29.4~74.1fF



شکل ۹. مدار معادل ساختار ارائه شده به همراه ماتریسهای انتقال هر بخش

با تبدیل رابطه تلفات جای‌گزینی ۲۲ به دسی‌بل و شبیه‌سازی آن بر حسب فرکانس با متلب همانند شکل ۱۰، ملاحظه می‌شود که این شکل دارای تطبیق بسیار خوبی با شبیه‌سازی ساختار با HFSS می‌باشد که این مساله صحت مدار معادل را تایید می‌کند.

$$\begin{aligned} S_{21} &= [(2Z_0 C_1^2 C_3^2 L_2^2 L_3^2 + 4Z_0 C_1 C_3 C_3^2 L_2^2 L_3^2 + 4Z_0 C_1 C_3^2 C_4 L_2^2 L_3^2 + 2Z_0 C_2^2 C_3^2 C_4 L_2^2 L_3^2 + 4Z_0 C_2 C_3^2 C_4 L_2^2 L_3^2 + 2Z_0 C_3^2 C_4^2 L_2^2 L_3^2) S^8 + \dots] / [(L_0 C_1^2 C_2^2 C_3^2 L_1^2 L_2^2 L_3^2 + 2L_0 C_1^2 C_2 C_3^2 C_4 L_1^2 L_2^2 L_3^2 + C_4 L_1^2 L_2^2 L_3^2 + L_0 C_1^2 C_3^2 C_4^2 L_1^2 L_2^2 L_3^2) S^{13} + (2L_0 L_1 Z_0 C_1^2 C_2^2 C_3^2 L_2^2 L_3^2 + 4L_0 L_1 Z_0 C_1^2 C_2 C_3^2 C_4 L_2^2 L_3^2 + 2L_0 L_1 Z_0 C_1^2 C_3^2 C_4^2 L_2^2 L_3^2) S^{12} + \dots] \end{aligned} \quad (22)$$



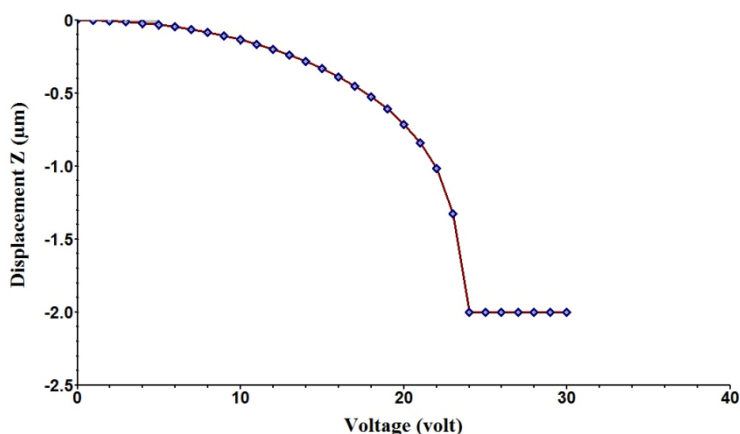
شکل ۱۰. شبیه‌سازی تلفات جای‌گزینی با متلب و HFSS به ازای ارتفاع پل 0 و $0.7\mu\text{m}$

شبیه‌سازی الکترواستاتیکی ساختار

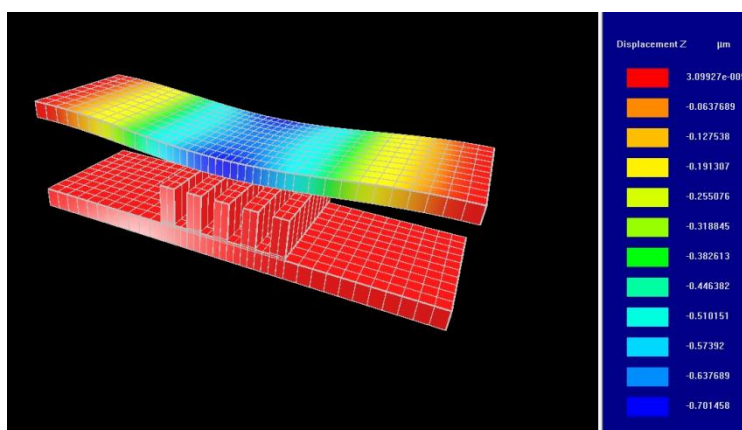
مطلوبی می‌باشد چون این مقدار در حدود $\frac{1}{22}$ تنش قابل تحمل طلا، که 200MPa است، می‌باشد.

با توجه به اینکه ثابت فنریت پل MEMS، رابطه مستقیم با پهنای پل دارد از طرفی ولتاژ لازم برای انحراف پل به مقدار مورد نظر نیز متناسب با ثابت فنر است پس داشتن ولتاژهای در حد چند ده ولت جهت تحریک پل، نیازمند به داشتن ثابت فنر با مقادیر کمتر از ده است که دسترسی به این مقدار با پهنای تقریبی پل MEMS در حدود $100\mu\text{m}$ برای ساختار طراحی شده امکانپذیر است از طرفی دیگر برای تامین خازن مورد نیاز جهت تنظیم‌پذیری فیلتر در محدوده مورد طراحی، لازم است از دو پل MEMS در کنار هم استفاده شود که تحریک هر دو پل به صورت همزمان بوده و تاثیر آن در تغییر فرکانس مرکزی فیلتر همانند شکل ۸ می‌باشد [11]. در ادامه، با استفاده از شبیه‌سازی ساختار با نرم‌افزار Intellisuit، ولتاژ تحریک^{۱۱} و بیشینه تنش وارد شده به پل‌های MEMS استخراج می‌شود. طول، عرض و ضخامت پل‌های MEMS به ترتیب برابر با $340\mu\text{m}/100\mu\text{m}/0.8\mu\text{m}$ می‌باشد. نتایج شبیه‌سازی در شکل‌های ۱۱-۱۳ نشان داده شده است. با توجه به شکل ۱۱، مقدار ولتاژ لازم برای تحریک کامل پل یعنی انحراف برابر با $0.7\mu\text{m}$ در فیلتر طراحی شده، برابر با 19.8V می‌باشد. در شکل ۱۲ میزان جابجایی پل و در شکل ۱۳ تنش وارد شده به پل جهت بررسی استحکام آن در هنگام اعمال ولتاژ تحریک 19.8V نشان داده شده است. لازم به توضیح است که در مورد تنش وارد شده به ساختار، تنش در هر سه جهت X، Y و Z مورد بررسی قرار گرفت و چون بیشترین تنش وارد شده بر اساس نتایج شبیه‌سازی در جهت X می‌باشد به همین دلیل نتیجه مربوط به این شبیه‌سازی گزارش و مورد بحث و بررسی قرار گرفته است. طبق شکل ۱۳، ملاحظه می‌شود که بیش‌ترین تنش وارد شده به ساختار برابر با 8.93MPa می‌باشد، یعنی از نظر قابلیت تحمل تنش، ساختار دارای وضعیت

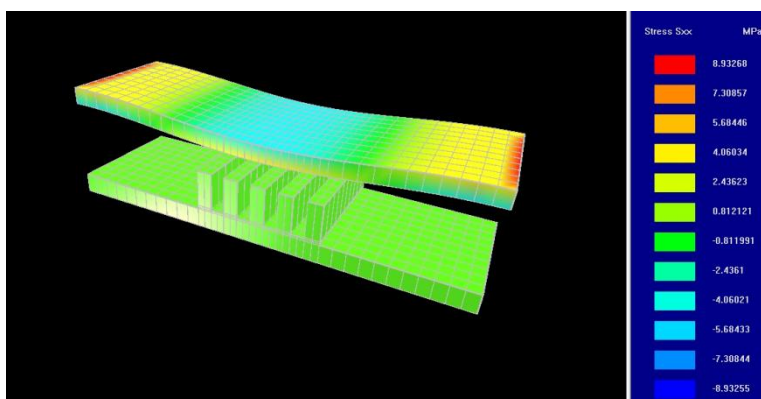
^{۱۱} Pull-in voltage



شکل ۱۱. شبیه‌سازی ولتاژ Pull-in پل MEMS



شکل ۱۲. شبیه‌سازی جابجایی پل MEMS



شکل ۱۳. شبیه‌سازی تنش وارد شده به پل MEMS

ساختار با Ansoft-HFSSv14 و متلب، ملاحظه گردید که فیلتر دارای ضریب کیفیت بالایی برای حالت بالا و پایین ورکتور می‌باشد که به ترتیب برابر با 182 و 432 حاصل شد. همچنین فیلتر RF-MEMS مورد نظر قابلیت تنظیم فرکانسی از 33.2GHz تا 35.6GHz با حذف باند توقف 35dB تا 45dB را دارد از طرفی مقدار تلفات جای‌گزینی برای حالت بالا و پایین ورکتور MEMS تا فرکانس 20GHz، به ترتیب برابر با 0.63dB

نتیجه‌گیری

در این مقاله، ساختاری جدید برای یک فیلتر قابل تنظیم آنالوگ باند Ka به کارگیری ورکتورهای MEMS برای تنظیم فرکانس مرکزی ارائه شده است. این فیلتر، شامل یک تشدیدکننده شانه‌ای $\lambda/4$ بر روی خط سیگنال CPW به همراه DGS است که علاوه بر اندازه طولی کوچک، با شبیه‌سازی

ضریب کیفیت و اندازه بسیار کوچک فیلتر، از نقاط قوت دیگر این طراحی می‌توان به پایین بودن ولتاژ تحریک پل‌های MEMS اشاره کرد که مقداری برابر با 19.8V را دارد.

و 1.5dB است همچنین در مورد تلفات بازگشتی نیز مقادیر 0.7dB و 0.8dB به ترتیب برای حالت‌های بالا و پایین ورکتور MEMS به دست آمد. علاوه بر جدید بودن ساختار، بالا بودن

مراجع

- [14] K. Y. Chan, S. Fouladi, R. Ramer, R. R. Mansour, "RF MEMS Switchable Interdigital Bandpass Filter," *IEEE Microwave and Wireless Components letters*, vol. 22, no. 1, January 2012.
- [15] R. Kaunisto, K. Reimann, K. Boyle, J. Krogerus, Z. Liu, P. G. Steeneken, and J. Ollikainen, "2.0–2.7 GHz programmable bandpass filter with RF-MEMS capacitance matrices," *Electronics letters* 2nd vol. 45 no. 14, July 2009.
- [16] E. K. I. Hamad, A. M. E. Safwat, and A. S. Omar, "L-Shaped Defected Ground Structure for Coplanar Waveguide," 2005 *IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, Vol. 2B, Washington DC, USA, pp. 663-666, July 2005.
- [17] J. S. Lim, C. S. Kim, Y. T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "A Spiral-Shaped Defected Ground Structure for Coplanar Waveguide," *IEEE Microwave Wireless Comp. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 330-332, September 2002.
- [18] D. Schlieter, and R. M. Henderson, "Silicon integrated defected ground structures," In *Proc. IEEE Topic. Meeting Silicon Monolithic Integr. Circuits RF Syst. (SiRF)*, New Orleans, LA, USA, Jan. 2010.
- [19] E. A. Casu, A. A. Müller, M. Bolaños¹, A. Fumarola, A. Krammer, A. Schüller, A. M. Ionescu, "Vanadium Oxide Bandstop Tunable Filter for Ka Frequency Bands Based on a Novel Reconfigurable Spiral Shape Defected Ground Plane CPW," *Digital Object Identifier* 10. 1109/Access. 2018.
- [20] H. Yue, G. Subramanyam, and C. Cerny, "Modified Spiral Shaped Defected Ground Structure with Spurious Free Band Rejection Performance," *IEEE 17th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, 2016.
- [21] S-S. Liao, H-K. Chen, Y-C. Chang, and K-T. Li, "Novel Reduced-Size Coplanar-Waveguide Bandpass Filter Using the New Folded Open Stub Structure," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, No. 12, December 2002.
- [22] Y. L. Lai, P. Y. Cheng, "CPW Filters with Defected Ground Structures for RF and Microwave Applications," 9th *Joint Conference on Information Sciences (JCIS)*, Kaohsiung, Taiwan, October. 2006.
- [23] W. A. Vitale et al., "Electrothermal actuation of vanadium dioxide for tunable capacitors and microwave filters with integrated microheaters," *Sensors Actuat. A, Phys.*, vol. 241, pp. 245-253, Apr. 2016.
- [1] Y. Cho, G. Rebeiz, "0.73–1.03-GHz Tunable Bandpass Filter With a Reconfigurable 2/3/4-Pole Response," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 2, FEB. 2014.
- [2] A. Anand, J. Small, D. Peroulis, X. Liu, "Theory and Design of Octave Tunable Filters With Lumped Tuning Elements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 12, DEC. 2013.
- [3] K. Y. Chan, R. Ramer, R. R. Mansour, "A Switchable Iris Bandpass Filter Using RF MEMS Switchable Planar Resonators," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 2016.
- [4] N. Zhang, Z. Deng, "CPW Tunable Band-Stop Filter Using Hybrid Resonator and Employing RF MEMS Capacitors," *IEEE Transactions on electron devices*, vol. 60, no. 8, Aug. 2013.
- [5] X. L. Guo, C. Xu, G. A. Zhang, Z. J. Zhang, H. H. Yin, Z. L. Wang, "Tunable low-pass MEMS filter using defected ground structures (DGS)," *Solid-State Electronics* 94 (2014) 28–31, 2013.
- [6] J. S. Lim, J. S. Park, Y. T. Lee, D. Ahn, and S. Nam, "Application of defected ground structure in reducing the size of amplifiers," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, pp. 261–263, July 2002.
- [7] Y. Cho, G. M. Rebeiz, "0.73–1.03-GHz tunable bandpass filter with a reconfigurable 2/3/4-pole response," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, pp. 290–296, 2014.
- [8] N. Zhang, Z. Deng, C. Shu, and H. Wang, "Design and Analysis of a Tunable Bandpass Filter Employing RF MEMS Capacitors," *IEEE Electron Device Letters*, vol. 32, no. 10, Oct. 2011.
- [9] B. Pradhan, B. Gupta, "Ka-Band Tunable Filter Using Metamaterials and RF MEMS Varactors," *Journal of Microelectromechanical Systems*, 2015.
- [10] B. Pradhan, B. Gupta, "Ku-band RF MEMS tunable comb line band reject filter on coplanar transmission line," *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2012.
- [11] G. M. Rebeiz, "RF MEMS Theory, Design, and Technology," ISSN: 0-471-20169-3, 2003.
- [12] N. Zhang, L. Mei, C. Wang, Z. Deng, J. Yang, and Q. Guo, "A Switchable Bandpass Filter Employing RF MEMS Switches and Open-Ring Resonators," *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2017.
- [13] K. Entesari, G. M. Rebeiz, "A Differential 4-bit 6.5–10-GHz RF MEMS Tunable Filter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, March 2005.

[25] A. Vincze, "Practical design approach to microstrip combline filters," IEEE Trans Microwave Theory Tech, 1974.

[26] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, "Microwave Filters for Communication Systems," Second Edition, JohnWiley & Sons, Inc., USA, 2018.

[24] E. K. I. Hamad, A. M. E. Safwat, and A. S. Omar, "2D Periodic Defected Ground Structure for Coplanar Waveguide," German Microwave Conference (GeMiC), Ulm, Germany, pp. 25-28, April 2005.