

طراحی و ساخت فیلتر پایین گذر مایکرواستریپ فشرده با باند گذار تیز و فاکتور توقیف بالا

علیرضا نوری تبار^۱ حسین شمسی^۲ سید آرش احمدی^۳

۱- کارشناسی ارشد - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی - تهران - ایران

ali.ntabar@gmail.com

۲- استادیار - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی - تهران - ایران

shamsi@eetc.kntu.ac.ir

۳- استادیار - دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی - تهران - ایران

Aahmadi@eetc.kntu.ac.ir

چکیده: در این مقاله یک فیلتر پایین گذر مایکرواستریپ فشرده با فرکانس قطع $1/69\text{GHz}$ ، با استفاده از رزوناتور سنجاقی پیج خورده نامتقارن^۱ بهبود یافته با شکاف عرضی طراحی، شبیه سازی و ساخته شده است. در ابتدا رزوناتور سنجاقی پیج خورده نامتقارن پیشنهاد می شود و در ادامه به منظور بهبود عملکرد این رزوناتور، شکاف عرضی که یکی از عناصر مایکرواستریپ است، بر روی این رزوناتور اعمال می شود. با اتصال سری دو رزوناتور به دست آمده به صورت آینه ساختار فیلتر پایین گذر حاصل می شود. فیلتر طراحی شده دارای اندازه مداری $\lambda/14 \times 0.076\lambda$ ، تلفات تزریقی 20dB ، باند توقف $8/16\text{GHz}$ ، فاکتور توقیف ۲ و همچنین باند گذار 12GHz است. با توجه به نتایج به دست آمده، در بازه فرکانسی مورد نظر نتایج ساخت و اندازه گیری این فیلتر، انطباق خوبی با نتایج شبیه سازی از خود نشان می دهد.

کلمات کلیدی: فیلتر - مایکرواستریپ - پایین گذر - باند گذار - فاکتور توقیف - رزوناتور

تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۳/۰۶/۰۱

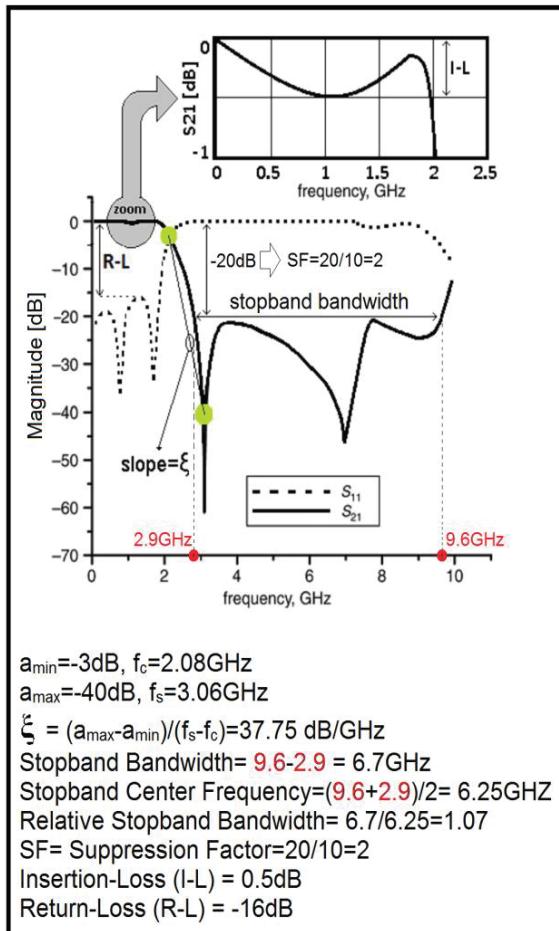
تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۵/۶/۲۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱۲/۰۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر حسین شمسی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - خیابان شریعتی - پل سید خندان - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی - دانشکده برق





شکل(۱): پارامترهای پراکندگی یک فیلتر نوعی و نحوه به دست آوردن فاکتورهای (ξ, SF, RSB, I-L, R-L)

معمول ترین حالت در سنتز فیلترهای ماکروویو با استفاده از خطوط انتقال مایکرواستریپ، استفاده از ساختارهای به صورت پله‌های امپدانسی^{۱۰} معادل با ساختارهای نردبانی^{۱۱} L-C است [۳]. این ساختارها در ابتدا حالت خوبی از سنتز هستند اما به دلیل اینکه اتصال سری آن‌ها سبب افزایش اندازه مدار شده و اثرات تزویج متقابل مابین آن‌ها باعث افزایش تلفات تزیری و همچنین کاهش تلفات بازگشته می‌شود، در حالتی که فیلترهایی با مشخصات بهتر نظر پهنه‌ای باند نسبی زیاد^{۱۲}، باند گذار تیز^{۱۳} مورد نیاز باشد، کارایی لازم را نداشته و نمی‌تواند جوابگوی نیازهای مخابرات سیار و سایر کاربردهای حوزه ماکروویو باشند. در رابطه با فیلترهای پایین گذار مایکرواستریپ محققان زیادی اقدام به طراحی و ساخت انواع فیلتر با اندازه کوچک و پهنه‌ای باند مختلف با استفاده از رزوناتورهای مختلف نموده‌اند. در مرجع [۴] یک فیلتر پایین گذار با پهنه‌ای باند زیاد با استفاده از ساختار ساده اولیه پیشنهاد شده است. این فیلتر دارای پهنه‌ای باند عبور زیاد با یک شیب نسبتاً تیز در باند گذار است. اما پهنه‌ای باند توقف آن باریک و اندازه تلفات بازگشته آن در باند عبور کم و همچنین اندازه ابعاد نرم‌الیزه شده آن نسبتاً زیاد است. در مطالعات دیگر نیز چندین فیلتر با

۱- مقدمه

مهم‌ترین ویژگی فیلترهای پایین گذار که در سال‌های اخیر مورد توجه طراحان سیستم‌های مخابراتی در حوزه‌های مخابرات ماهواره‌ای و ماکروویو قرار گرفته است، وسیع بودن پهنه‌ای باند توقف^۱، تیزی^۲ پاسخ در باند گذار، اندازه فشرده^۳ و همچنین تلفات تزیری^۴ پایین در باند عبور است [۱]. به منظور آشنایی با تحلیل میزان کارا بودن یک فیلتر پایین گذار فاکتورهای مهم و استاندارد را معرفی می‌کنیم [۲]. در شکل(۱) نمودار پارامترهای پراکندگی یک فیلتر نوعی^۵ و چگونگی به‌دست آوردن برخی از این فاکتورها نشان داده شده است. فاکتور^۶ مقدار تیزی پاسخ پارامتر S21 را در باند گذار نشان می‌دهد، که با استفاده از رابطه (۱-۱) به دست می‌آید [۲]:

$$\xi = \frac{a_{\max} - a_{\min}}{f_s - f_c} \quad (\text{dB/GHz}) \quad (1-1)$$

که a_{\max} نقطه میرایی -۴۰ dB و a_{\min} نقطه -۳ dB است. f_s فرکانس در باند توقف -۴۰ dB و f_c فرکانس قطع -۳ dB هستند.

پهنه‌ای باند نسبی باند توقف^۷ (RSB) با استفاده از رابطه (۲-۱) تعریف می‌شود [۲]:

$$RSB = \frac{\text{stop-band bandwidth}}{\text{stop-band center frequency}} \quad (2-1)$$

فاکتور توقیف^۸ (SF) بر پایه‌ی تضعیف در باند توقف است. برای مثال اگر باند توقف پایین تر از ۲۰ dB باشد، مقدار این فاکتور، یکدهم آن یعنی ۲ در نظر گرفته می‌شود [۲].

اندازه نرم‌الیزه شده مدار^۹ (NCS) با استفاده از رابطه (۳-۱) به دست می‌آید [۲]:

$$NCS = \frac{\text{physical size}(\text{length} \times \text{width})}{\lambda_g^2} \quad (3-1)$$

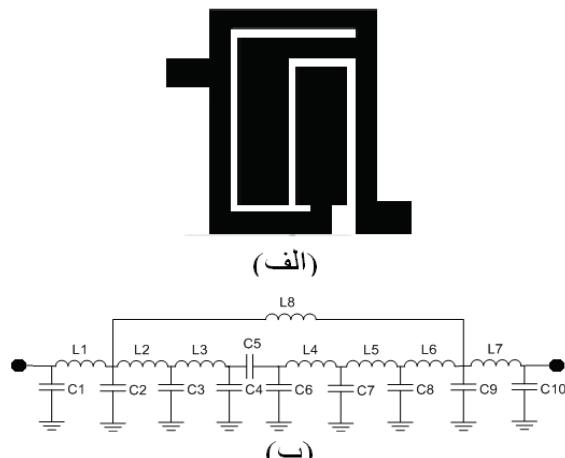
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (4-1)$$

λ_0 طول موج هدایت در فرکانس قطع ۰ dB طول موج در فضای آزاد در فرکانس کاری و ϵ_r ثابت مؤثر دی‌الکتریک مایکرواستریپ هستند [۲].

فاکتور معماری^{۱۰} (AF) به عنوان فاکتور پیچیدگی مدار شناخته می‌شود، هنگامی که طراحی مدار به صورت دوبعدی باشد مقدار ۱ و برای حالت سه‌بعدی مقدار ۲ لحاظ می‌شود [۲].

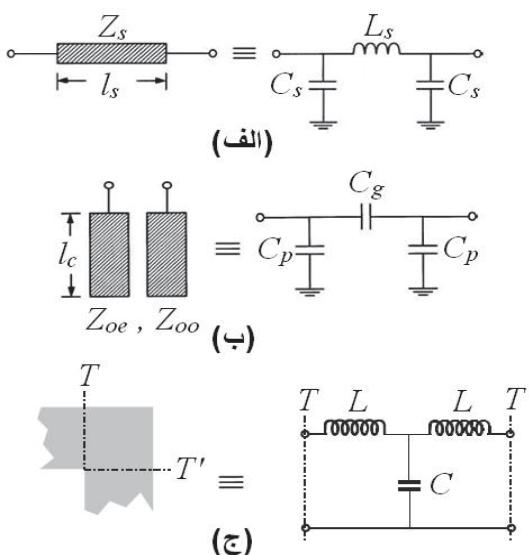
معیار دیگری بنام ضربی شایستگی^{۱۱} برای مقایسه‌ی عملکرد کلی یک فیلتر از نظر اندازه، پهنه‌ای باند نسبی باند توقف، فاکتور توقیف، فاکتور معماری و نیز تیزی پاسخ، ارائه شده است که به صورت رابطه (۵-۱) قابل تعریف است [۲].

$$FOM = \frac{\xi \times RSB \times SF}{NCS \times AF} \quad (5-1)$$



شکل: ۲-۲(الف): طرح واره رزوناتور پیشنهادی ب) مدار معادل رزوناتور پیشنهادی

این رزوناتور درواقع از دو بازوی امپدانسی که با هم تزویج متقابل دارند، یک خط امپدانسی که آن را به هم متصل می‌کند و دو خط تغذیه ورودی که در جای مناسب قرار می‌گیرند، تشکیل شده است. این ساختار حالت بهینه‌ای از رزوناتور سنجاقی [۸] است که از فضای خالی آن استفاده شده و به مقدار قابل توجه‌ای عملکرد آن بهبود یافته است. دو بازوی امپدانسی این رزوناتور به‌سمت داخل خم شده‌اند، منجر به کاهش اندازه مدار و بهبود پاسخ فیلتر شده است. مدار معادل هر کدام از قسمت‌های مختلف رزوناتور پیشنهادی در شکل (۳) نشان داده شده است. هر آنچه که در این قسمت شرح داده می‌شود برای فرکانس‌های نزدیک فرکانس قطع فیلتر مورد نظر است.



شکل(۳): برققطعات مایکرواستریپ همراه با مدار معادل (الف) خط انتقال مایکرواستریپی ساده [۸] (ب) خط مایکرواستریپی تزویج شده [۸] (ج) اتصال خمیده ۹۰ درجه مایکرواستریپ [۹]

اندازه‌های کوچک که با استفاده از امپدانس پلهای خطوط مایکرواستریپ و رزوناتورهای سنجاقی طراحی شده‌اند، معرفی شده است [۶، ۵]. در این مطالعات بر روی کاهش ابعاد فیزیکی فیلتر و افزایش پهنای باند توقف کار شده است اما نتوانسته است شیب پاسخ در باند گذار و همچنین فاکتور تضعیف در باند توقف را بهبود ببخشد بنابراین دو ضعف اساسی رزوناتور سنجاقی شامل: ۱- تدریجی بودن پاسخ در باند گذار ۲- وجود هارمونیک در باند توقف، است، که این مشکلات استفاده از این ساختار را با محدودیت مواجه است.

در این مقاله یک فیلتر پایین گذر با استفاده از دو رزوناتور سنجاقی پیچ خورده نامتقارن بهبود یافته با شکاف عرضی که به صورت آینه، سری باهم قرار گرفته‌اند، طراحی شده است. این رزوناتور دو ضعف اساسی رزوناتور سنجاقی را به‌خوبی برطرف کرده است. فیلتر طراحی شده دارای پهنای باند نسبی وسیع، فاکتور توقیف بالا و اندازه نرمایزه شده کم است. ضمن اینکه شیب پاسخ در باند گذار بالا بوده به صورتی که می‌توان گفت یکی از ویژگی‌های منحصر‌به‌فرد این فیلتر که آن را از سایر کارهای انجام شده متمایز می‌کند تیز بودن پاسخ در باند گذار است. در بخش دوم این مقاله مدار معادل رزوناتور پیشنهادی و چالش‌های این رزوناتور مورد بررسی قرار می‌گیرد در ادامه به‌منظور بهبود عملکرد این رزوناتور ایده اعمال شکاف عرضی بر روی یکی از خطوط تزویجی مطرح می‌شود. در بخش سوم با استفاده از دو رزوناتور سنجاقی پیچ خورده نامتقارن بهبود یافته با شکاف عرضی که به صورت آینه شده‌اند یک فیلتر پایین گذر با باند گذار تیز و فاکتور توقیف بالا شبیه‌سازی و ساخته شده است. زیر لایه‌ای که در این شبیه‌سازی در نظر گرفته شده است از نوع ۵۸۸۰ RT/duroid است که دارای ضخامت ۰/۲۵۴ میلی‌متر و ثابت دی‌الکتریک نسبی ۲/۲ است. برای شبیه‌سازی این پروژه از نرم‌افزار ADS استفاده شده است.

۲- ساختار و مدار معادل رزوناتور پیشنهادی

طرح واره رزوناتور سنجاقی پیچ خورده نامتقارن پیشنهادی و همچنین مدار معادل LC آن که با استفاده از مدار معادل هر کدام از قسمت‌های مختلف این رزوناتور حاصل شده است [۷]، در شکل (۲) نشان داده شده است. این رزوناتور به عنوان یک عنصر پایه‌ای در طراحی فیلتر پایین گذر، مورد استفاده قرار گرفته است.

$$C_p = \frac{1}{\omega Z_{oe} \cot(\beta_c l_c)} \quad (8-2)$$

۳-۲- مدار معادل خمیدگی ۹۰ درجه:

خمیدگی ۹۰ درجه می‌تواند با استفاده از شبکه معادل T همان‌طور که در شکل(۳-ج) نشان داده شده است، مدل می‌شود. در این حالت روابط خازن و سلف به صورت زیر خواهد بود[۹]:

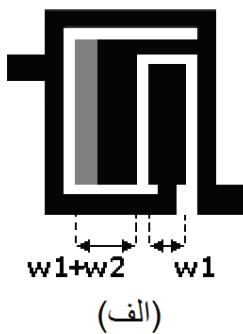
$$\frac{C}{W} (\text{PF/m}) = \begin{cases} \frac{(14\epsilon_r + 12.5)w/d - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w/d}} \\ + \frac{0.02\epsilon_r}{w/d} & \text{for } w/d > 1 \\ (9.5\epsilon_r + 1.25)w/d + 5.2\epsilon_r \\ + 0.7 & \text{for } w/d < 1 \end{cases} \quad (9-2)$$

$$\frac{1}{d} (\text{nH/m}) = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{w}{d}} - 4.21 \right\} \quad (10-2)$$

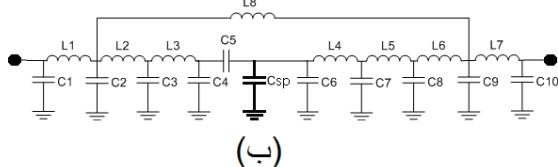
که در اینجا w عرض خم و d ضخامت زیرلایه می‌باشد.

۴-۲- عدم تقارن:

حالات اولیه این رزوناتور به صورت خطوط انتقال کوپل شده یکسان می‌باشد، اما به منظور داشتن درجه آزادی بیشتر در کنترل کردن صفر و قطب‌های این رزوناتور، خطوط انتقال کوپل شده نامتقارن پیشنهاد شده است. تأثیرات این عدم تقارن در مدار معادل رزوناتور نشان داده شده است.



(الف)



شکل(۴-الف): رزوناتور با خطوط کوپل شده نامتقارن (ب) مدار معادل تقریبی آن

همان‌طور که در شکل(۴-الف) نشان داده شده است، خطوط

۱-۲- مدار معادل LC خط انتقال مایکرواستریپ:

در شکل ۳-(الف) شکل یک خط انتقال مایکرواستریپ ساده به همراه مدار معادل شبکه π آن آورده شده است [۸]. ماتریس ABCD خط انتقال مایکرواستریپ به طول l_s مطابق رابطه (۱-۱) می‌باشد:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_s l_s) & jZ_s \sin(\beta_s l_s) \\ jY_s \sin(\beta_s l_s) & \cos(\beta_s l_s) \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

که در رابطه فوق β_s ثابت انتشار و $Y_s = \frac{1}{Z_s}$ ادمیتانس مشخصه خط انتقال مایکرواستریپ می‌باشد. همچنین ماتریس ABCD معادل شبکه π به صورت رابطه (۲-۲) می‌باشد[۸]:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_L Y_C & Z_L \\ Y_C (2 + Z_L Y_C) & 1 + Z_L Y_C \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

که در آن $Z_L = j\omega L_s$ ، $Y_C = j\omega C_s$ و فرکانس زاویده ω مدار LC می‌باشدند. از مقایسه (۱-۲) و (۲-۲) می‌توان معادل L_s و C_s را به صورت رابطه (۳-۲) و (۴-۲) به دست آورد[۸].

$$L_s = \frac{Z_s \sin(\beta_s l_s)}{\omega} \quad (3-2)$$

$$C_s = \frac{1 - \cos(\beta_s l_s)}{\omega Z_s \sin(\beta_s l_s)} \quad (4-2)$$

۲-۲- مدار معادل خط انتقال کوپل شده:

شکل یک خط انتقال مایکرواستریپ کوپل شده به همراه مدار معادل π آن در شکل(۳-ب) آورده شده است [۸]. ماتریس ABCD این خطوط کوپل شده به صورت رابطه (۵-۲) است.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{-2jZ_{oe}Z_{oo} \cot(\beta_c l_c)}{Z_{oe} - Z_{oo}} \\ \frac{2j}{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot(\beta_c l_c)} & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

که β_c ثابت انتشار خطوط کوپل شده می‌باشد. همچنین ماتریس ABCD مدار معادل LC این خطوط کوپل شده به صورت رابطه (۶-۲) به دست می‌آید[۸].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_g Y_p & Z_g \\ Y_p (2 + Z_g Y_p) & 1 + Z_g Y_p \end{bmatrix} \quad (6-2)$$

که در آن $Z_g = 1/j\omega C_g$ و $Y_p = j\omega C_p$ می‌باشند. از مقایسه روابط (۵-۲) و (۶-۲) معادله ظرفیت خازن‌ها به صورت زیر حاصل می‌شود:

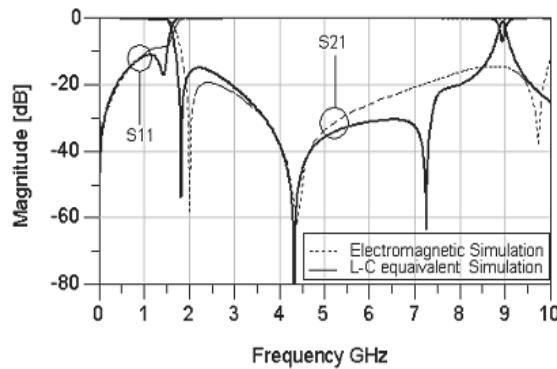
$$C_g = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2\omega Z_{oe} Z_{oo} \cot(\beta_c l_c)} \quad (7-2)$$

که دارای w کمتر از ضخامت دیالکتریک d بوده‌اند صرف‌نظر شده است.

جدول(۲): مقادیر معادل LC به دست آمده برای رزوناتور پیشنهادی

L1	L2	L3	L4	L5	L6	L7
0.64nH	4.2nH	3.1nH	0.26nH	0.26nH	0.13nH	4.07nH
L8	C1	C2	C3	C4	C5	C6
5.4nH	0.02pF	0.32pF	0.29pF	0.78pF	0.085pF	1.91pF
C7	C8	C9	C10	C _{SP}		
1.01pF	0.25pF	0.49pF	0.126pF	1.29pF		

نتایج شبیه‌سازی مداری و الکترومغناطیسی رزوناتور پیشنهادی به ازای مقادیر حاصل از تقریب مدل، در شکل(۶-الف) نشان داده شده است. تقریب صورت گرفته بر اساس فرکانس قطع است. مشاهده می‌شود که نتایج شبیه‌سازی الکترومغناطیسی و مداری، تطابق نسبتاً خوبی دارند و اختلاف اندک موجود بین آن‌ها نتیجه‌ی طبیعی تقریب‌های به کار رفته در مدل سازی خطوط مایکرواستریپ را نشان می‌دهد.



شکل(۶): مقایسه نتایج شبیه‌سازی مداری و الکترومغناطیسی

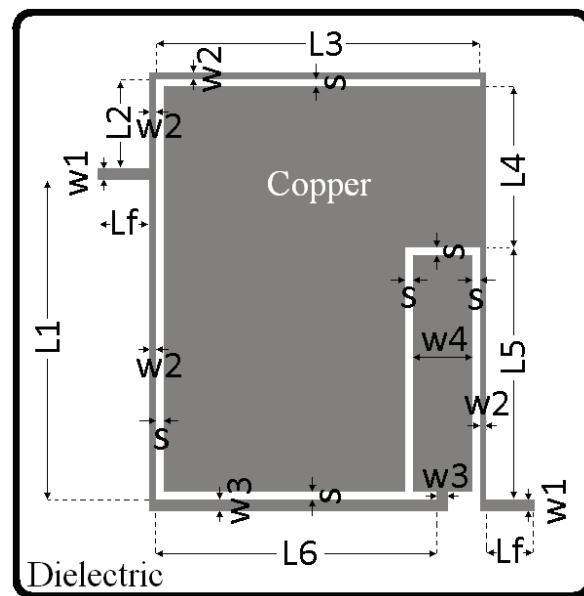
رزوناتور پیشنهادی

مدار معادل فیلتر نشان می‌دهد این فیلتر مرتبه هفت است که در فرکانس‌های ۱,۸، ۴,۳ و ۷,۲ گیگاهرتز دارای صفر انتقال بوده، که سبب ایجاد باند توقف مناسبی شده است. جزئیات پارامترهای پراکندگی رزوناتور پیشنهادی در شکل(۷) نشان داده شده است.

تزویج شده ساختاری نامتقارن پیدا کرده‌اند. این عدم تقارن به صورت خط انتقال تکی ظاهر می‌گردد که با خط انتقال تزویج شده هم‌جوار خود تشکیل خط انتقال تزویج شده جدیدی می‌دهد. مدار خازنی ناشی از عدم تقارن موازی با مدار معادل خط تزویج شده نمایش داده شده است. این خازن با C_{SP} نشان داده شده و از رابطه (۱۱-۲) به دست می‌آید.[۸].

$$C_{SP} = \epsilon_0 \epsilon_r w / d \quad (\text{F/unitLength}) \quad (11-2)$$

که در اینجا w عرض خط کناری اضافه شده و d ضخامت زیرلایه است. در نهایت با توجه به موازی بودن خازن C_{SP} و C_6 مقدار خازن C_6 به مقدار C_6 اضافه شده و با همان C_6 نمایش داده می‌شود. ابعاد این رزوناتور به منظور سنتز یک فیلتر با فرکانس قطع ۱/۶۹GHz شده است. شکل(۵) این رزوناتور را به صورت دقیق‌تر نشان می‌دهد. ابعاد این رزوناتور در جدول(۱) بیان شده است.

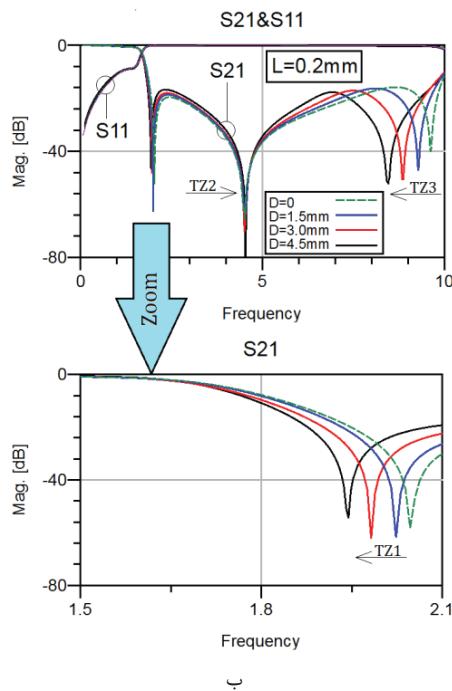


شکل(۵): رزوناتور پیشنهادی

جدول(۱): ابعاد رزوناتور پیشنهادی

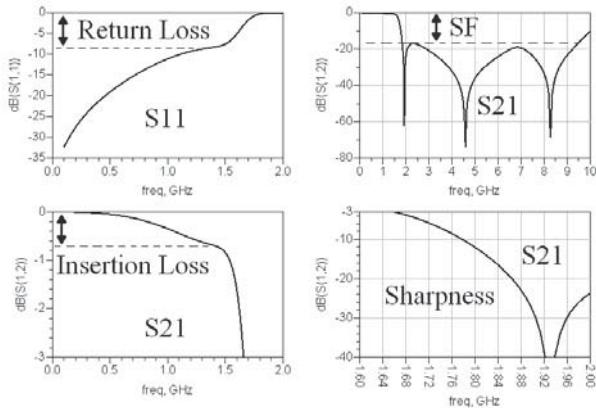
L _f	L ₁	L ₂	L ₃	L ₄	L ₅	L ₆
0.5mm	6.7mm	1.9mm	6.8mm	3.3mm	5.4mm	5.9mm
S	W ₁	W ₂	W ₃	W ₄	W ₅	
0.2mm	0.2mm	0.1mm	0.2mm	1.2mm	0.1mm	

مقادیر تقریبی ظرفیت خازن‌ها و اندوکتانس سلف‌ها، بر اساس فرکانس قطع و زیر لایه تعريف شده، محاسبه شده است [۸]. این مقادیر در جدول(۲) نشان داده شده است. با توجه به تقریب از خم‌های ۹۰ درجه

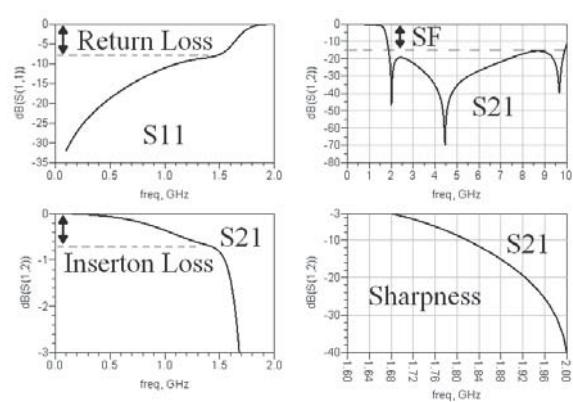


شکل(۸-الف): رزوناتور بهبود یافته (ب) پاسخ رزوناتور به ازای تغییرات D

همچنان که از شکل(۸-ب) مشخص است با افزایش D ، صفرهای انتقال محدود شود. با توجه به اینکه محل صفر انتقال موجود در باند توقف می‌شود. با تعیین کننده شیب پاسخ در باند گذار است، فرکانس قطع (TZ1) تعیین گردید که با افزایش مقدار D بنا براین با انتقال TZ1 به فرکانس‌های پایین‌تر که با افزایش مقدار D محقق می‌شود می‌تواند شیب پاسخ را تا حد مطلوبی بهبود ببخشد. بدین منظور برای رزوناتور بهبود یافته مقدار $D=4.5\text{mm}$ در نظر گرفته می‌شود. شکل(۹) جزئیات پارامترهای پراکندگی رزوناتور بهبود یافته با شکاف عرضی را نشان می‌دهد.

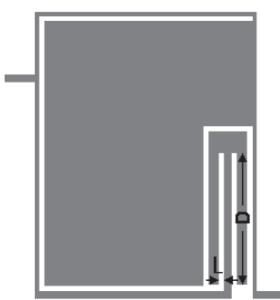


شکل(۹): جزئیات پارامترهای پراکندگی رزوناتور بهبود یافته



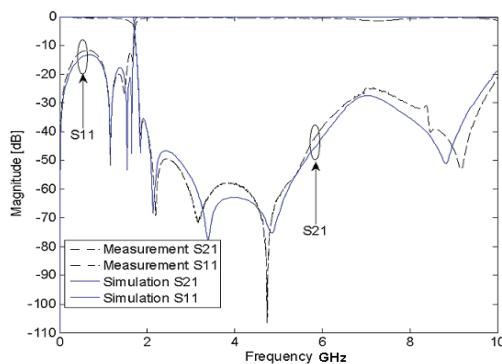
شکل(۷): جزئیات پارامترهای پراکندگی رزوناتور پیشنهادی

همان‌طوری که در شکل(۷) نشان داده شده است، تلفات تزیریک این رزوناتور کمتر از 7dB در باند عبور است. نمودار S11 میزان تلفات بازگشتی در باند عبور را بهتر از 8dB - نشان می‌دهد. همچنین تقریباً صفر بودن S11 در باند توقف (2GHz تا 10GHz) نشان دهنده تلفات تشعشعی بسیار کم و در حد صفر برای این رزوناتور است. نتایج شبیه‌سازی نشان می‌دهد که باند گذار این رزوناتور از -3dB به -40dB در حدود 0.32GHz است. با توجه به اینکه هدف، طراحی یک فیلتر با پاسخ تیز است، این ساختار نمی‌تواند پاسخ گوی نیاز ما باشد. بنابراین بهمنظور بهبود این مشخصه و افزایش درجه آزادی برای کنترل صفرهای انتقالی دو شکاف عرضی [10°] یکسان به یکی از خطوط تزویج شده اعمال شده است. رزوناتور طراحی شده نهایی در شکل(۸-الف) نشان داده شده است. بهمنظور مشخص شدن اثر اعمال شکاف عرضی بر رزوناتور، تغییر پاسخ به ازای تغییر D و با لحاظ مدار معادل بهصورت افزایش در مقدار سلف L3 و کاهش مقدار خازن‌های C4 و C5 ظاهر می‌شود.



الف

ساختار به دست آمده، بر روی زیر لایه دی الکتریک با استفاده از فتاوری مدار چاپی حکاکی شده ساخته شده است. تصویر ساخته شده این فیلتر در شکل ۱۰-ب و مدار معادل فیلتر در شکل ۱۰-ج نشان داده شده است. اندازه‌گیری پارامترهای پراکنده‌گی فیلتر ساخته شده توسط تحلیل‌گر شبکه ZVL13 صورت گرفته است. شکل ۱۱ نمودار پارامترهای پراکنده‌گی S21 و S11 مربوط به دو حالت شبیه‌سازی و اندازه‌گیری را نشان می‌دهد.



شکل (۱۱): نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری فیلتر طراحی شده

منحنی پاسخ S21 در باند عبور نشان می‌دهد که میزان تلفات تزریقی این رزوناتور کمتر از 0.2 dB است. نمودار S11 نشان می‌دهد که میزان تلفات بازگشتی در باند عبور بهتر از -14 dB است. این نشان می‌دهد که فیلتر طراحی شده دارای مقدار ناچیزی توان بازگشتی است. باند گذار این فیلتر (از -3 dB به -40 dB) به عدد 0.12 GHz رسیده است، که نشان از تیز بودن پاسخ در باند گذار است. بنابراین بر اساس مطالعه گفته شده‌ی پیشین، فیلتر طراحی شده دارای حداقل چهار مزیت اساسی نسبت به سایر فیلترهای طراحی شده است. مزیاتی که این ساختار را از سایر کارهای انجام شده متمایز می‌کند عبارت‌اند از: ۱- باند گذار تیز ۲- فاکتور توقیف بالا ۳- اندازه نرم‌الیزه کم ۴- ضریب شایستگی بالا. جدول (۳) مقایسه‌ای از این فیلتر با سایر کارهای انجام شده نشان می‌دهد.

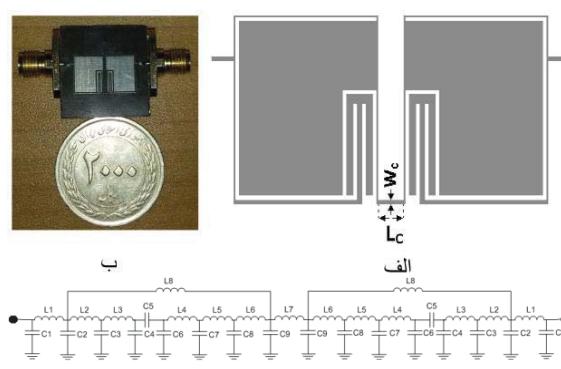
جدول (۳): مقایسه‌ای از این فیلتر با سایر کارهای انجام شده

ref	ξ	RSB	SF	NCS	AF	FOM
[2]	36.3	1.323	1.5	0.0062	1	11543
[5]	40.7	1.078	2	0.0203	1	4312
[11]	81	1.72	2	0.0170	1	16400
[12]	58.6	1.54	2	0.0088	1	20495
[13]	52.5	1.22	2	0.0288	1	4478
[14]	56.6	1.7	2	0.0089	1	6373
[15]	22	1.55	1.5	0.0072	1	7095
[16]	200	1.41	2	0.1800	1	2805
[17]	46	1.37	2	0.0375	1	3279
[18] فیلتر طراحی شده	308	1.4	2	0.0108	1	79851

همان‌گونه که از شکل (۹) دیده می‌شود، رزوناتور بهبود یافته در نمودار S21 دارای ریپل ناچیزی است و مقدار تلفات تزریقی در باند عبور کمتر از 0.7 dB است. نمودار S11 میزان تلفات بازگشتی باند عبور را از DC تا 1.5 GHz بهتر از -9 dB نشان می‌دهد. این سبب می‌شود که رزوناتور طراحی شده دارای ناچیزی توان بازگشتی باشد. ضمناً تقریباً صفر بودن S11 در بازه نسبتاً وسیعی از باند حذف نشان می‌دهد که تلفات تشعشعی بسیار کم و قابل چشم‌پوشی است. مشاهده می‌شود که باند گذار این رزوناتور به 0.26 GHz کاهش یافته است و همچنین مقدار S21 در باند توقف از فرکانس 1.83 GHz تا 9 GHz به زیر 17 dB رسیده است. نتایج گویای این است که این رزوناتور دو ضعف اساسی رزوناتور سنجاقی که شامل: ۱- وجود سیگنال‌های ناخواسته در باند توقف ۲- شیب مایل منحنی در باند گذار، را به خوبی برطرف کرده است.

۳- پیاده‌سازی و شبیه‌سازی فیلتر پایین‌گذار با باند گذار تیز و فاکتور توقیف بالا

به منظور سنتز فیلتر پایین‌گذار با باند گذار تیز و فاکتور توقیف بالا، از دو رزوناتور با ابعاد مشابه، که به صورت آینه، توسط خط انتقال مایکرواستریپ با طول و عرض W_C, L_C سری شده‌اند، استفاده شده است. این ساختار در شکل (۱۰-الف) نشان داده شده است. انجام این کار سبب می‌شود صفر انتقالی موجود در مجاورت فرکانس قطع، قوی تر شده و به تبع آن، شبیه پاسخ در باند گذار تیزتر شود. همچنین قوی تر شدن سایر صفرهای انتقالی موجود در باند توقف سبب بهبود پاسخ و افزایش فاکتور توقیف می‌شود. افزایش میزان تلفات تزریقی-(IL) اولین مشکلی است که از تحلیل الکترومغناطیسی این ساختار ظاهر می‌شود. مقادیر بهینه شده ابعاد قسمت‌های اضافه شده عبارت‌اند از: $L_C = 1 \text{ mm}$ ، $W_C = 0.1 \text{ mm}$



شکل (۱۰-الف): ابعاد فیلتر طراحی شده (ب) تصویری از فیلتر ساخته شده

ج) مدار معادل فیلتر طراحی شده

۴- نتیجه‌گیری

به منظور سنتز فیلتر پایین‌گذر با باند گذار تیز و فاکتور توقیف بالا، از دو رزوناتور با ابعاد مشابه، که به صورت آینه، توسط خط انتقال مایکرواستریپ سری شده‌اند، استفاده شده است. فیلتر طراحی شده دارای فرکانس قطع ۱/۶۹ گیگاهرتز است. این فیلتر به صورت عملی ساخته شده و پارامترهای آن برای مقایسه با مقدار تئوری اندازه‌گیری شده است. نتایج ساخت و اندازه‌گیری این فیلتر، انتظامی خوبی با نتایج شبیه‌سازی از خود نشان می‌دهد. نهایتاً مقایسه‌ی نتایج اندازه‌گیری و شبیه‌سازی فیلترهای طراحی شده با فیلترهای پیشین ارائه شده است. این نتایج، نشان می‌دهد فیلتر طراحی شده در این مقاله نسبت به سایر فیلترهای ارائه شده در مقالات مختلف، دارای برتری قابل توجهی است.

zipper نویس‌ها

- 1- Twisted asymmetric hairpin resonator
- 2 - Stop-Band Bandwidth
- 3 - Sharpness
- 4 - Compact Size
- 5 - Insertion Loss
- 6 - Scattering Parameters
- 7 - Typical
- 8 - Sharpness
- 9 - Relative Stop-Band Bandwidth
- 10 - Suppression Factor
- 11 - Normalized Circuit Size
- 12 - Architecture Factor
- 13 - Figure-Of-Merit
- 14 - Stepped Impedance
- 15 - Ladder
- 16 - Wide pass-band
- 17 - Sharp Transition band

مراجع

- [1] Nosrati, M. and A. Najafi, "Bandwidth enhancement and further size reduction of a class of elliptic-function low-pass filter using modified hairpin resonators," *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 5, pp.187-194, 2008.
- [2] Wang, J.; Xu, L.-J.; Zhao, S.; Guo, Y.-X.; Wu, W., "Compact quasi-elliptic microstrip lowpass filter with wide stopband," *Electron. Lett*, Vol. 46, No. 20, pp.1384 – 1385, Sep 2010.
- [3] Zhewang MA, Kaneo NOMIYAMA, Members, and Yoshiro KOBAYASHI, "Microstrip Lowpass Filters with Reduced Size and Improved Stopband Characteristics," *IEICE TRANS. ELECTRON.*, VOL.E88-C, NO.1, pp.62-67, JANUARY 2005.
- [4] Li, J.-L., Qu, S.-W., and Xue, Q, "Compact microstrip lowpass filter with sharp roll-off and wide stop-band," *Electron. Lett.*, Vol.45, No.2, pp.110-111, 2009.
- [5] Li, L., and Li, Z.-F, "Compact quasi-elliptic lowpass filter using symmetric rectangular coupled capacitors," *Electron. Lett.*, Vol.44, No.2, pp.124-125, Jan.2008.
- [6] Mandal, M.K., Mondal, P., Sanyal, S., and Chakrabarty, A, "Low insertion-loss, sharp-rejection and compact microstrip lowpass filters," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.*, Vol.16, No.11, pp.600-602, Nov.2006.
- [7] Wadell. C.B., "Transmission line design handbook," Artech House, Norwood, MA, USA, 1991.
- [8] L.-H. Hsieh and K. Chang, "Compact elliptic-function low-pass filters using microstrip stepped-impedance hairpin resonators", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 193–199, Jan. 2003.
- [9] JIA-SHING HONG and M.J.LANCASTER, "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications", Wiley, New York, 2001.
- [10] M. Hayati and A. Lotfi, "Elliptic-function lowpass filter with sharp cutoff frequency using slit-loaded tapered compact microstrip resonator cell," *Electron. Lett.*, Vol.46, No.2, pp.143-144, Jan 2010.
- [11] Hayati M, Abbasi H, Shama F. "Microstrip lowpass filter with ultra wide stopband and sharp roll-off". *Arabian J. Sci. Eng.* 39:6249–6253, 2014.
- [12] Hayati M, Shama F, Abbasi H. "Compact microstrip lowpass filter with wide stopband and sharp roll-off using tapered resonator". *Int. J. Electro*;100:1751–1759, 2013.
- [13] Hayati M, Yousefzadeh Y. "Compact lowpass filter with wide stopband using windmillshaped resonator". *Arabian J. Sci. Eng.*:39:3033–3038, 2014.

