

طراحی و ساخت فیلتر پایین گذر مایکرواستریپ فشرده با باند گذار تیز و فاکتور توقف 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@eetd.kntu.ac.ir

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

Aahmadi@eetd.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 پیچ خورده نامتقارن^۱ بهبود یافته با شکاف عرضی طراحی، شبیه سازی و ساخته شده است. در ابتدا رزوناتور سنجاقی پیچ 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 $0/076\lambda_g \times 0/14\lambda_g$ ، تلفات تزریقی $0/2\text{dB}$ ، باند توقف $8/16\text{GHz}$ ، فاکتور توقف ۲ و همچنین باند گذار $0/12\text{GHz}$ 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 توقف - رزوناتور

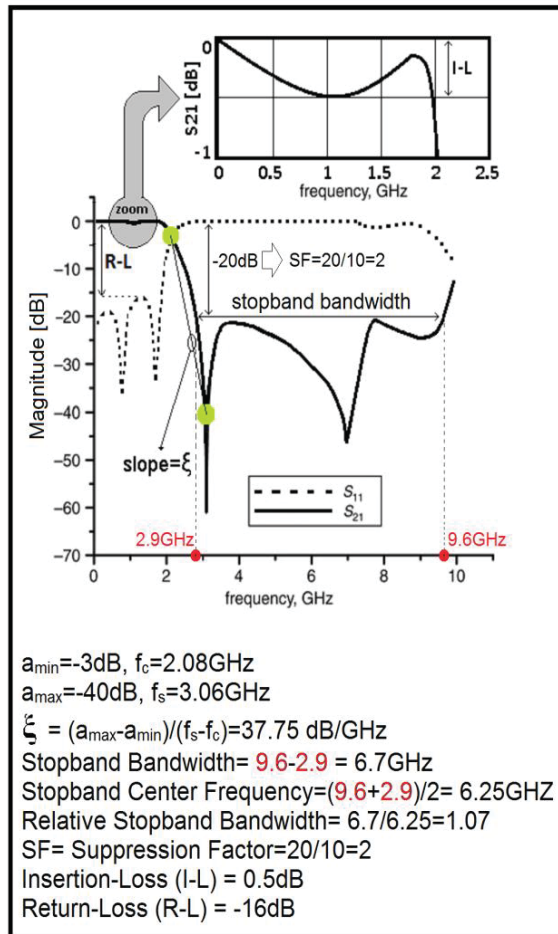
تاریخ ارسال مقاله: ۱۳۹۳/۰۶/۰۱

تاریخ پذیرش مشروط مقاله: ۱۳۹۵/۰۶/۲۹

تاریخ پذیرش مقاله: ۱۳۹۵/۱۲/۰۲

نام نویسنده‌ی مسئول: دکتر حسین شمسی

نشانی نویسنده‌ی مسئول: ایران - تهران - خیابان شریعتی - پل سیدخندان - دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی - دانشکده‌ی برق



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

معمولترین حالت در سنتز فیلترهای ماکروویو با استفاده از خطوط انتقال میکرواستریپ، استفاده از ساختارهایی به صورت پله‌های امپدانس^{۱۱} معادل با ساختارهای نردبانی^{۱۵} 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 تزویجی و همچنین کاهش تلفات بازگشتی می‌شود، در حالتی که فیلترهایی با مشخصات بهتر نظیر پهنای باند نسبی زیاد^{۱۶}، باند گذار تیز^{۱۷} مورد نیاز باشد، کارایی لازم را نداشته و نمی‌تواند جوابگوی نیازهای مخابرات سیار و سایر کاربردهای حوزه ماکروویو باشند. در رابطه با فیلترهای پایین گذر میکرواستریپ محققان زیادی اقدام به طراحی و ساخت انواع فیلتر با اندازه کوچک و پهنای باند مختلف با استفاده از رزوناتورهای مختلف نموده‌اند. در مرجع [۴] یک فیلتر پایین‌گذر با پهنای باند زیاد با استفاده از ساختار ساده اولیه پیشنهاد شده است. این فیلتر دارای پهنای باند عبور زیاد با یک شیب نسبتاً تیز در باند گذار است. اما پهنای باند توقف آن باریک و اندازه تلفات بازگشتی 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 پایین‌گذر که در سال‌های اخیر مورد توجه طراحان سیستم‌های مخابراتی در حوزه‌های مخابرات ماهواره‌ای و ماکروویو قرار گرفته است، وسیع بودن پهنای باند توقف^{۱۸}، تیزی^{۱۹} پاسخ در باند گذار، اندازه فشرده^{۲۰} و همچنین تلفات تزویجی^{۲۱} پایین در باند عبور است [۱]. به منظور آشنایی با تحلیل میزان کارا بودن یک فیلتر پایین‌گذر فاکتورهای مهم و استاندارد را معرفی می‌کنیم [۲]. در شکل (۱) نمودار پارامترهای پراکندگی^{۲۲} یک فیلتر نوعی^{۲۳} و چگونگی به دست آوردن برخی از این فاکتورها نشان داده شده است. فاکتور^{۲۴} 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 -40dB و a_{\min} نقطه -3dB است. f_s فرکانس در باند توقف -40dB و f_c فرکانس قطع -3dB هستند. پهنای باند نسبی باند توقف^{۲۵} (RSB) با استفاده از رابطه (۲-۱) تعریف می‌شود [2]:

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

فاکتور توقف^{۲۶} (SF) بر پایه‌ی تضعیف در باند توقف است. برای مثال اگر باند توقف پایین‌تر از 20dB باشد، مقدار این فاکتور، یک‌دهم آن یعنی ۲ در نظر گرفته می‌شود [۲].

اندازه نرمالیزه شده مدار^{۲۷} (NCS) با استفاده از رابطه (۳-۱) به دست می‌آید [۲]:

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

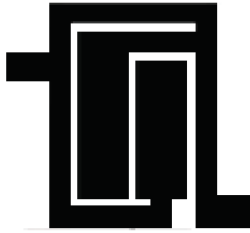
$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad (4-1)$$

λ_g طول موج هدایت در فرکانس قطع -3dB ، λ_0 طول موج در فضای آزاد در فرکانس کاری و ϵ_e ثابت مؤثر دی‌الکتریک میکرواستریپ هستند [۲].

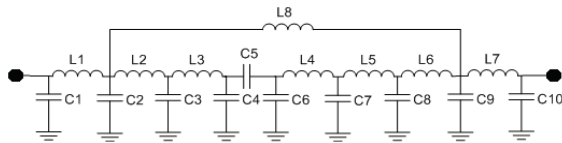
فاکتور معماری^{۲۸} (AF) به عنوان فاکتور پیچیدگی مدار شناخته می‌شود، هنگامی که طراحی مدار به صورت دوبعدی باشد مقدار ۱ و برای حالت سه‌بعدی مقدار ۲ لحاظ می‌شود [۲].

معیار دیگری بنام ضریب شایستگی^{۲۹} برای مقایسه‌ی عملکرد کلی یک فیلتر از نظر اندازه، پهنای باند نسبی باند توقف، فاکتور توقف، فاکتور معماری و نیز تیزی پاسخ، ارائه شده است که به صورت رابطه (۵-۱) قابل تعریف است [۲].

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



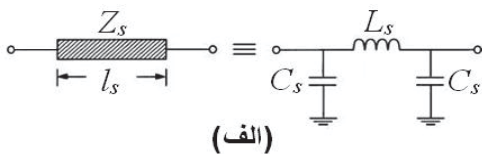
(الف)



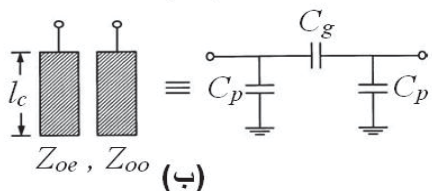
(ب)

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

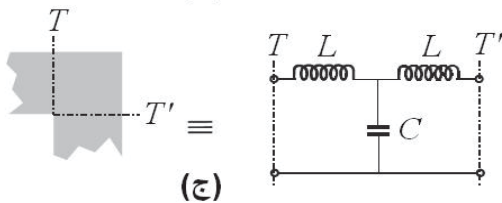
این رزوناتور در واقع از دو بازوی امپدانس که با هم تزویج متقابل دارند، یک خط امپدانس که آن‌ها را به هم متصل می‌کند و دو خط تغذیه ورودی که در جای مناسب قرار می‌گیرند، تشکیل شده است. این ساختار حالت بهینه‌ای از رزوناتور سنجاقی [۸] است که از فضای خالی آن استفاده شده و به مقدار قابل توجهی عملکرد آن بهبود یافته است. دو بازوی امپدانس این رزوناتور به سمت 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.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل(۳): برقطعات 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 [۵، ۶]. 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 بهم قرار گرفته‌اند، طراحی شده است. این رزوناتور دو ضعف اساسی رزوناتور سنجاقی را به خوبی برطرف کرده است. فیلتر طراحی شده دارای پهنای باند نسبی وسیع، فاکتور توقف بالا و اندازه نرمالیزه 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 به منظور 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 سری شده‌اند یک فیلتر پایین‌گذر با باند گذار تیز و فاکتور توقف بالا شبیه‌سازی و ساخته شده است. زیر لایه‌ای که در این شبیه‌سازی در نظر گرفته شده است از نوع RT/duroid ۵۸۸۰ 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

طرح‌واره 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 به‌عنوان یک عنصر پایه‌ای در طراحی فیلتر پایین‌گذر، مورد استفاده قرار گرفته است.

$$C_p = \frac{1}{\omega Z_{oe} \cot(\beta_c l_c)} \quad (۸-۲)$$

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 خواهند بود [9]:

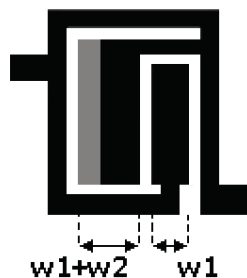
$$\frac{C}{W} (\text{PF/m}) = \begin{cases} \frac{(14\epsilon_r + 12.5)w/d - (1.83\epsilon_r - 2.25)}{\sqrt{w/d}} \\ + \frac{0.02\epsilon_r}{w/d} \text{ for } w/d > 1 \\ (9.5\epsilon_r + 1.25)w/d + 5.2\epsilon_r \\ + 0.7 \text{ for } w/d < 1 \end{cases} \quad (۹-۲)$$

$$\frac{1}{d} (\text{nH/m}) = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{w}{d}} - 4.21 \right\} \quad (۱۰-۲)$$

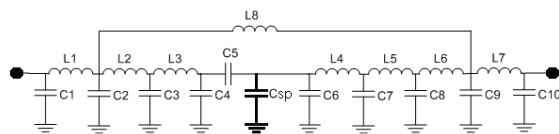
که در اینجا w عرض خم و d ضخامت زیرلایه می‌باشد.

۴-۲- عدم تقارن:

حالت 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)



(ب)

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 (۱-۲) می‌باشد:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta_s l_s) & jZ_s \sin(\beta_s l_s) \\ jY_s \sin(\beta_s l_s) & \cos(\beta_s l_s) \end{bmatrix} \quad (۱-۲)$$

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 مدار LC به صورت رابطه (۲-۲) می‌باشد [8].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_L Y_C & Z_L \\ Y_C (2 + Z_L Y_C) & 1 + Z_L Y_C \end{bmatrix} \quad (۲-۲)$$

که در آن $Y_C = j\omega C_s$ ، $Z_L = j\omega L_s$ ، فرکانس زاویه‌ای، C_s و L_s به ترتیب معادل خازن و سلف شبکه π مدار LC می‌باشند. 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 [8].

$$L_s = \frac{Z_s \sin(\beta_s l_s)}{\omega} \quad (۳-۲)$$

$$C_s = \frac{1 - \cos(\beta_s l_s)}{\omega Z_s \sin(\beta_s l_s)} \quad (۴-۲)$$

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 [8]. ماتریس ABCD این خطوط کوپل شده به صورت رابطه (۵-۲) است.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{-2jZ_{oe}Z_{oo} \cot(\beta_c l_c)}{Z_{oe} - Z_{oo}} \\ 2j & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \\ \frac{(Z_{oe} - Z_{oo}) \cot(\beta_c l_c)}{Z_{oe} - Z_{oo}} & \frac{Z_{oe} + Z_{oo}}{Z_{oe} - Z_{oo}} \end{bmatrix} \quad (۵-۲)$$

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].

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + Z_g Y_p & Z_g \\ Y_p (2 + Z_g Y_p) & 1 + Z_g Y_p \end{bmatrix} \quad (۶-۲)$$

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

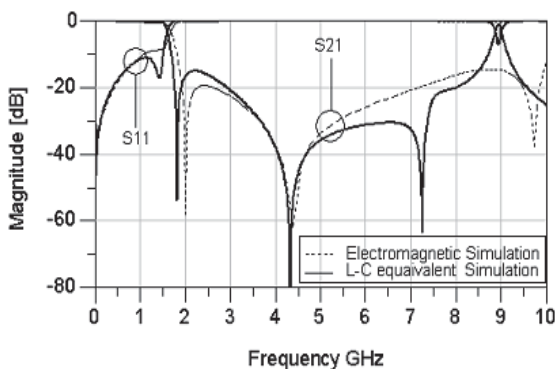
$$C_g = \frac{Z_{oe} - Z_{oo}}{2\omega Z_{oe} Z_{oo} \cot(\beta_c l_c)} \quad (۷-۲)$$

که دارای w کمتر از ضخامت دی الکتریک d بوده اند صرف نظر 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 شبیه سازی 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 می شود که نتایج شبیه سازی الکترومغناطیسی و مداری، تطابق نسبتاً خوبی دارند و اختلاف اندک موجود بین آن ها نتیجه ی طبیعی تقریب های به کار رفته در مدل سازی خطوط مایکرواستریپ را نشان می دهد.



شکل (۶): مقایسه نتایج شبیه سازی مداری و الکترومغناطیسی

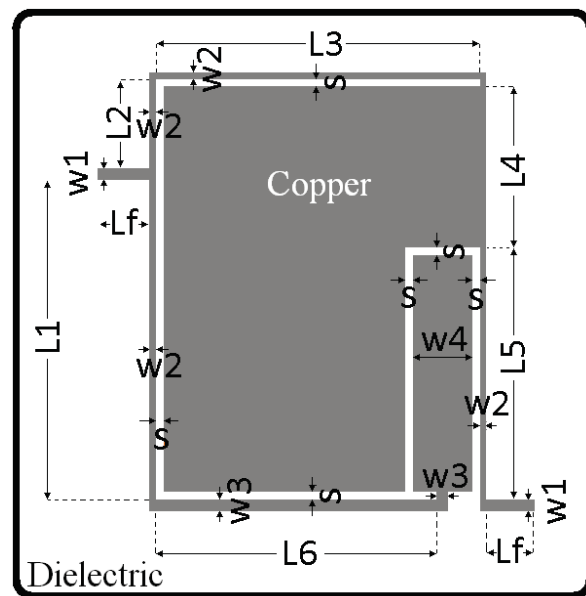
رزوناتور پیشنهادی

مدار معادل فیلتر نشان می دهد این فیلتر مرتبه هفت است که در فرکانس های ۱،۸، ۳،۴ 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.

تزیج شده ساختاری نامتقارن پیدا کرده اند. این عدم تقارن به صورت خط انتقال تکی ظاهر می گردد که با خط انتقال تزیج شده هم جوار خود تشکیل خط انتقال تزیج شده جدیدی می دهد. مدار خازنی ناشی از عدم تقارن موازی با مدار معادل خط تزیج شده نمایش داده شده است. این خازن با C_{sp} نشان داده شده و از رابطه (۲-۱) به دست می آید [8].

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

که در اینجا w عرض خط کناری اضافه شده و d ضخامت زیر لایه است. در نهایت با توجه به موازی بودن خازن C_{sp} و C_6 مقدار خازن C_{sp} به مقدار C_6 اضافه شده و با همان C_6 نمایش داده می شود. ابعاد این رزوناتور به منظور سنتز یک فیلتر با فرکانس قطع ۱/۶۹GHz بهینه شده است. شکل (۵) این رزوناتور را به صورت دقیق تر نشان می دهد. ابعاد این رزوناتور در جدول (۱) بیان شده است.

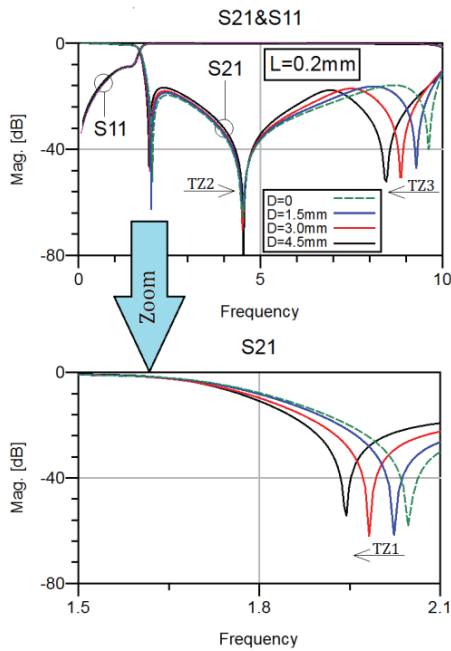


شکل (۵): رزوناتور پیشنهادی

جدول (۱): ابعاد رزوناتور پیشنهادی

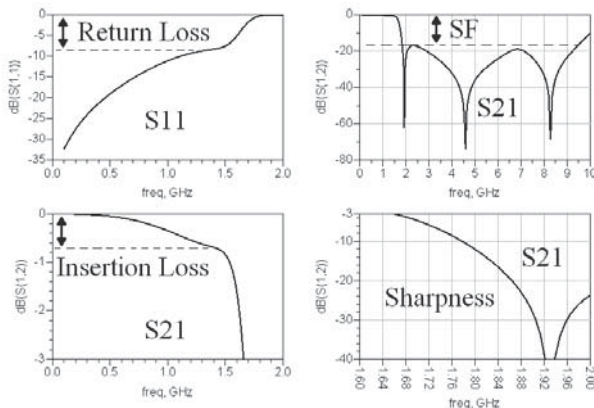
Lf	L1	L2	L3	L4	L5	L6
0.5mm	6.7mm	1.9mm	6.8mm	3.3mm	5.4mm	5.9mm
S	W1	W2	W3	W4	W5	
0.2mm	0.2mm	0.1mm	0.2mm	1.2mm	0.1mm	

مقادیر تقریبی ظرفیت خازن ها و اندوکتانس سلف ها، بر اساس فرکانس قطع و زیر لایه تعریف شده، محاسبه شده است [۸]. این مقادیر در جدول (۲) نشان داده شده است. با توجه به تقریب از خم های ۹۰ درجه

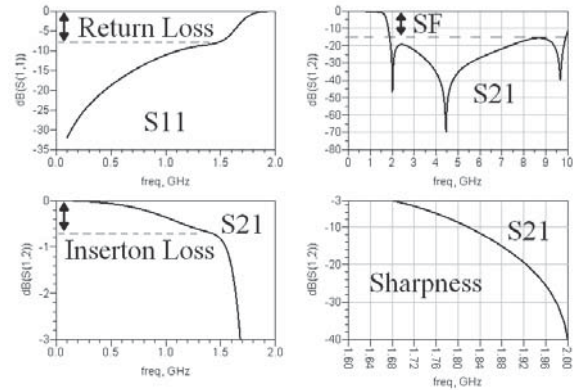


شکل (۸-الف): رزوناتور بهبود یافته (ب) پاسخ رزوناتور به ازای تغییرات D

همچنان که از شکل (۸-ب) مشخص است با افزایش D ، صفرهای انتقال محدود $TZ1$, $TZ3$ به سمت فرکانس‌های پایین‌تر منتقل می‌شوند. انتقال $TZ3$ به فرکانس‌های پایین‌تر سبب بهبود پاسخ در باند توقف می‌شود. با توجه به اینکه محل صفر انتقال موجود در مجاورت فرکانس قطع ($TZ1$) تعیین کننده شیب پاسخ در باند گذار است، بنابراین 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.

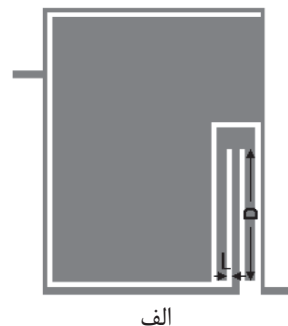


شکل (۹): جزئیات پارامترهای پراکندگی رزوناتور بهبود یافته

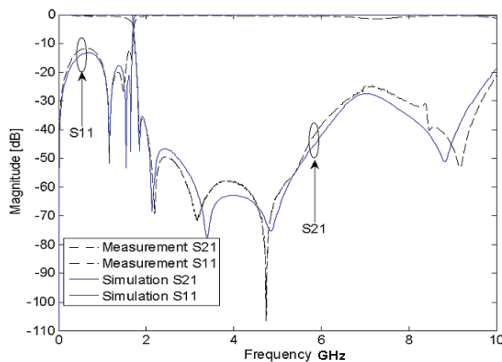


شکل (۷): جزئیات پارامترهای پراکندگی رزوناتور پیشنهادی

همان‌طوری که در شکل (۷) نشان داده شده است، تلفات تزریقی این رزوناتور کمتر از 0.7dB 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 تشعشی 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 شکل (۸-الف) نشان داده شده است. این تغییرات در مدار معادل به‌صورت افزایش در مقدار سلف $L3$ و کاهش مقدار خازن‌های $C4$ و $C5$ ظاهر می‌شود.



ساختار به دست آمده، بر روی زیر لایه دی الکتریک با استفاده از فناوری 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. اندازه گیری پارامترهای پراکندگی فیلتر ساخته شده توسط تحلیل گر شبکه ZVL13 صورت گرفته است. شکل (۱۱) نمودار پارامترهای پراکندگی S21 و S11 مربوط به دو حالت شبیه سازی و اندازه گیری را نشان می دهد.



شکل (۱۱): نتایج شبیه سازی و اندازه گیری فیلتر طراحی شده

منحنی پاسخ S21 در باند عبور نشان می دهد که میزان تلفات تزریقی این رزوناتور کمتر از ۰/۲ dB است. نمودار S11 نشان می دهد که میزان تلفات بازگشتی در باند عبور بهتر از ۱۴ dB- است. این نشان می دهد که فیلتر طراحی شده دارای مقدار ناچیزی توان بازگشتی است. باند گذار این فیلتر (از ۳ dB- به ۴۰ dB-) به عدد ۰/۱۲GHz رسیده است، که نشان از تیز بودن پاسخ در باند گذار است. بنابراین بر اساس مطالب گفته شده ی پیشین، فیلتر طراحی شده دارای حداقل چهار مزیت اساسی نسبت به سایر فیلترهای طراحی شده است. مزایای که این ساختار را از سایر کارهای انجام شده متمایز می کند عبارتند از: ۱- باند گذار تیز ۲- فاکتور توقف بالا ۳- اندازه نرمالیزه کم ۴- ضریب شایستگی بالا. جدول (۳) مقایسه ای از این فیلتر با سایر کارهای انجام شده نشان می دهد.

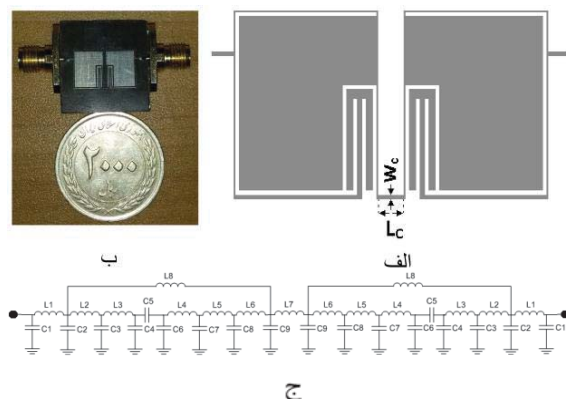
جدول (۳): مقایسه ای از این فیلتر با سایر کارهای انجام شده

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

همان گونه که از شکل (۹) دیده می شود، رزوناتور بهبود یافته در نمودار S21 دارای ریپل ناچیزی است و مقدار تلفات تزریقی در باند عبور کمتر از ۰/۷dB است. نمودار S11 میزان تلفات بازگشتی باند عبور را از DC تا ۵GHz، بهتر از ۹dB- نشان می دهد. این سبب می شود که رزوناتور طراحی شده دارای مقدار ناچیزی توان بازگشتی باشد. ضمناً تقریباً صفر بودن S11 در بازه نسبتاً وسیعی از باند حذف نشان می دهد که تلفات تشعشعی بسیار کم و قابل چشم پوشی است. مشاهده می شود که باند گذار این رزوناتور به ۰/۲۶GHz کاهش یافته است و همچنین مقدار S21 در باند توقف از فرکانس ۱/۸۳GHz تا ۹GHz به زیر ۱۷dB رسیده است. نتایج گویای این است که این رزوناتور دو ضعف اساسی رزوناتور سنجاقی که شامل: ۱- وجود سیگنال های ناخواسته در باند توقف ۲- شیب مایل منحنی در باند گذار، را به خوبی برطرف کرده است.

۳- پیاده سازی و شبیه سازی فیلتر پایین گذر با باند گذار تیز و فاکتور توقف بالا

به منظور سنتز فیلتر پایین گذر با باند گذار تیز و فاکتور توقف بالا، از دو رزوناتور با ابعاد مشابه، که به صورت آینه، توسط خط انتقال مایکرواستریپ با طول و عرض W_c, L_c سری شده اند، استفاده شده است. این ساختار در شکل (۱۰-الف) نشان داده شده است. انجام این کار سبب می شود صفر انتقالی موجود در مجاورت فرکانس قطع، قوی تر شده و به تبع آن، شیب پاسخ در باند گذار تیزتر شود. همچنین قوی تر شدن سایر صفرهای انتقالی موجود در باند توقف سبب بهبود پاسخ و افزایش فاکتور توقف می شود. افزایش میزان تلفات تزریقی (IL) اولین مشکلی است که از تحلیل الکترومغناطیسی این ساختار ظاهر می شود. مقادیر بهینه شده ابعاد قسمت های اضافه شده عبارتند 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

- [14] Xu J, Ji YX, Wu W, Miao C. "Design of miniaturized microstrip LPF and wideband BPF with ultra-wide stopband". IEEE Microwave Compon. Lett.;23:397-399, 2013.
- [15] Jin Xu ; Yu-Xue Ji , "Wen Wu ; Chen Miao Design of Miniaturized Microstrip LPF and Wideband BPF With Ultra-Wide Stopband,"IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 23, no. 8, , pp. 397 – 399, 2013.
- [16] R. Gómez-García, M.-A. Sánchez-Soriano, M. Sánchez-Renedo, G. Torregrosa-Penalva and E. Bronchalo, " Extended-stopband microstrip lowpass filter using rat-race directional couplers," IEE Electron. Lett., vol. 49, no. 4, pp. 272-274, 2013.
- [17] H. Sariri, Z. Rahmani, A. Lalbakhsh, S. Majidifar, "Compact LPF Using T-shaped Resonator," Frequenz, vol. 67, (1-2), pp. 17-20, 2013.

زیر نویس ها

- 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

۴- نتیجه گیری

به منظور سنتز فیلتر پایین گذر با باند گذار تیز و فاکتور توقف بالا، از دو رزوناتور با ابعاد مشابه، که به صورت آینه، توسط خط انتقال میکرواستریپ سری شده اند، 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 مقادیر تئوری اندازه گیری شده است. نتایج ساخت و اندازه گیری این فیلتر، انطباق خوبی با نتایج شبیه سازی از خود نشان می دهد. نهایتاً مقایسه ی نتایج اندازه گیری و شبیه سازی فیلترهای طراحی شده با فیلترهای پیشین ارائه شده است. این نتایج، نشان می دهد فیلتر طراحی شده در این مقاله نسبت به سایر فیلترهای ارائه شده در مقالات مختلف، دارای برتری قابل توجهی است.

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 Yoshio 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.