



Research Paper;

Design and construction of an optimized open-loop microstrip filter using the Ant Colony algorithm

Mohammad Farahmandrad¹

1. Student of Telecommunications, Department of Telecommunications, Shahed University, Tehran, Iran E-mail: Mohammad.farahmandrad@shahed.ac.ir

Article Information

Abstract

Accepted:
2025/10/15

Received:
2025/11/23

Keywords:

*Resonator,
Microstrip,
Chebyshev, Ant
Colony, Gap*

Abstract

Microstrip open-loop resonator filters are one of the most important structures used in the design of microwave and RF filters. These resonators, which are actually rectangular or square rings with a gap, are widely used in telecommunication systems such as cellular, satellite and radar systems due to their desirable characteristics. Among the advantages of these filters are miniaturization, low losses, flexibility in design, easy fabrication and low cost. In this paper, a 5th order microstrip open-loop filter with a Chebyshev architecture and a center frequency of 1300 MHz and a bandwidth of 200 MHz is presented, with the distances between the resonators optimized by the ant colony algorithm (). In this study, an open-loop microstrip filter with dimensions of one-half the wavelength was designed by the ant colony algorithm and improved the S11 parameter by at least 5 dB in the passband.

Corresponding

Author:

Farahmandrad, Mohammad

Email:

mohammadfarahmandrad1@gmail.com



فصلنامه علمی دفاع هوافضایی

دوره ۴، شماره ۳

پاییز

صفحات ۲۳-۱



مقاله پژوهشی؛

طراحی و ساخت فیلتر بهینه سازی شده حلقه باز مایکرواستریپ با استفاده از

الگوریتم Ant Colony

محمد فرهمندراد^۱
^۱. دانشجوی مخابرات میدان دانشگاه شاهد، تهران، ایران. [Mohammad.farahmandrad@shahed.ac.ir](mailto: Mohammad.farahmandrad@shahed.ac.ir)

چکیده

اطلاعات مقاله

چکیده فیلترهای رزوناتور حلقه باز مایکرواستریپ یکی از مهمترین ساختارهای مورد استفاده در طراحی فیلترهای ماکروویو و RF هستند. این رزوناتورها، که در واقع حلقه‌های مستطیلی یا مربع و با یک شکاف (Gap) هستند که به دلیل ویژگی مطلوب آن‌ها به طور گسترده ای در سیستم های مخابراتی مانند سیستم های سلولی، ماهواره ایی و راداری مورد استفاده قرار می گیرند. از جمله مزایای این فیلترها می توان به کوچک سازی، تلفات کم انعطاف پذیری در طراحی، ساخت آسان و هزینه کم اشاره نمود. در این مقاله یک فیلتر حلقه باز مایکرواستریپ درجه ۵ با معماری چپی چف و در فرکانس مرکزی ۱۳۰۰ مگاهرتز و با پهنای باند ۲۰۰ مگا هرتز که فواصل بین رزوناتورها با الگوریتم کلونی مورچگان (بهینه سازی شده ارائه می گردد. در این پژوهش یک فیلتر مایکرواستریپ حلقه باز با ابعاد یک دوم طول موج توسط الگوریتم کلونی مورچگان طراحی و باعث بهبود پارامتر S11 حداقل به مقدار 5dB در باند عبور شد.

تاریخ دریافت:

۱۴۰۴/۰۷/۲۳

تاریخ پذیرش:

۱۴۰۴/۰۹/۰۲

کلیدواژه‌ها:

رزوناتور، مایکرواستریپ، چپی
چف، Ant Colony, Gap

نویسنده مسئول:

محمد فرهمندراد

ایمیل:

mohammadfarahmandrad1@gmail.com

استناد: محمد فرهمندراد، (۱۴۰۴). طراحی و ساخت فیلتر بهینه سازی شده حلقه باز مایکرواستریپ با استفاده از الگوریتم Ant Colony. دفاع هوافضایی، دوره ۴ (شماره ۳)، صفحه ۲۳-۱.

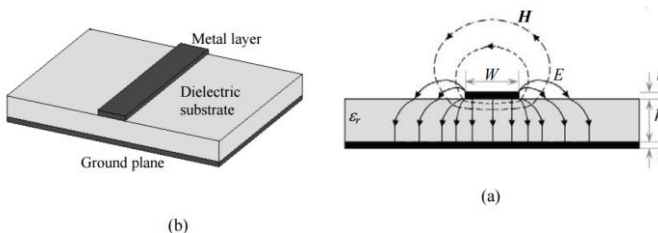
۱- مقدمه

با گسترش روزافزون سیستم‌های مخابراتی بی‌سیم، ماهواره‌ای و راداری، نیاز به ادوات فرکانس رادیویی و میکروویوی با عملکرد بالا، ابعاد کوچک، تلفات کم و هزینه ساخت پایین بیش از پیش احساس می‌شود. در این میان، فیلترهای باندگذر میکروویوی به‌عنوان یکی از اجزای کلیدی در زنجیره فرستنده-گیرنده، نقش اساسی در انتخاب‌پذیری فرکانسی، کاهش تداخل، حذف نویز خارج از باند و بهبود کیفیت سیگنال ایفا می‌کنند [۱]. عملکرد این فیلترها به‌طور مستقیم بر شاخص‌هایی نظیر نسبت سیگنال به نویز، حساسیت گیرنده و پایداری سیستم تأثیرگذار است، به‌ویژه در کاربردهای حساس مانند رادار و سامانه‌های پدافندی در دهه‌های اخیر، فناوری میکرواستریپ به دلیل مزایایی هم چون ساخت آسان، وزن کم، قابلیت یکپارچه‌سازی با مدارات مجتمع، هزینه پایین و سازگاری با فرآیندهای چاپی، به یکی از محبوب‌ترین بسترها برای پیاده‌سازی فیلترهای میکروویوی تبدیل شده است [۲]. با این حال، چالش‌هایی نظیر محدودیت در فاکتور کیفیت (Q)، تلفات تشعشی و محدودیت در کوچک‌سازی، پژوهشگران را به سمت استفاده از ساختارهای رزونانسی نوین سوق داده است. رزوناتورهای حلقه باز میکرواستریپ (Open Loop Resonators – OLR) یکی از پرکاربردترین و مؤثرترین ساختارها در طراحی فیلترهای باندگذر میکرواستریپ محسوب می‌شوند. این رزوناتورها که معمولاً به‌صورت حلقه‌های مربعی یا مستطیلی با یک شکاف کوچک طراحی می‌شوند، از نظر الکتریکی معادل یک رزوناتور با طول تقریبی نصف طول موج هستند [۳]. وجود شکاف در ساختار حلقه باز، امکان کنترل دقیق فرکانس تشدید، کوپلینگ بین رزوناتورها و پهنای باند فیلتر را فراهم می‌کند. به همین دلیل، این نوع رزوناتورها در طراحی فیلترهای فشرده با پاسخ فرکانسی قابل تنظیم، کاربرد گسترده‌ای در سیستم‌های سلولی، لینک‌های ماهواره‌ای و سامانه‌های راداری یافته‌اند [۴]. یکی از معماری‌های پرکاربرد در طراحی فیلترهای باندگذر، پاسخ چبی‌چف (Chebyshev) است. فیلترهای چبی‌چف به دلیل شیب تند در ناحیه گذار و ریبیل کنترل‌شده در باند عبور، تعادل مناسبی بین انتخاب‌پذیری فرکانسی و پیچیدگی طراحی ایجاد می‌کنند [۵]. در فیلترهای مرتبه بالاتر، نظیر فیلترهای درجه ۵، امکان دستیابی به تضعیف بهتر در باند توقف و کاهش تداخل کانال‌های مجاور فراهم می‌شود؛ هرچند این امر مستلزم طراحی دقیق کوپلینگ بین رزوناتورها و کنترل پارامترهای فیزیکی ساختار است. یکی از چالش‌های اصلی در طراحی فیلترهای مبتنی بر رزوناتور حلقه باز، تعیین بهینه فاصله بین رزوناتورها است؛ زیرا این فاصله مستقیماً بر ضریب کوپلینگ، پهنای باند، تطبیق امپدانس و پارامترهای پراکندگی (S-parameters) تأثیر می‌گذارد [۶]. روش‌های کلاسیک طراحی، اغلب مبتنی بر روابط تجربی یا نمودارهای طراحی هستند که در فیلترهای مرتبه بالا یا ساختارهای فشرده، دقت و انعطاف‌پذیری کافی ندارند. از این رو، استفاده از روش‌های هوشمند و الگوریتم‌های بهینه‌سازی فراابتکاری به‌عنوان یک راهکار کارآمد مطرح شده است. الگوریتم کلونی مورچگان (Ant Colony Optimization – ACO) یکی از الگوریتم‌های بهینه‌سازی الهام‌گرفته از رفتار اجتماعی مورچگان در یافتن کوتاه‌ترین مسیر بین لانه و منبع غذا است

[۷]. این الگوریتم به دلیل قابلیت جستجوی سراسری، همگرایی مناسب و توانایی اجتناب از مینیمم‌های محلی، در سال‌های اخیر در طراحی و بهینه‌سازی ساختارهای میکروویوی از جمله آنتن‌ها، فیلترها و متامتریال‌ها مورد توجه قرار گرفته است [۸]. به کارگیری ACO در طراحی فیلترهای میکرواستریپ، امکان بهینه‌سازی همزمان چندین پارامتر هندسی را با هدف بهبود پاسخ فرکانسی فراهم می‌سازد. در پژوهش حاضر، یک فیلتر باندگذر میکرواستریپ حلقه باز درجه ۵ با پاسخ چسبی چف، در فرکانس مرکزی ۱۳۰۰ مگاهرتز و پهنای باند ۲۰۰ مگاهرتز طراحی و ارائه شده است. ساختار فیلتر بر اساس رزوناتورهای حلقه باز با طول الکتریکی معادل نصف طول موج پیاده‌سازی شده و فواصل بین رزوناتورها با استفاده از الگوریتم کلونی مورچگان بهینه‌سازی شده‌اند. هدف اصلی از این بهینه‌سازی، بهبود تطبیق امپدانسی و کاهش تلفات بازگشتی در باند عبور بوده است، به طوری که مقدار پارامتر S_{11} حداقل به میزان 5dB بهبود یافته است. نتایج این تحقیق نشان می‌دهد که ترکیب معماری رزوناتور حلقه باز با روش‌های بهینه‌سازی هوشمند، می‌تواند راهکاری مؤثر برای طراحی فیلترهای فشرده، با عملکرد بهبودیافته و مناسب برای کاربردهای مخابراتی و راداری فراهم آورد. این رویکرد به‌ویژه در سامانه‌هایی که محدودیت فضا، وزن و کارایی دارند، از اهمیت بالایی برخوردار است و می‌تواند مبنایی برای توسعه فیلترهای پیشرفته در باندهای فرکانسی مختلف قرار گیرد. [۹]

۲- ساختار اصلی میکرواستریپ و پارامترهای آن

میکرواستریپ‌ها از سه لایه تشکیل شده‌اند که روی هم قرار گرفته‌اند. لایه بالایی، خط میکرواستریپ رسانا است. لایه میانی، زیرلایه دی‌الکتریک است. لایه پایینی، صفحه زمینه است. صفحه فلزی یا با رسوب الکتریکی یا با نورد روی زیرلایه پوشش داده می‌شود. بالای لایه بالایی و زیر لایه پایینی، لایه‌های هوا قرار دارند. یک خط میکرواستریپ عمومی در شکل ۱(a) نشان داده شده است. در شکل ۱-۲ (ب)، H خط میدان مغناطیسی (خط نقطه‌چین) و E خط میدان الکتریکی (خط ممتد) است. ϵ_r ثابت دی‌الکتریک زیرلایه است. W پهنای خط میکرواستریپ است. t ضخامت لایه مس است. h ضخامت لایه زیرلایه است. [۲۵]



شکل ۱ (a) طرح کلی خط انتقال میکرواستریپ. (b) خط انتقال میکرواستریپ با خطوط میدان

الکتریکی و مغناطیسی. [۲۵]

ثابت دی‌الکتریک مؤثر ϵ_{eff} خط میکرواستریپ ابتدا به صورت میانگینی از ثابت دی‌الکتریک هوا و زیرلایه تقریب زده می‌شود، یعنی:

$$\varepsilon_{eff} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (۱)$$

که در آن ضخامت خط میکرواستریپ بسیار نزدیک به صفر است. تحلیل شبه‌استاتیکی دقیق‌تر برای یک میکرواستریپ بسیار نازک که در مقاله Jensen و Hammerstad (۱۹۸۰) مورد بحث قرار گرفته است، نشان می‌دهد که

$$\varepsilon_{eff} \approx \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad \text{الف (۲-۲)}$$

که در آن $u = W/h$ ،

و

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) \quad \text{ب (۲)}$$

$$+ \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right]$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad \text{ج (۲)}$$

که عبارت امپدانس مشخصه به صورت زیر است:

$$Z_c = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (۳)$$

که در آن $u = W/h$ ، و

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (۴)$$

باهل و گارگ در سال (۱۹۷۷) عباراتی را ارائه دادند که تأثیر ضخامت میکرواستریپ (h) را بر امپدانس مشخصه و ثابت دی‌الکتریک مؤثر خط میکرواستریپ در نظر می‌گرفت. [۲۶]

برای $W/h \leq 1$ ،

$$Z_c(t) = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left\{ \frac{8}{\frac{W_e(t)}{h}} + \frac{W_e(t)}{4h} \right\} \quad \text{الف ۵}$$

برای $W/h \geq 1$ ،

طراحی و ساخت فیلتر بهینه سازی شده حلقه باز مایکرواستریپ با استفاده از الگوریتم **Ant Colony** /۶

$$Z_c(t) = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left\{ \frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e(t)}{h} + 1.444 \right) \right\}^{-1} \quad (\text{ب } ۵)$$

که

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) & \left(\frac{W}{h} \leq 0.5\pi \right) \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & \left(\frac{W}{h} > 0.5\pi \right) \end{cases} \quad (\text{الف } ۶)$$

$$\varepsilon_{eff}(0) = \varepsilon_{eff} - \frac{\varepsilon_r - 1}{4.6} \frac{t}{\sqrt{\frac{W}{h}}} \quad (\text{ب } ۶)$$

$\varepsilon_{eff}(0)$ ثابت دی‌الکتریک مؤثر است وقتی که ضخامت خط میکرواستریپ برابر با صفر باشد.

ثابت دی‌الکتریک مؤثر نیز با فرکانس تغییر می‌کند و این اصل پراکندگی در یک خط میکرواستریپ است. تغییرات ثابت دی‌الکتریک مؤثر توسط کوبایاشی (۱۹۸۸) به صورت زیر گزارش شده است: [۲۵]

$$\varepsilon_{eff}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}{1 + \left(\frac{f}{f_{50}} \right)^m} \quad (\text{۷})$$

که

$$f_{50} = \frac{f_{TM_0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\varepsilon_r^{-1.73}) \frac{W}{h}} \quad (\text{الف } ۶)$$

$$f_{TM_0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}}} \tan^{-1} \left(\varepsilon_r \sqrt{\frac{\varepsilon_{eff}(0) - 1}{\varepsilon_r - \varepsilon_{eff}(0)}} \right) \quad (\text{ب } ۶)$$

$$m = m_0 m_c \leq 2.32 \quad (\text{ج } ۶)$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} + 0.32 \left(\frac{1}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} \right)^3 \quad (\text{د } ۶)$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} \left[0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right] & \text{For } \frac{W}{h} \leq 0.7 \\ 1 & \text{For } \frac{W}{h} > 0.7 \end{cases} \quad (56)$$

$\epsilon_{eff}(0)$ گذردهی دی‌الکتریک مؤثر در فرکانس برابر با صفر است و رابطه آن با ثابت دی‌الکتریک در (۲-۹) نشان داده شده است (کوبایاشی، ۱۹۷۸).

$$\epsilon_{eff}(0) = 1 + q_w(\epsilon_r - 1) \quad (9)$$

مقدار کسر پر شدن مؤثر q_w از ویلر (۱۹۶۵) به دست آمده است. اثر پراکنندگی بر امپدانس مشخصه توسط هم‌رستاد و جنسن (۱۹۸۰) به صورت زیر تخمین زده شده است:

$$Z_c(f) = Z_c \frac{\epsilon_{eff}(f) - 1}{\epsilon_{eff}(0) - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(f)}{\epsilon_{eff}(0)}} \quad (10)$$

که در آن Z_c امپدانس مشخصه از Bahl و Garg (۱۹۷۷) است و مقدار $\epsilon_{eff}(0)$ از Kobayashi (۱۹۷۸) بدست آمده است.

در عمل، محاسبه با استفاده از این فرمول‌های پیچیده ممکن است ضروری نباشد. یک نرم‌افزار محاسبه‌گر خط انتقال آسان، مانند TX-LINE calculator از شرکت AWR (۲۰۱۳)، می‌تواند برای تعیین مقادیر ثابت دی‌الکتریک مؤثر و امپدانس مشخصه برای خط میکرواستریپ استفاده شود.

طول موج هدایت‌شده خط انتقال، λ_g ، به صورت زیر داده می‌شود:

$$\lambda_g = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (11)$$

که در آن c سرعت نور در فضای آزاد، f فرکانس و ϵ_{eff} ثابت دی‌الکتریک مؤثر خط میکرواستریپ است.

ثابت انتشار به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (12)$$

و θ ، طول الکترونیکی بر حسب رادیان، از یک خط میکرواستریپ با طول فیزیکی، l ، به صورت زیر تعریف می‌شود.

طراحی و ساخت فیلتر بهینه سازی شده حلقه باز مایکرواستریپ با استفاده از الگوریتم **Ant Colony** /^۸

$$\theta = \beta l \quad (13)$$

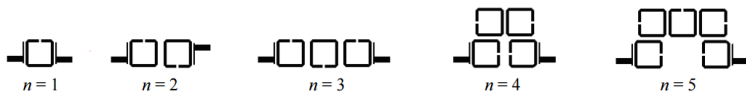
$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} l \quad (14)$$

معمولاً طول را بر حسب طول موج هدایت شده بیان می کنند، به ویژه هنگام مقایسه اندازه فیلترها، زیرا فیلتر یکسانی که روی زیرلایه های مختلف ساخته شده باشد، طول فیزیکی متفاوتی خواهد داشت.

۲-۱ تشدیدگرهای میکرواستریپ

تشدیدگرهای میکرواستریپ را می توان به طور کلی به عنوان تشدیدگرهای تک حالت و تشدیدگرهای چند حالت طبقه بندی کرد. یک تشدیدگر تک حالت در باند عبور یک فیلتر نقش دارد. از این رو، فیلتر N-قطبی از N تشدیدگر تک حالت تشکیل شده است. افزایش پهنای باند عبور نیز به معنای قطب های بیشتر در باند عبور است و متعاقباً در طراحی فیلتر به تشدیدگرهای بیشتری نیاز است. [۲۶]

شکل ۲ نشان می دهد که چگونه تعداد قطب ها بر تعداد تشدیدگرهای تک حالت مورد نیاز در طراحی فیلتر و اندازه فیلتر کلی تأثیر می گذارد. برای دستیابی به یک طراحی فیلتر فشرده، از تشدیدگرهای چند حالت برای کاهش اندازه فیلتر کلی استفاده می شود. تشدیدگرهای چند حالت را می توان بیشتر به عنوان تشدیدگرهای حالت دوگانه، سه حالت، چهار حالت و پنج حالت طبقه بندی کرد. طراحی و توسعه فعلی این تشدیدگرها پس از تشدیدگرهای حالت تک حالت بررسی می شود. [۲۶]



شکل ۲ تشدیدگر تک حالت. افزایش تعداد قطب ها (n) منجر به افزایش تعداد تشدیدگرهای مورد استفاده در طراحی فیلتر می شود. [۲۵]

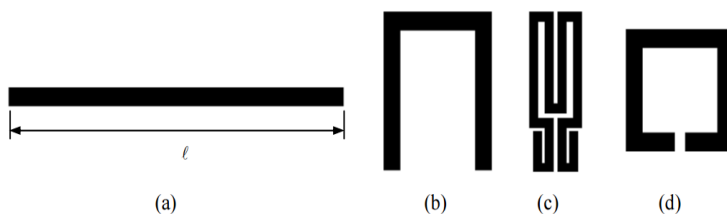
۲-۲ تشدیدگرهای تک حالت

یک رزوناتور تک حالت، رزوناتوری است که تنها یک فرکانس رزونانس اساسی دارد. رزوناتورهای تک حالت را می توان به رزوناتورهای ساده زیر نیز طبقه بندی کرد:

۱. تشدیدگر نیم طول موج یک تشدیدگر نیم طول موج، طولی به اندازه نصف طول موج دارد و هر دو انتهای خط مدار باز هستند (شکل ۳ الف)). فرکانس تشدید اساسی این تشدیدگر در f_0 است.

$$f_0 = \frac{c}{2l\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (15)$$

که در آن c سرعت نور، l طول خط میکرواستریپ، ϵ_{eff} ثابت دی‌الکتریک مؤثر میکرواستریپ است. این تشدیدگر همچنین برای در $f \approx nf_0$ که $n = 2, 3, \dots$ تشدید می‌کند.



شکل ۳ انواع تشدیدگرهای نیم طول موج: (الف) تشدیدگر نیم طول موج، (ب) تشدیدگر سنجاق سری، (ج) تشدیدگر سنجاق سری تا شده و (د) تشدیدگر حلقه باز. l طول تشدیدگر است. [۲۵]

جهت طراحی فیلتر مهمترین اقدامات می‌بایست مقادیر زیر محاسبه و استخراج گردند:

۱- محاسبه پهنای خط میکرواستریپ

۲- محاسبه طول رزوناتورها

۳- محاسبه ضرایب کوپلاژ

۴- محاسبه پهنای باند کسری

۵- محاسبه فاصله بین رزوناتورها

به منظور طراحی و ساخت یک فیلتر برابر با مشخصات زیر که می‌تواند در سامانه های راداری باند I مورد استفاده قرار گیرد مد نظر قرار می‌دهیم:

جدول ۱ مشخصات فیلتر

مقدار لازم	مشخصات فیلتر	ردیف
۵	درجه فیلتر	۱
چیشف	معماری فیلتر	۲
۰/۵ دسی بل	ریپل باند عبور	۳
۲۰۰ مگا هرتز	پهنای باند فیلتر	۴
۱۳۰۰ مگا هرتز	فرکانس مرکزی	۵
FR4	نوع برد	۶
۴/۶	ثابت دی‌الکتریک	۷
۱ میلی متر	ضخامت دی‌الکتریک	۸

۳۵ میکرو متر	ضخامت مس بر روی برد	۹
--------------	---------------------	---

۲-۳ مراحل طراحی :

الف) محاسبه

مطابق آنچه که بیان شد طبق رابطه کوباشی ثابت دی الکتریک مؤثر نیز با فرکانس تغییر می کند و این اصل پراکندگی در یک خط مایکرواستریپ است. لذا هدف محاسبه $\epsilon_{eff}(f)$ است با توجه به آنچه که گفته شد داریم:

$$\epsilon_{eff} \approx \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (۱۶)$$

که در آن $u = W/h$

و

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left(\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right) + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \quad (۱۷)$$

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (۱۸)$$

$$\epsilon_{eff}(f) = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + \left(\frac{f}{f_{50}}\right)^m} \quad (۱۹)$$

$$f_{50} = \frac{f_{TM_0}}{0.75 + (0.75 - 0.332\epsilon_r^{-1.73}) \frac{W}{h}} \quad (۲۰)$$

$$f_{TM_0} = \frac{c}{2\pi h \sqrt{\epsilon_r - \epsilon_{eff}}} \tan^{-1} \left(\epsilon_r \sqrt{\frac{\epsilon_{eff}(0) - 1}{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}} \right) \quad (۲۱)$$

$$m = m_0 m_c \leq 2.32$$

$$m_0 = 1 + \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} + 0.32 \left(\frac{1}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} \right)^3 \quad (22)$$

$$m_c = \begin{cases} 1 + \frac{1.4}{1 + \sqrt{\frac{W}{h}}} \left[0.15 - 0.235 \exp\left(\frac{-0.45f}{f_{50}}\right) \right] & \text{For } \frac{W}{h} \leq 0.7 \\ 1 & \text{For } \frac{W}{h} > 0.7 \end{cases} \quad (23)$$

که با انجام محاسبات بالا $\varepsilon_{eff}(f)$ برابر با $3/79$ به دست می آید.
 ب) محاسبه پهنای خط: با توجه به اینکه امیدانس کلیه خطوط برابر با امیدانس نرمال یا همان ۵۰ اهم است لذا جهت محاسبه پهنای خط یا همان h از روابط زیر (باهل و گارگ) استفاده می کنیم:

همانطور که در دوم گفته شد:

برای $W/h \leq 1$.

$$Z_c(t) = \frac{120\pi}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left\{ \frac{8}{\frac{W_e(t)}{h}} + \frac{W_e(t)}{4h} \right\} \quad (24)$$

برای $W/h \geq 1$.

$$Z_c(t) = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left\{ \frac{W_e(t)}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e(t)}{h} + 1.444 \right)^{-1} \right\} \quad (25)$$

$$\frac{W_e(t)}{h} = \begin{cases} \left(\frac{W}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \right) & \left(\frac{W}{h} \leq 0.5\pi \right) \\ \left(\frac{W}{h} + \frac{1.25 t}{\pi h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \right) & \left(\frac{W}{h} > 0.5\pi \right) \end{cases} \quad (26)$$

که با انجام محاسبات بالا مقدار پهنای h برابر با $1/9$ میلی متر به دست می آید.

ج) محاسبه طول رزوناتورها:

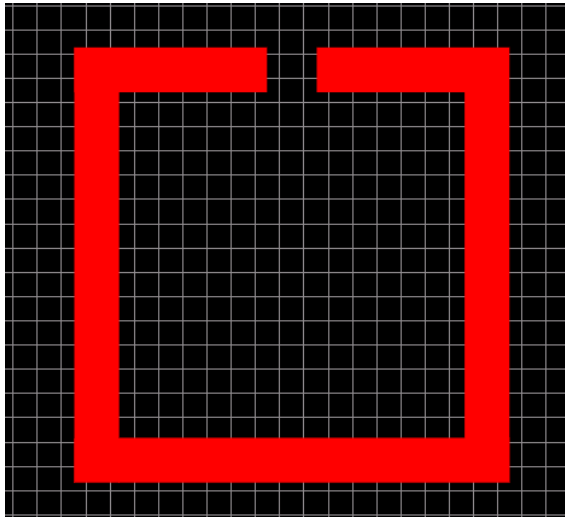
طول موج را به صورت تقریبی می توان از رابطه زیر به دست آورد:

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (27)$$

اما جهت محاسبه دقیق بهتر است که از رابطه زیر استفاده شود:

$$\lambda_g = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}(f)}} \quad (28)$$

لذا مقدار $\frac{\lambda_g}{2}$ برابر با $61/9$ میلی متر به دست می آید. که شکل نهایی رزوناتورها به صورت شکل ۴ می باشد:



شکل ۴ طراحی اولیه و پایه ای رزوناتورها که فاصله گپ برابر با پهنای خط است.

با توجه به این که درجه فیلتر را ۵ معماری طراحی را چبیشف و ریپل آن را برابر با ۰/۵ دسی بل انتخاب کردیم لذا ضرایب g فیلتر پایین گذر نمونه مطابق مشخصات گفته شده از جدول چبی چف برابر است با :

جدول ۲

درجه	g_0	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
n	1.000	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.000

جدول ۳ مقادیر ضرایب g برای فیلترهای چبی چف با ریپل حدود ۰/۵ دسی بل
For passband ripple $L_{Ar} = 0.04321$ dB

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.2000	1.0								
2	0.6648	0.5445	1.2210							
3	0.8516	1.1032	0.8516	1.0						
4	0.9314	1.2920	1.5775	0.7628	1.2210					
5	0.9714	1.3721	1.8014	1.3721	0.9714	1.0				
6	0.9940	1.4131	1.8933	1.5506	1.7253	0.8141	1.2210			
7	1.0080	1.4368	1.9398	1.6220	1.9398	1.4368	1.0080	1.0		
8	1.0171	1.4518	1.9667	1.6574	2.0237	1.6107	1.7726	0.8330	1.2210	
9	1.0235	1.4619	1.9837	1.6778	2.0649	1.6778	1.9837	1.4619	1.0235	1.0

همچنین همانطور که بیان شد عبارات مربوط به عناصر g را می توان با استفاده از فرمول های زیر محاسبه کرد:

$$g_0 = 1$$

$$g_1 = \frac{2}{\gamma} \sin\left(\frac{\pi}{2n}\right)$$

$$g_i = \frac{1}{g_{i-1}} \cdot \frac{4 \sin\left[\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right] \cdot \sin\left[\frac{(2i-3)\pi}{2n}\right]}{\gamma^2 + \sin^2\left[\frac{(i-1)\pi}{n}\right]}$$

برای: $i = 2, 3, 4, \dots$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{for } n \text{ even} \\ \coth^2\left(\frac{\chi}{4}\right) & \text{for } n \text{ odd} \end{cases}$$

که:

$$\begin{aligned} \chi &= \ln\left[\coth\left(\frac{L_{Ar}}{17.37}\right)\right] \\ \gamma &= \sinh\left(\frac{\chi}{2n}\right) \end{aligned} \quad (30)$$

طراحی و ساخت فیلتر بهینه سازی شده حلقه باز مایکرواستریپ با استفاده از الگوریتم **Ant Colony** /۱۴

محاسبه پهنای باند کسری:

$$FBW = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \quad (31)$$

$$\omega_2 = 1400 \quad \omega_1 = 1200 \quad \omega_0 = 1300$$

که برابر با ۰/۱۵۳۸ به دست می آید.

برای محاسبه ضرایب کوپلاژ از رابطه زیر استفاده می کنیم:

$$M_{i,i+1} = \frac{FBW}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad (32)$$

و برای محاسبه فاکتور کیفیت کوپلاژ نیز از رابطه زیر استفاده می کنیم:

$$Q_{e1} = \frac{g_0 g_1}{FBW} \quad (33)$$

$$Q_{en} = \frac{g_n g_{n+1}}{FBW} \quad (34)$$

که مقادیر ضرایب کوپلاژ برابر با جدول زیر به دست می آیند:

جدول ۴ ضرایب کوپلاژ

$M_{1,2}$	$M_{2,3}$	$M_{3,4}$	$M_{4,5}$
۰/۱۲۳	۰/۰۹۴	۰/۰۹۴	۰/۱۲۳

اکنون برای محاسبه فاصله تقریبی بین رزوناتور ها می توان از رابطه زیر بهره گرفت:

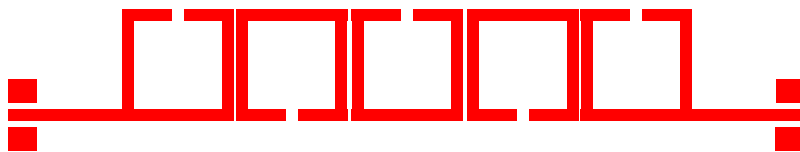
$$M_{i,i+1} = 0.5 + \exp(-2.5 \times \frac{S_{i,i+1}}{h}) \quad (35)$$

که در برخی از مقالات به جای حرف M از K استفاده شده است.

لذا مقادیر فاصله های کوپلینگ بین رزوناتورها به طور تقریبی به صورت زیر به دست می آید:

جدول ۵

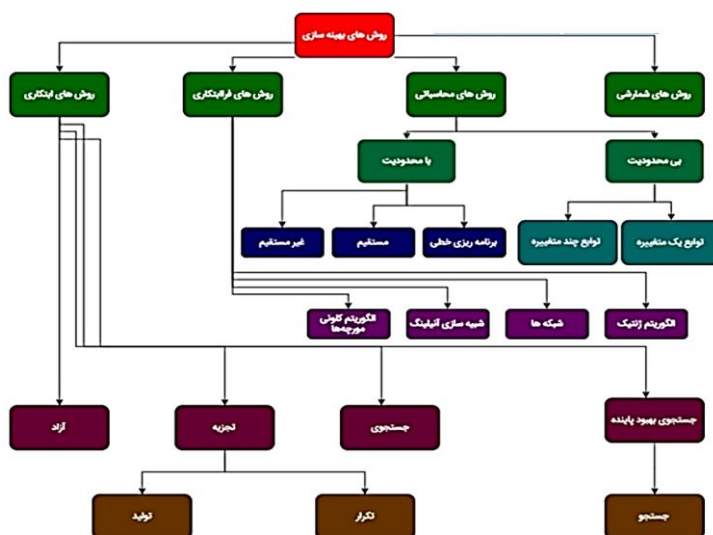
$S_{1,2}$	$S_{2,3}$	$S_{3,4}$	$S_{4,5}$
۰/۳۶ میلیمتر	۰/۶۲ میلیمتر	۰/۶۲ میلیمتر	۰/ ۳۶ میلیمتر



شکل ۵ فیلتر طراحی شده اولیه در نرم افزار آلتیوم دیزاینر:

۳- بهینه سازی فیلتر:

به منظور بهینه سازی فیلتر بالا می توان از الگوریتم های مختلفی در حوزه ماکروویو و با کمک نرم افزار متلب این کار را انجام داد.



شکل ۶ نمودار درختی روشهای مرسوم بهینه سازی

۳- مهم ترین الگوریتم های هوشمند بهینه سازی در متلب

۳-۱ الگوریتم ژنتیک

یکی از انواع روش های بهینه سازی فرا ابتکاری مبتنی بر جمعیت، الگوریتم های تکاملی (Evolutionary Algorithm) هستند که معروف ترین آن ها، الگوریتم ژنتیک است. اساس این روش الهام گرفته شده از طبیعت و بر پایه فرآیند زیستی موجودات است. در طبیعت هر نسلی از موجودات با تولیدمثل نسل دیگری را به وجود می آورند و هر موجودی سازگاری بیشتری با طبیعت داشته باشد، باقی می ماند. همین اصول، پایه ی اصلی الگوریتم ژنتیک هستند.

عملکرد کلی الگوریتم ژنتیک به زبان ساده به این صورت است که ابتدا یک جمعیت از افراد در نظر گرفته می شوند، از بین آن ها افراد با ویژگی های خوب (خوب بودن در واقع همان معیار

بهینه‌سازی مسئله است) به عنوان والد انتخاب می‌شوند، والدین به کمک یکی از روش‌های ترکیب، باعث ایجاد افراد جدید می‌شوند. پس از اتمام، افراد با ویژگی خوب بیشتر (افراد برانده‌تر) جایگزین افرادی که ویژگی خوب کمتری دارند می‌شوند و این فرآیند بارها و بارها تکرار می‌شود. حال به جای افراد، جواب‌های دست‌یافتنی را قرار دهید. به این ترتیب این فرآیند ما را به یافتن جواب بهینه نزدیک و نزدیک‌تر می‌کند تا جایی که تولید نسل جدید، تغییر چندان در بهتر شدن نتیجه ایجاد نمی‌کند. اینجا زمان توقف این الگوریتم بهینه‌سازی فراابتکاری است.

۳-۲ الگوریتم ازدحام ذرات (Particle Swarm Optimization)

الگوریتم ازدحام ذرات یا PSO بر اساس رفتار جمعی پرنده‌های در حال پرواز ایجاد شده است. این موضوع که مسیر پرنده‌ها در هنگام پرواز تحت تأثیر رفتار سایر پرندگان است و در واقع جستجوی هر پرنده تحت تأثیر انبوه جمعیت است، مبنای شکل‌گیری این روش از بهینه‌سازی فراابتکاری است. الگوریتم به گونه‌ای پیش می‌رود که هر ذره (پاسخ احتمالی) در هر لحظه مکان خود را در فضای کلی جستجو با در نظر گرفتن بهترین مکانی که تا الان تجربه کرده و همچنین با توجه به بهترین مکانی که اطرافش وجود دارد، تنظیم می‌کند

۳-۱ الگوریتم کلونی مورچگان (Ant Colony Optimization)

ایده این الگوریتم از روش‌های بهینه‌سازی فراابتکاری نیز با الهام از طبیعت شکل گرفته است. همان‌طور که می‌دانیم مورچه‌ها در کلونی و به صورت گروهی زندگی می‌کنند و تلاش همه اعضا برای بقا و حفظ کلونی است. مورچه‌ها برای یافتن غذا ابتدا به طور تصادفی به این سو و آن سو حرکت می‌کنند، پس از یافتن غذا به خانه بازمی‌گردند و در طی مسیر از خود فرمون (ماده شیمیایی ترشح‌شده از بدن حشرات) به جای می‌گذارند. مورچه‌های بعدی در جستجوهای‌شان با این آثار سفیدرنگ مواجه شده و مسیر خود را در آن مسیر ادامه می‌دهند. به این ترتیب مسیر منتهی به غذا پرتردد شده و همه به آن مسیر هدایت می‌شوند. البته فرمون‌ها بعد از مدتی تبخیر می‌شوند و این موضوع کمک می‌کند همواره کوتاه‌ترین مسیر قابل دید و استفاده باشد و در واقع کوتاه‌ترین مسیر برای رسیدن به غذا به دست آید.

در الگوریتم کلونی مورچگان (ACO) همین تئوری پیاده‌سازی شده است، با این تفاوت که مورچه‌های مصنوعی روی نمودار (به کمک گراف‌ها) در حال حرکت هستند و هدف یافتن کوتاه‌ترین مسیر برای رسیدن به جواب مسئله است.

۳-۳ مقدمات پیاده‌سازی الگوریتم‌ها در Matlab

جدول ۶ الگوریتم‌های بهینه‌سازی در متلب

کاربردها	ویژگی‌های اصلی	الگوریتم
نزدیک شدن تدریجی به جواب بهینه	مبتنی بر جمعیت و فرایند زیستی موجودات	الگوریتم ژنتیک
الگوریتم ساده و سریع جستجوی بهینه در فضای پیوسته	مبتنی بر ذرات (پاسخ‌های احتمالی)	ازدحام ذرات
مناسب مسائل مسیریابی و ترکیبی یافتن کوتاه‌ترین مسیرها	الهام گرفته شده از مسیرهای حرکت مورچه‌ها	کلونی مورچگان

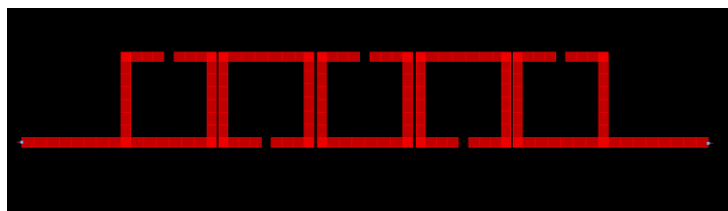
۳-۴ بهینه‌سازی

به منظور بهینه‌سازی پارامترهای S یا همان فاصله‌های کوپلینگ را در نرم افزار متلب به کمک الگوریتم کلنی مورچه در نظر می‌گیریم که پس از محاسبات لازم توسط نرم افزار مقدار به دست آمده برابر با جدول ۷ است:

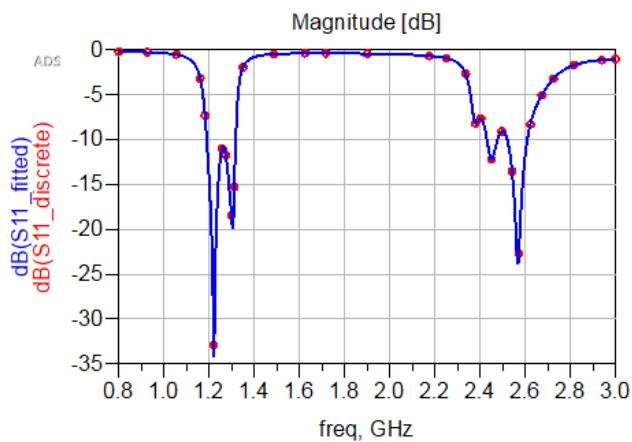
جدول ۷ پارامترهای به دست آمده در طراحی

$S_{1,2}$	$S_{2,3}$	$S_{3,4}$	$S_{4,5}$
۰/۴ میلیمتر	۰/۷ میلیمتر	۰/۷ میلیمتر	۰/۴ میلیمتر

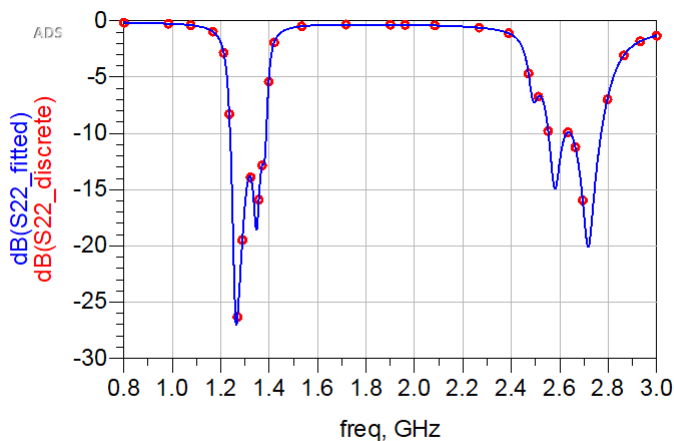
نتیجه شبیه‌سازی فیلتر بهینه شده (با الگوریتم کلنی مورچه‌ها) طراحی شده در نرم افزار ADS



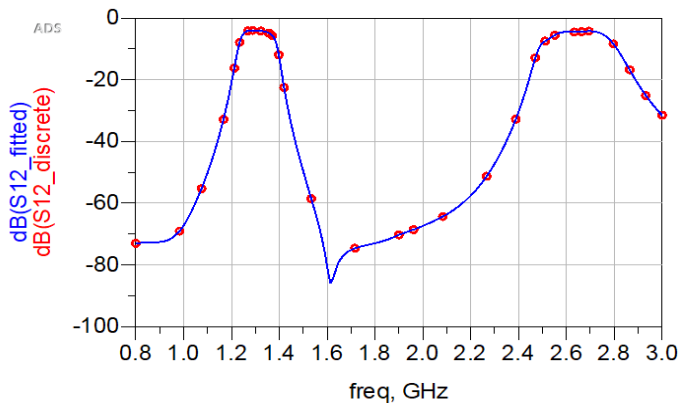
شکل ۷ نمایشی از طرح طراحی شده که در نرم افزار ADS و محیط Layout رسم شده است.



شکل ۸ نمودار پارامتر S11 فیلتر طراحی اولیه

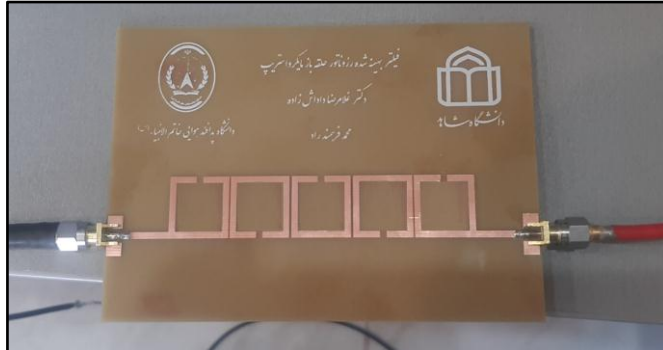


شکل ۹ نمودار پارامتر S22 فیلتر طراحی بهینه شده



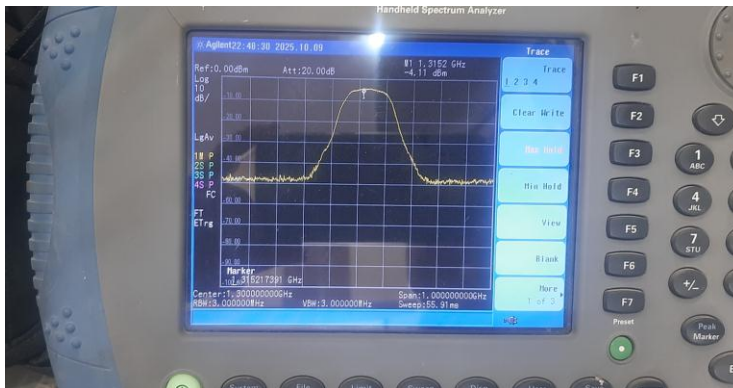
شکل ۱۰ نمودار پارامتر S12 فیلتر طراحی بهینه شده

۴- مراحل عملی تست مدار



شکل ۱۱ تصویری از فیلتر ساخته شده

به منظور تست و ارزیابی تلفات عبوری فیلتر می توان از سیگنال ژنراتور (که بهتر است از **Tracking Generator** استفاده کرد) و دستگاه اسپکتروم آنالایزر بهره برد. همچنین برای تست تلفات برگشتی در ورودی و خروجی نیاز به دستگاه **Netw Analyzer** است.



شکل ۱۲ تصویری از ارزیابی تلفات عبوری فیلتر ساخته شده

۵- بحث و نتیجه گیری

در این پژوهش یک فیلتر مایکرواستریپ حلقه باز با ابعاد یک دوم طول موج توسط الگوریتم کلونی مورچگان طراحی و باعث بهبود پارامتر **S11** حداقل به مقدار **5dB** در باند عبور شد. دستاوردهای این تحقیق به شرح زیر خلاصه می شود:

۱. یک فیلتر تشدیدگر بهینه شده با ساختار جدید در این طرح ارائه شده است.
۲. این فیلتر جدید اثرات برگشتی در ورودی و خروجی را تا حد خوبی کاهش می دهد.
۳. ساختار جدید هم چنین باعث کاهش اثرات دامنه هارمونیک دوم می گردد.

۶- تشکر و قدردانی

به پاس الطاف بی دریغ و همت والایان، صمیمانه‌ترین سپاس‌ها را تقدیم می‌دارم و قدردان بزرگواری و فضل شما هستم.

۷- تعارض منافع

نویسنده گان اعلام می‌دارند که در مورد انتشار این مقاله تضاد منافع وجود ندارد. علاوه بر این، موضوعات اخلاقی شامل سرقت ادبی، رضایت آگاهانه، سوء رفتار، جعل داده‌ها، انتشار و ارسال مجدد و مکرر توسط نویسندگان رعایت شده است.

۸- دسترسی آزاد

این نشریه دارای دسترسی باز است و اجازه اشتراک (تکثیر و بازآرایی محتوا به هر شکل) و انطباق (بازترکیب، تغییر شکل و بازسازی بر اساس محتوا) را می‌دهد.

۹- پیشنهادات و کارهای آینده

در این مقاله، یک ساختار جدید تشدیدگر فشرده به همراه کاربردهای آن‌ها در طراحی فیلتر میان‌گذر پیشنهاد و بررسی شده‌اند. مباحث زیر را می‌توان در ادامه کار در نظر گرفت.

۱. می‌توان با استفاده از تشدیدگرهای دو حالتی، یک فیلتر دو بانده طراحی کرد. این کار را می‌توان با جابجایی هر یک از دو فرکانس تشدید تشدیدگر به فرکانس مرکزی باند عبور مورد نیاز انجام داد. سپس دو تشدیدگر مشابه با هم کوپل می‌شوند تا دو باند عبور تشکیل دهند.

۲. می‌توان از این ساختار به عنوان یک رزوناتور دو حالتی نیز استفاده کرد که رزوناتور دو حالتی بهینه شده به روش ارائه شده در مقاله می‌تواند به عنوان ساختار رزوناتور پایه برای طراحی یک دوپلکسر استفاده شود. یک رزوناتور برای باند عبور پایین‌تر طراحی می‌شود در حالی که رزوناتور دیگری برای باند عبور بالاتر طراحی می‌شود.

۳. رزوناتور سه حالتی می‌تواند به عنوان ساختار پایه برای طراحی دوپلکسر استفاده شود. در طراحی به دو رزوناتور نیاز است: یک رزوناتور برای باند عبور پایین‌تر و یکی برای باند عبور بالاتر طراحی خواهد شد.

۴. از این طرح نیز می‌توان برای طراحی فیلترهای ۳ بانده نیز استفاده کرد.

۵. از تشدیدگر چهار حالتی می‌توان برای طراحی دوپلکسر نیز استفاده کرد. برای هر باند عبور مختلف، باید دو تشدیدگر طراحی شود.

۶. تشدیدگر چهار حالتی با اندکی تغییر می‌تواند برای طراحی یک فیلتر میان‌گذر فوق پهن‌بند استفاده شود.

١٠- منابع

- [1] Y-C, Yang, P-S & Kuo, J-T 2008, 'Miniaturized quadruple-mode periodic stepped impedance coupled-ring resonator bandpass filter with a sharp transition band and a wide stopband', Asia-Pacific Microwave Conference, Macau, China, December 16-20, 2008, pp. 4-1, IEEE Xplore
- [2] Cho, CS, Lee, JW & Kim, J 2006, 'Dual- and triple-mode branch-line ring resonators and harmonic suppressed half-ring resonators', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 11, pp. 3968-3974, IEEE Xplore
- Chu, Q-X & Chen, F-C 2008, 'A compact dual-band bandpass filter using meandering stepped impedance resonators', IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 18, no. 5, pp. 320-322, IEEE Xplore
- [3] Cuhaci, M & James, DS 1977, 'Radiation from triangular and circular resonators in microstrip', IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, San Diego, California, June 21-23, 1977, pp. 438-441, IEEE Xplore
- [4] Curtis, JA & Fiedziuszko, SJ 1991, 'Miniature dual mode microstrip filters', IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Boston, Massachusetts, June 10-14, 1991, vol. 2, pp. 443-446, IEEE Xplore.
- [5] Deng, H-W, Liu, B, Zhao, Y-J, Chen, W & Zhang, X-S 2011a, 'High selectivity dual wideband bandpass filter with triple-mode stub-loaded stepped-impedance resonators', Microwave and Optical Technology Letters, vol. 53, no. 12, pp. 2851-2854, IEEE Xplore,
- [6] Deng, H-W, Liu, B, Zhao, Y-J, Zhang, X-S & Chen, W 2011b, 'A stub-loaded triple-mode SIR for novel high selectivity dual-wideband microstrip BPF design', Progress in Electromagnetics Research Letters, vol. 21, pp. 169-176
- Deng, H-W, Liu, B, Zhao, Y-J,
- [7] Deng, H-W, Zhao, Y-J, Zhang, L, Zhang, X-S & Zhao, W 2010b, 'Quadruple-mode stub loaded resonator and broadband BPF', Progress in Electromagnetics Research Letters, vol. 18, pp. 1-8
- [8] Deng, H-W, Zhao, Y-J, Zhang, L, Zhang, X-S & Qiang, L 2011e, 'Quadruple-mode broadband BPF with sharp skirt and wide upper-stopband performance', Microwave and Optical Technology Letters, vol. 53, no. 7, pp. 1663-1666, July 2011, IEEE Xplore,
- [9] Deng, H-W, Zhao, Y-J, Zhang, L, Zhang, X-S & Zhao, W 2011f, 'Compact triple-mode stub-loaded stepped impedance resonator and bandpass filter', Microwave and Optical Technology Letters, vol. 53, no. 4, pp. 701-703, IEEE Xplore
- [10] Di, Y, Gardner, P, Hall, PS, Ghafouri-Shiraz, H & Zhou, J 2003, 'Multiple-coupled microstrip hairpin-resonator filter', IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 13, no. 12, pp. 532-534, IEEE Xplore
- [11] Djoumessi, EE & Wu, K 2009, 'Multilayer dual-mode dual-passband filter', IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 19, no. 1, pp. 21-23, IEEE Xplore,

- [12] Q.-J. Zhang, K. C. Gupta, and V. K. Devabhaktuni, "Artificial neural networks for RF and microwave design—From theory to practice", IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 51, no. 4, pp. 1339–1350, Apr. 2003.
- [13] J. E. Rayas-Sanchez, "EM-based optimization of microwave circuits using artificial neural networks: The state-of-the-art," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 52, no. 1, pp. 420–435, Jan. 2004.
- [14] V. Rizzoli, A. Costanzo, D. Masotti, A. Lipparini, and F. Mastri, "Computer-aided optimization of nonlinear microwave circuits with the aid of electromagnetic simulation," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 52, no. 1, pp. 362–377, Jan. 2004.
- [15] M. B. Steer, J. W. Bandler, and C. M. Snowden, "Computer-aided design of RF and microwave circuits and systems," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 50, no. 3, pp. 996–1005, Mar. 2002.
- [16] M. Vai and S. Prasad, "Automatic impedance matching with a neural network," IEEE Microw. Guided Wave Lett., vol. 3, no. 10, pp. 353–354, Oct. 1993.
- [17] T.-S. Horng, C.-C. Wang, and N. G. Alexopoulos, "Microstrip circuit design using neural networks," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Jun. 1993, pp. 413–416.
- [18] P. Watson and K. C. Gupta, "EM-ANN models for via interconnects in microstrip circuits," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Jun. 1996, pp. 1819–1822.
- [19] P. M. Watson and K. C. Gupta, "EM-ANN models for microstrip vias and interconnects in dataset circuits," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 44, no. 12, pp. 2495–2503, Dec. 1996.
- [20] G. L. Creech, B. Paul, C. Lesniak, T. Jenkins, R. Lee, and M. Calcaterra, "Artificial neural networks for accurate microwave CAD applications," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., Jun. 1996, pp. 733–736.
- [21] M. Vai and S. Prasad, "Microwave circuit analysis and design by a massively distributed computing network," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 43, no. 5, pp. 1087–1094, May 1995.
- [22] A. H. Zaabab, Q. J. Zhang, and M. Nakhla, "Analysis and optimization of microwave circuits and devices using neural network models," in IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., May 1994, pp. 393–396.
- [23] A. H. Zaabab, Q.-J. Zhang, and M. Nakhla, "A neural network modeling approach to circuit optimization and statistical design," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 43, no. 6, pp. 1349–1358, Jun. 1995.
- [24] P. Burrascano, S. Fiori, and M. Mongiardo, "A review of artificial neural networks applications in microwave computer-aided design," Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng., vol. 9, no. 3, pp. 158–174, May 1999.
- [25] Hong, J-S 2011, Microstrip filters for RF/microwave Application, 2nd edn, John Wiley & Sons, Hoboken, NJ.

- [26] Majid Amirzade, Nader Ghobadi, Seyed Ali hosseini Moradi, M. (2023). Synthesis of Mn₂V₂O₇ hollow microsphere as a high performance electrode material for supercapacitors. Iranian Journal of Ceramic Science & Engineering, 11(4), 35-45 .
- [27] Gupta, KC, Garg, R, Bahl, I & Bhartus, P 1996, Microstrip lines and slotlines, 2nd edn ,Artech House, Boston, MA .