

## **Design and Analysis microstrip dual-band bandpass filter with tunable bandwidth and center frequency**

**Received: 25 December 2021****Accepted: 18 January 2022****Article type: Research Article****PP: 95-102****DOI:**[10.22034/pitc.2022.1266299.1109](https://doi.org/10.22034/pitc.2022.1266299.1109)**Morteza Khajavi**

Department of Electrical and Computer Engineering, Jundi-Shapur University of Technology, Dezful, Iran

[morteza371@gmail.com](mailto:morteza371@gmail.com)**shervin amiri**Iranian Research Organization for Science & Technology (IROST)  
(Corresponding author)[amiri@irost.ir](mailto:amiri@irost.ir)**Mohsen Shakiba**

Department of Electrical and Computer Engineering, Jundi-Shapur University of Technology, Dezful, Iran

[m.shakiba@jsu.ac.ir](mailto:m.shakiba@jsu.ac.ir)**Abstract**

This paper introduces a novel microstrip dual-band bandpass filter that combines a stepped impedance resonator (SIR), parallel stubs and asymmetric input and output ports on both sides. This configuration can lead to desired frequency characteristics like central frequency and required band passes. The required bandwidths will be optimized by stepped impedance resonator and the return and the insertion losses by the parallel stubs on both sides of the structure. Finally, we obtained a suitable isolated frequency response between the two passes bands by making asymmetric the location of the input/output port on the sides. For design and manufacturing a dual-band filter with 4.7 GHz and 7.16 GHz frequencies with the same 87 MHz bandwidth in each band, a suitable structure is proposed and used. The circuit analysis of the filter is performed section by section, to better examine results. The simulation and test results of the proposed structure indicate a 0.92 and 0.45dB insertion loss and 21 & 24.31 dB return losses in the two bands. In the following, we show by changing the dimensions of the middle stubs, the central frequency and bandwidth of the filter can be tuned. The main features of this filter are compact size, dual bands, and proper passing bands isolation.

**Keywords:** microstrip, dual-band, bandpass filter, parallel stubs, asymmetric design

## طراحی و تحلیل فیلتر میان‌گذر دوبانده ریزنوار با پهناهای باند و فرکانس مرکزی تنظیم پذیر

## چکیده

در این مقاله طرح جدیدی از فیلتر میان‌گذر دوبانده ریزنوار با ترکیبی از تشدیدگرهای امیدانس پله‌ای (SIR)، استاب‌های موازی و پورت‌های ورودی و خروجی نامتقارن در طرفین ساختار ارائه شده است. در این طرح تشدیدگر امیدانس پله‌ای، نقش یک فیلتر پایه برای رسیدن به مشخصه‌های فرکانسی مطلوب در باند عبور را ایفا می‌نماید. بکارگیری استاب‌های موازی در طرفین ساختار پایه منجر به بهبود مشخصه‌های پاسخ فرکانسی فیلتر شده است. در نهایت با نامتقارن کردن محل قرار گرفتن پورت‌های ورودی و خروجی در طرفین، به پاسخ فرکانسی با جداسازی مناسب بین دو باند عبور (جداسازی بین دو باند عبور بیشتر از 50dB می باشد) می‌رسیم. تحلیل مداری بخش به بخش طرح شده بیانگر رفتار مناسب آن بعنوان یک فیلتر دو بانده است. در ادامه و بر اساس روش ارائه شده یک فیلتر دوبانده پیشنهادی با فرکانس‌های مرکزی 4/7 GHz و 7/16 GHz و پهناهای باند 87 MHz در هر دو باند عبور طراحی می‌شود. نتایج تحلیل فیلتر مذکور بیانگر تلفات بازگشتی 21 dB- و 24/31dB- و تلفات عبوری 92 dB+ و 45 dB- در دو باند عبور است. فیلتر طراحی شده ساخته شده و مشخصه‌های آن اندازه‌گیری و با نتایج تحلیل انجام شده مقایسه شده است که بیانگر انطباق مناسب نتایج و موید طرح جدید ارائه شده است. در نهایت نشان داده‌ایم که با تغییر ابعاد شاخه میانی میتوان فیلتری با فرکانس‌های مرکزی دلخواه بدست آورد. ابعاد فشرده، دو بانده بودن و جداسازی مناسب بین دو باند عبور فیلتر از جمله خصوصیات طرح ارائه شده محسوب می‌شود.

کلیدواژه‌ها: فیلتر میان‌گذر دو بانده، تشدیدگرهای امیدانس پله‌ای (SIR)، استاب‌های موازی طراحی نامتقارن

دریافت: ۱۴۰۰/۱۰/۰۴

پذیرش: ۱۴۰۰/۱۰/۲۸

نوع مقاله: پژوهشی

صص: ۹۵-۱۰۲

شناسه دیجیتال (doi):

[10.22034/pitc.2022.1266299.1109](https://doi.org/10.22034/pitc.2022.1266299.1109)

## مرتضی خواجهی

کارشناسی ارشد، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی جندی شاپور - دزفول - ایران  
morteza371@gmail.com

## شروین امیری

دانشیار، دانشکده‌ی مهندسی برق - سازمان پژوهش‌های علمی و صنعتی ایران (IROST) - تهران - ایران  
(نویسنده مسئول)

amiri@irost.ir

## محسن شکیبا

استادیار، دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر - دانشگاه صنعتی جندی شاپور - دزفول - ایران

m.shakiba@jsu.ac.ir

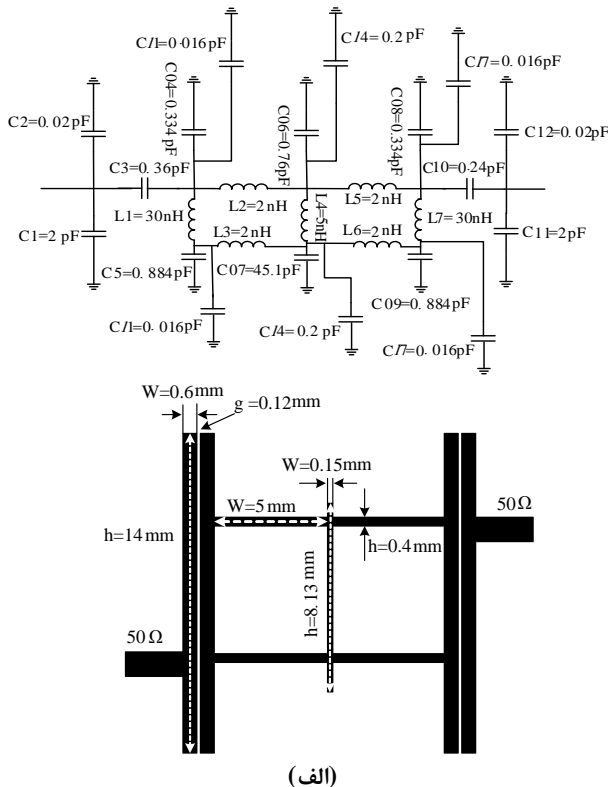
۱- مقدمه

در سال‌های اخیر استفاده از فیلترهای دوبانده با هدف کاهش تداخل و افزایش امنیت سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم، صیانت از باندهای فرکانسی تخصیص داده شده به رادیوها و تلفن‌های همراه از اهمیت مضاعفی برخوردار شده و تقاضا برای ارائه طرح‌های جدید متناسب با ساختار رادیویی مورد نظر رو به افزایش است. ماهواره‌های مخابراتی با کاربری ماهواره‌ای سنجش‌ازدور و کاربری‌های هواشناسی از بازه‌های فرکانسی در باند C (۴ الی ۸ گیگاهرتز) برای ارتباطات از ماهواره به زمین (Downlink) و زمین به ماهواره (Uplink) استفاده می‌کنند. از جمله باندهای فرکانسی تخصیص داده شده برای لینک‌های بالارونده در بخش تحقیقات فضایی بازه ۷/۱۴۵ تا ۷/۲۳۵ گیگاهرتز و بازه ۴/۵ تا ۴/۸ گیگاهرتز در لینک پایین‌رو است [۱]. از جمله انواع فیلترهای دوبانده می‌توان به اتصال موازی دو فیلتر تک بانده به هم برای رسیدن به یک فیلتر دو بانده اشاره کرد [۳]. یک کلاس جدید از فیلتر میانگذر دوبانده با استفاده از تشدیدگرهای U-shape در [۴] ارائه شده است. در طراحی فیلتر میانگذر می‌توان از تشدیدگرهای STSRR استفاده کرد [۵]. در [۶] فیلتر دوبانده پیشنهادی از یک جفت تشدیدگر امپدانس پله‌ای کوپل شده استفاده می‌کند. با قرار دادن تشدیدگرهای امپدانس پله‌ای درون یک کاواک هم‌محور یک فیلتر میانگذر دو بانده با فرکانس‌های مرکزی ۰/۹GHz و ۱/۸ گزارش شده است [۷].

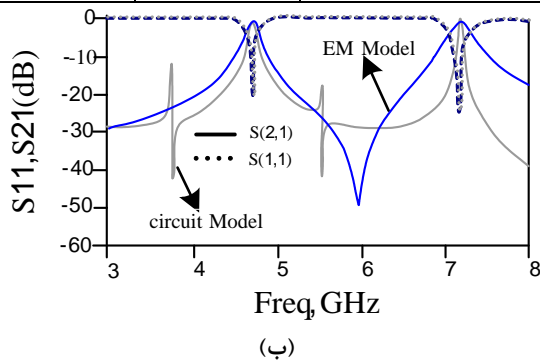
در [۸] تئوری بارگذاری stub مبتنی بر توزیع ولتاژ و مود تشدید معرفی شده و رزونانس دوتایی مستقل نیز به دست می‌آید. می‌توان با انتخاب مود تفاضلی مناسب، یک فیلتر میانگذر دوبانده با ابعاد فشرده طراحی کرد [۹]. در [۱۰] با استفاده از تشدیدگرهای SIR کوپل شده موازی، فیلتر میانگذر دوبانده با فرکانس‌های مرکزی ۲/۳۳ GHz & ۴/۳۶ ارائه شده است. در [۱۱] از SIW برای طراحی فیلتر میانگذر دوبانده استفاده شده است. در طراحی نهایی فیلتر میانگذر دوبانده ریزنوار از خطوط موازی کوپل شده<sup>۱</sup> و حلقه‌های ریزنوار کوپل شده ساده<sup>۲</sup> استفاده شده است [۱۲]. در مقاله حاضر طراحی یک فیلتر میانگذر دوبانده با استفاده از قرار دادن استاب‌های موازی متقارن در دو طرف ساختار پیشنهادی و در ادامه طراحی گام‌به‌گام فیلتر براساس مدار معادل هر قسمت از طرح پیشنهادی ارائه شده است. در این طراحی پورت‌های ورودی و خروجی به صورت متقارن و نامتقارن در طرفین ساختار قرار داده شده و پاسخ فرکانسی آن مورد بررسی و مقایسه قرار گرفته و در نهایت نیز نمونه فیلتر ساخته شده و پاسخ فرکانسی آن با تحلیل عددی آن مقایسه شده است.

۲- فیلتر پیشنهادی

ساختار فیلتر پیشنهادی و مدل مداری متناظر آن در شکل (۱) (الف) نشان داده شده است. همان‌گونه که در شکل (۱) (ب) نشان داده شده است، تطبیق خوبی بین نتایج شبیه‌سازی EM<sup>۳</sup> و مدل مداری وجود دارد.



EM	LC	پارامتر
4/71 & 7/16	4/72 & 7/1	فرکانس‌های مرکزی باندهای عبور (GHz) F1, F2
87 & 87	30 & 15	پهنای باند (MHz)
-0/92 & -0/45	-0/12 & -0/05	تلفات عبوری (dB)
21 & 24/31	20 & 23	تلفات بازگشتی (dB)



شکل (۱): (الف) فیلتر پیشنهادی و مدار معادل LC آن (ب) مقایسه پاسخ فرکانسی فیلتر شبیه‌سازی‌شده و مدل معادل LC.

<sup>۳</sup>the electromagnetic simulation

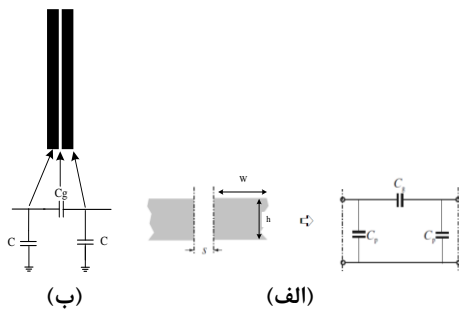
<sup>۲</sup>parallel coupled lines

<sup>۱</sup>simple coupled microstrip rings

در طرفین ساختار با خازن‌هایی که زمین شده و فاصله هوایی بین این استاب‌ها با خازن نمایش داده شده‌اند. شاخه‌های افقی میانه ساختار که در واقع ارتباط بین استاب‌های موازی متقارن در طرفین فیلتر طراحی شده را با هم برقرار می‌کنند، با سلف معادل شده‌اند. در نهایت شاخه عمودی قرار داده شده در میانه ساختار که از بالا و پایین انتها باز است، با یک سلف معادل شده و البته با خازن‌هایی در هر دو قسمت بالا و پایین زمین شده است. در ادامه مراحل طراحی بیان شده است.

### ○ مدل LC معادل فاصله هوایی، اثرات افزودن پورت و خطوط به استاب‌های عمودی

در اینجا معادل‌سازی مداری فاصله هوایی بین دو استاب عمودی که در طراحی قسمت‌های راست و چپ فیلتر بکارگرفته شده‌اند، ارائه شده است. لذا می‌توان در مدار معادل فشرده آن‌ها از ساختار شکاف سری استفاده نمود (شکل (۳)).



شکل (۳): (الف) فاصله‌ی هوایی و خازن معادل [۱۳]. (ب) تشدیدگرهای اتصال باز با فاصله هوایی بین آن‌ها و مدار معادل آن.

همان‌طور که در شکل (۳) (الف) نشان داده شده است، ظرفیت خازنی قابل توجهی در طول شکاف وجود دارد که با  $C_g$  مشخص می‌شود. خازن‌های متصل به زمین  $C_p$  و معرف میدان‌های لبه‌ای منتشر شده از هر دو انتهای خط در شکاف متقارن می‌باشد. با استفاده از رابطه (۱)، (۲) و (۳) می‌توان مقدار این خازن‌ها را محاسبه کرد [13].

$$C_p = 0.5C_e \quad \text{و} \quad C_g = 0.5C_o - 0.25C_e \quad (۱)$$

که

(۲)

$$\begin{cases} C_o = W \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.8} \left(\frac{S}{W}\right)^{m_o} \exp(k_o) \\ C_e = 12W \left(\frac{\epsilon_r}{9.6}\right)^{0.9} \left(\frac{S}{W}\right)^{m_e} \exp(k_e) \end{cases}, (pF/m)$$

و داریم:

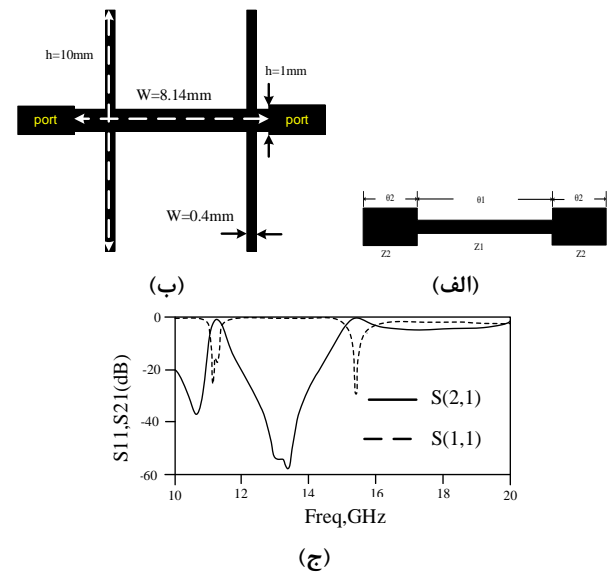
(۳)

$$\begin{cases} m_o = \frac{W}{h} \left[ 0.619 \log\left(\frac{W}{h}\right) - 0.3853 \right] \\ k_o = 4.26 - 1.453 \log\left(\frac{W}{h}\right) \end{cases} \quad \text{for } 0.1 \leq \frac{S}{W} \leq 1$$

مشخصات فیلتر طراحی شده و مدار معادل LC شامل فرکانس مرکزی هر دو باند عبور، پهنای باند، تلفات عبوری و تلفات بازگشتی در شکل (۱)، با یکدیگر مقایسه شده‌اند. در مدل مداری ارائه شده خطوط انتها باز، استاب‌های افقی، فاصله هوایی بین این استاب‌ها و شاخه‌های افقی میانه ساختار با سلف و خازن‌هایی معادل شده‌اند. در ادامه طراحی فیلتر و مدل LC معادل فیلتر ارائه شده است.

### • طراحی فیلتر

در ابتدا با استفاده از تشدیدگرهای امپدانس پله‌ای، ساختار پایه با پاسخ فرکانسی مشابه یک فیلتر میان‌گذر دو بانده بدست آمده است.



شکل (۴): (الف) [۱۳] ساختار تشدیدگر امپدانس پله‌ای نیم موج  $\lambda/2$  (ب) ساختار پایه. (ج) پاسخ فرکانسی ساختار پایه.

همان‌طور که در شکل (۲) نشان داده شده است، فرکانس مرکزی، تلفات عبوری و دیگر مشخصه‌های ساختار پایه پیشنهادی نیاز به تغییر و تطبیق با عملکرد مناسب فیلتر میان‌گذر دوبانده در محدوده فرکانسی مناسب دارد. لذا با اضافه شدن استاب‌های موازی در طرفین ساختار و همچنین قرار دادن شاخه‌های افقی در میانه ساختار که در واقع ارتباط بین استاب‌های موازی متقارن در طرفین را با هم برقرار می‌کنند و در نهایت شاخه عمودی در میانه شاخه‌های افقی، فیلتر پیشنهادی نشان داده شده در شکل (۱)، ارائه شده است.

### • مدل LC فیلتر

جهت بررسی دقیق‌تر نتایج بدست آمده از شبیه‌سازی EM فیلتر طراحی شده از لحاظ تئوری، مدار معادل LC آن را رسم کرده و از لحاظ مقادیر با هم مقایسه می‌کنیم. سپس مطابق مدارهای معادل ارائه شده، مقادیر سلف و خازن را محاسبه می‌کنیم [۱۳]. براساس مراحل طراحی زیر در مدار معادل LC، استاب‌های انتهای باز موازی

مقادیر سلف و خازن را از رابطه (۴) بدست آورد. که در آن  $C_a$  ظرفیت خازنی در واحد طول ناشی از زیرلایه‌ی دی‌الکتریک و  $C_d$  ظرفیت خازنی در واحد طول ناشی از زیرلایه‌ی دی‌الکتریک جایگزین شده با هوا هستند و  $C$  سرعت امواج الکترومغناطیسی در فضای آزاد است که برابر است با  $3 \times 10^8$  m/s. برای رساناهای خیلی نازک  $t \rightarrow 0$  و معادلات برای  $\epsilon_{re}$  و  $Z_C$  بصورت زیر است [13]:

$$Z_C = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left( 8 \frac{h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) \quad (5)$$

که  $\eta = 120\pi \Omega$  امپدانس موج در فضای آزاد است.

$$Z_C = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left( 8 \frac{h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) + C = \frac{l}{Z_C V_P} \quad (6)$$

در رابطه (۶) پارامتر  $V_P$  سرعت فاز از رابطه (۷) زیر بدست می‌آید.  $\lambda_g$  طول موج هدایت شده و  $\beta$  ثابت انتشار است [13].

$$V_P = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad \text{و} \quad \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (7)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} = \frac{300}{f \sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (\text{mm}) \text{ and } f(\text{frequency, GHz})$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_{re}+1}{2} + \frac{\epsilon_{re}-1}{2} \left\{ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.04 \left( 1 - 1 \frac{h}{w} \right)^2 \right\} \text{ for } \frac{w}{h} \leq 1$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_{re}+1}{2} + \frac{\epsilon_{re}-1}{2} \left\{ \left( 1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} \right\} \text{ for } \frac{w}{h} \geq 1$$

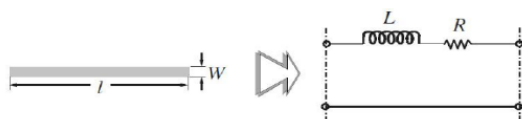
مقادیر محاسبه شده خازن‌ها در جدول (۲) ارائه شده است.

جدول (۲): مقادیر محاسبه شده خازن‌ها.

پارامتر	C1 (pF) W=0/6 / h=4/46 (mm)	C2 (pF) W=0/6 / h=9/54 (mm)
مقدار محاسبه شده	2	0/02

### ○ ساختار خط

شکل (۵) یک خط انتقال باریک‌رسانا به ضخامت  $t$  و طول  $l$  و عرض  $W$  را نشان می‌دهد که معادل یک سلف و یک مقاومت کوچک سری می‌باشد. سلف از رابطه (۸) قابل محاسبه است [5] و [13].



شکل (۵): خط مستقیم امپدانس بالا و مدار معادل آن [4].

<sup>۱</sup> نشان دهنده ضخامت رسانای استفاده شده در خط ریزنوار است. t

$$\begin{cases} m_e = 0.8675 \\ k_e = 2.0439 \left( \frac{W}{h} \right)^{0.12} \end{cases} \text{ for } 0.1 \leq \frac{s}{W} \leq 0.3$$

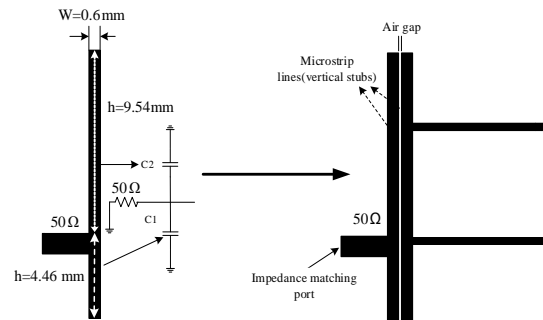
$$\begin{cases} m_e = \frac{1.565}{\left( \frac{W}{h} \right)^{0.16}} - 1 \\ k_e = 1.97 - \frac{0.03}{\frac{W}{h}} \end{cases} \text{ for } 0.3 \leq \frac{s}{W} \leq 1$$

مقادیر محاسبه شده، در جدول (۱)، ارائه شده است.

جدول (۱): مقادیر محاسبه شده خازن‌ها.

پارامتر	Cp (pF) مقدار تقریبی	Cp (pF) مقدار محاسبه شده	Cg (pF) or C3/C10 مقدار تقریبی	Cg (pF) or C3/C10 مقدار محاسبه شده
W=0/6/ h=14 (mm)	0/78	2	-	-
S=0/12 (mm)	-	-	0/5	0/36

در ادامه با اضافه شدن پورت‌های تطبیق امپدانس از سمت چپ ساختار و همچنین خطوط ریزنوار از سمت راست ساختار، معادل‌سازی مدار فشرده استاب‌های عمودی تغییراتی ایجاد می‌شود. بطوریکه ساختار استاب عمودی سمت چپ پس از اتصال پورت تطبیق امپدانس به دو ساختار نیمه‌باز که از محل اتصال پورت با طول‌های متفاوت به هم وصل شده‌اند، تقسیم می‌شود (شکل (۴)).



شکل (۴): ساختار استاب‌های موازی با فاصله هوایی، پورت تطبیق امپدانس و خطوط ریزنوار.

بطور کلی مشخصه‌های خطوط انتقال ریزنوار توسط ضریب دی‌الکتریک مؤثر  $\epsilon_{re}$  و امپدانس مشخصه ( $Z_c$ ) بیان می‌شوند.

$$\epsilon_{re} = \frac{C_d}{C_a} \quad \text{و} \quad Z_c = \frac{1}{c \sqrt{C_d C_a}} \quad (4)$$

$$\begin{cases} C_a = \frac{2\pi\epsilon_0}{l_n \left( \frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right)} & \frac{W}{h} \leq 1 \\ C_a = \epsilon_0 \left( \frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 l_n \left( \frac{W}{h} + 1.444 \right) \right) & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

عرض خط ریزنوار ۱، طول خط ریزنوار،  $h$  ضخامت زیرلایه،  $C$  سرعت نور در فضای آزاد و  $\epsilon_{reff}$  ضریب دی‌الکتریک مؤثر که می‌توان

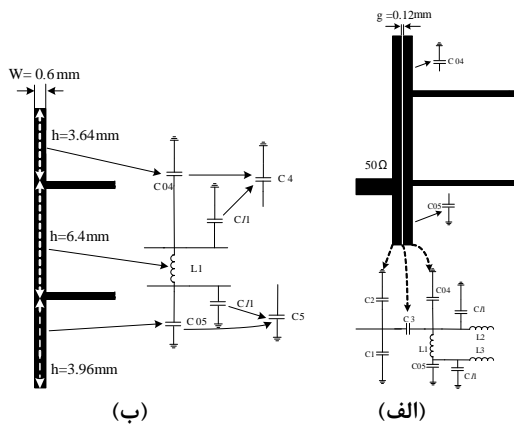
$$\varepsilon_3 = 1 + \frac{0.5274 \tan^{-1} \left[ 0.084 \left( \frac{W}{h} \right)^{\frac{1.9413}{\varepsilon_2}} \right]}{\varepsilon_{re}^{0.9236}}$$

$$\varepsilon_2 = 1 + \frac{\left( \frac{W}{h} \right)^{0.371}}{2.022} \quad \text{و} \quad \varepsilon_5 = 1 - 0.218 \exp \left( -7.5 \frac{W}{h} \right)$$

تشدیدگرهایی که در اصطلاح انتها باز نامیده می‌شوند در مدار معادل فشرده آن‌ها با خازن زمین شده، معادل می‌شوند. خازن‌های انتها باز کاربرد زیادی در معادل‌سازی فشرده ساختارهای ریزنوار دارند و پایه طراحی ساختارهای بزرگ‌تر محسوب می‌شوند.

### ○ اضافه شدن خطوط ریزنوار

اضافه شدن دو ساختار خط به استاب عمودی سمت راست فاصله هوایی، باعث می‌شود که ساختار دچار تغییر گردد. بطوریکه ساختار استاب عمودی سمت راست بعد از اتصال خطوط ریزنوار معادل ساختار خط شده که از دو طرف به دو ساختار انتها باز متصل شده است.



شکل (۸): (الف) ساختار بعد از اتصال پورت تطبیق امپدانس و شاخه‌های افقی. (ب) استاب عمودی سمت راست فاصله هوایی و تأثیرهای افقی و مدار معادل آن.

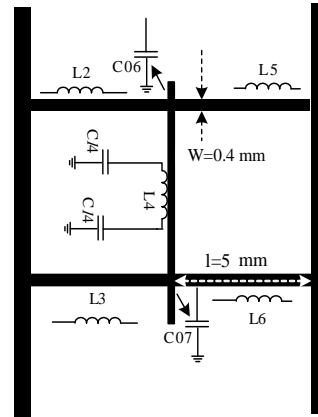
مقادیر محاسبه شده در جدول (۴) نشان داده شده‌اند.

جدول (۴): مقادیر محاسبه شده خازن‌ها و سلف.

مقدار محاسبه شده	پارامتر
۲	C1(pF) (W=0/6/ h=4/46 (mm))
۰/۰۲	C2(pF) (W=0/6/ h=9/54 (mm))
۰/۳۳۴	C04(pF)(W=0/6 / h=3/64 (mm))
۰/۸۸۴	C05(pF)(W=0/6 / h=3/96(mm))
۰/۰۱۶	C11(pF)(W=0/6/ h=6/4(mm))
۳۰	L1(nH)(W=0/6/ h=6/4(mm))
۰/۳۵	C4(pF)(C04  C11)
۰/۹	C5(pF) (C05  C11)
۰/۳۶	C3(pF) (g=0/12 (mm))
۰/۲۴	C10(pF) (g=0/12 (mm))

$$L(nH) = 2 \times 10^{-4} l \left[ \ln \left( \frac{l}{W+l} \right) + 1.193 + 0.223 \frac{W}{l} \right] Kg \quad \text{for } \ln \mu m \quad (8)$$

نمونه سلف‌های معادل شده شاخه‌های میانی در ساختار پیشنهادی فیلتر در شکل (۶) نشان داده شده است.



شکل (۶): مدار معادل شاخه‌های میانی ساختار فیلتر.

در جدول (۳)، مقادیر محاسبه شده سلف‌های معادل ارائه شده است.

جدول (۳): مقادیر محاسبه شده سلف.

پارامتر	L2(nH) l=5 / W=0/4/ t= 0/381 (mm)	L3(nH) l=5 / W=0/4/ t= 0/381 (mm)	L5(nH) l=5 / W=0/4/ t= 0/381 (mm)	L6(nH) l=5 / W=0/4/ t= 0/381 (mm)
مقدار محاسبه شده	2	2	2	2

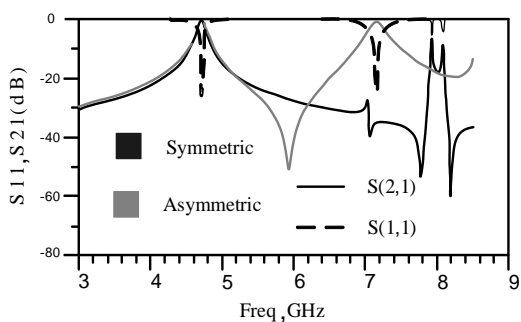
### ○ ساختار انتها باز

در ساختار انتها باز یک خط ریزنوار با عرض  $W$ ، میدان به‌طور ناگهانی متوقف نمی‌شود بلکه به دلیل تأثیر میدان حاشیه‌ای، کمی بیشتر گسترش می‌یابد. این اثر را می‌توان با یک خازن شنت معادل  $C_p$ ، همان‌طور که در شکل (۷) نشان داده شده است. یک اتصال انتها باز در یک خط ریزنوار با عرض  $W$  و ضریب دی‌الکتریک  $\varepsilon_{re}$ ، ضخامت زیرلایه‌ی  $h$ ، با یک خازن موازی زمین شده معادل و با  $C_p$  نشان داده می‌شود. مقدار این خازن از رابطه (۹) به دست می‌آید [13]:



شکل (۷): اتصال انتها باز و مدار معادل آن [۱۰]

$$C_p = \frac{\Delta l \sqrt{\varepsilon_{re}}}{C Z_0} \quad \text{و} \quad \Delta l = h \frac{0.434907 \varepsilon_3 \varepsilon_5}{4} \quad (9)$$



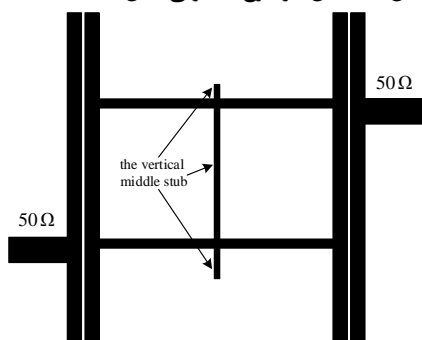
(ج)

شکل (۱۰): (الف) پورت‌های متقارن، (ب) پورت‌های نامتقارن، (ج)

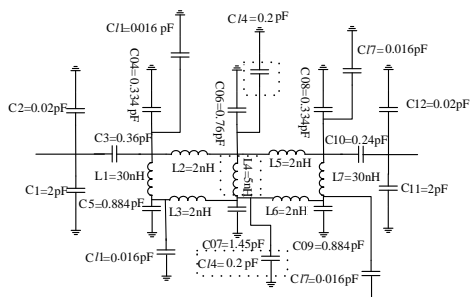
مقایسه پاسخ فرکانسی در دو حالت پورت‌های متقارن و نامتقارن. همان‌طور که مشاهده می‌شود، در شکل (۱۰) (الف) که پورت‌ها بصورت متقارن قرار گرفته‌اند پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی فقط دارای یک باند عبور با فرکانس مرکزی 4/7GHz می‌باشد. در شکل (۱۰) (ب) می‌توان با جابجا کردن پورت‌ها و البته نامتقارن قرار دادن آن‌ها به پاسخ فرکانسی با دو باند عبور دست یافت. نکته مهم این است که نامتقارن کردن پورت‌ها بدون اینکه تغییری در مشخصات باند عبور اول از جمله فرکانس مرکزی، تلفات عبوری و بازگشتی و حتی پهنای باند آن ایجاد کند، منجر به ایجاد باند عبور دوم گردیده است. در نهایت پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی با دو باند عبور در شکل (۱۰) (ج) نشان داده شده است.

### ○ جابجایی فرکانس مرکزی باند عبور دوم

نکته مهم این‌که، جهت تنظیم باند فرکانسی دوم مطابق با کاربرد مورد نظر، از تغییر در ابعاد شاخه عمودی مرکز ساختار استفاده شده است، در شکل (۱۱) این موضوع به‌خوبی قابل مشاهده است.

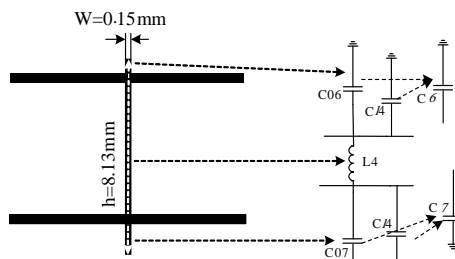


(الف)



### ○ ساختار شاخه عمودی میانی طرح

شاخه عمودی میانی طرح نهایی فیلتر از دو طرف به چهار ساختار خط متصل شده است. بنابراین معادل ساختار خط می‌شود که از دو طرف به دو ساختار انتها باز متصل شده است (شکل (۹)).



شکل (۹): ساختار میانی فیلتر و مدار معادل آن.

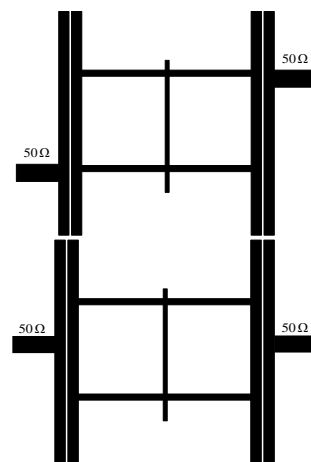
جدول (۵): مقادیر محاسبه شده خازن و سلف ساختار شاخه عمودی میانی.

پارامتر	C07 (pF) W=0/15/ h=1/21 (mm)	C06(pF) W=0/15/ h=0/52 (mm)	C4(pF) W=0/15/ h=6/4 (mm)	L4(nH) W=0/15 / h=6/4 (mm)	C6(pF) C06  C4	C7 (pF) C07  C4
مقدار محاسبه شده	1/45	0/76	0/2	5	0/96	1/65

### • بررسی تغییرات در ساختار فیلتر پیشنهادی

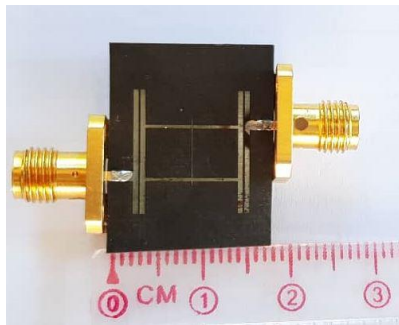
#### ○ تغییر مکان پورت‌های تطبیق امپدانس

جهت ایجاد باند عبور دوم می‌توان با جابجایی مکان پورت‌ها از حالت متقارن (شکل (۱۰) (الف)) و قرار گرفتن این دو پورت بصورت نامتقارن در مکان مناسب نشان داده شده در شکل (۱۰) (ب) به پاسخ فرکانسی مناسب نشان داده شده در شکل (۱۰) (ج) رسید.

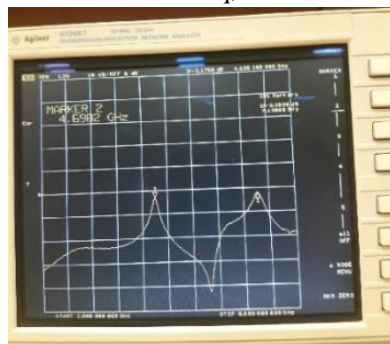
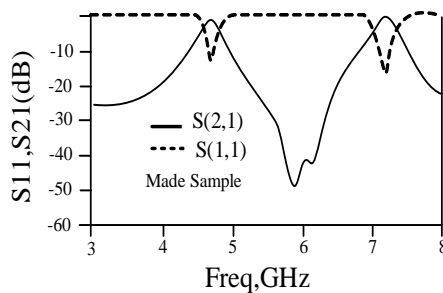


(الف)

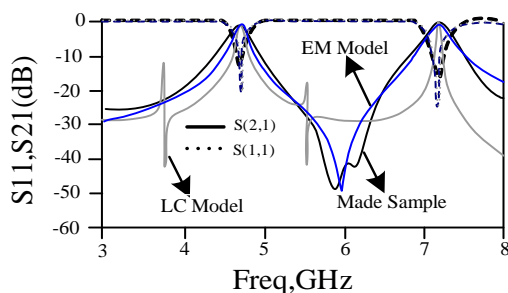
استفاده راجرز ۵۸۸۰ با ضخامت ۱۵ Mil، تلفات تانژانت ۰/۰۰۰۹ و ثابت دی‌الکتریک ۲/۲ است. با توجه به اینکه دنیای الکترونیک امروز به سمت دنیای ابزارها و المان‌های فشرده و کوچک رو به پیشرفت است، بنابراین استفاده از این زیرلایه باعث فشرده شدن سائز تشدیدگرهای مورد استفاده و در نتیجه ابعاد کلی فیلتر پیشنهادی شده است. نتایج ساخت و نمونه ساخته شده در شکل (۱۲) نشان داده شده است.



(الف)



(ب)

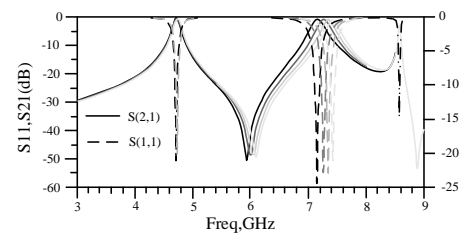


(ج)

شکل (۱۲): نتایج نهایی فیلتر ارائه شده (الف) نمونه ساخته شده فیلتر. (ب) نتایج اندازه‌گیری نمونه ساخته شده. (ج) مقایسه پاسخ فرکانسی در سه حالت شبیه‌سازی (EM)، مدل LC و نمونه ساخته شده.

پارامتر	مقدار
$\epsilon_r$	2/2
$\tan \theta$	0/0009
Thickness (mil)	15
Filter Size (mm)	20*14
Filter Size ( $\lambda_g$ )	0/022 $\lambda_g$ *0/033 $\lambda_g$
$F_1, F_2$ (GHz)	4/71 & 7/16
Insertion Loss (dB)	0/45 & 0/92
Return Loss (dB)	21 & 24/31

(ب)



(ج)

شکل (۱۱): (الف) فیلتر با تغییر در ابعاد شاخه میانی. (ب) مدار معادل LC با مشخص بودن سلف و خازن‌های تغییر یافته. (ج) پاسخ فرکانسی ناشی از تغییرات در ابعاد شاخه عمودی میانی.

همان‌طور که در شکل (۱۱) (الف) نشان داده شده است می‌توان فقط با افزایش به میزان 0/1mm هر بار (در ابعاد شاخه عمودی میانی) فرکانس مرکزی باند عبور دوم را جابجا کرد، البته بدون اینکه کوچک‌ترین جابجایی در فرکانس مرکزی، تلفات عبوری، تلفات بازگشتی و پهنای باند در باند عبور اول ایجاد شود. روند این تغییرات در جدول (۶) نشان داده شده است.

جدول (۶): تغییر در فرکانس مرکزی باندهای عبوری در ازای افزایش ابعاد شاخه میانی عمودی.

عرض شاخه میانی عمودی (mm)	فرکانس مرکزی (GHz)	S21 (dB)	S11 (dB)	L4 (nH)	C/4 (pF)
0/15	$f_1 = 4/71$	-0/37	-21/2	5	0/2
	$f_2 = 7/16$	-0/14	-14/77		
0/25	$f_1 = 4/71$	-0/41	-22/68	3/48	0/26
	$f_2 = 7/26$	-0/85	-13/3		
0/35	$f_1 = 4/72$	-0/42	-18/56	2/75	0/32
	$f_2 = 7/35$	-0/059	-18/696		
0/45	$f_1 = 4/74$	-0/405	-19/19	2/28	0/37
	$f_2 = 7/43$	-0/04	-19/68		

در جدول (۶) روند این تغییرات و تأثیر آن در میزان سلف و خازن‌های معادل شاخه میانی عمودی و همچنین تغییر در تلفات (بازگشتی و عبوری) و فرکانس مرکزی باند عبور دوم ارائه شده است. در ادامه نمونه ساخته شده از فیلتر پیشنهادی و نتایج اندازه‌گیری بدست آمده ارائه می‌گردد. تمام شبیه‌سازی‌ها با استفاده از نرم‌افزار ADS قسمت Momentum انجام شده است. زیرلایه مورد



and Computer Engineering, ISSN: 2289-8131 Vol. 9, No.5,2017.

[5] KIM ES, ADHIKARI KK, and KIM NY. Split Ring Resonator-based Bandpass Filter with Multi-Transmission Zeros and Flexibly Controllable Bandwidth Using Multipath Source-Load Couplings. RADIO ENGINEERING, Vol. 26, No. 1, April 2018.

[6] Zhu H and Abbosh AM. Single- and Dual-Band Bandpass Filters Using Coupled Stepped-Impedance Resonators with Embedded Coupled-Lines. IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol. 26, No. 9, September 2016.

[7] Chen FC, Qiu JM, Wong SW, and Chu QX. Dual-Band Coaxial Cavity Bandpass Filter with Helical Feeding Structure and Mixed Coupling. IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol. 25, No. 1, January 2015.

[8] Wu X, Wan F, and Ge J. Stub-Loaded Theory and Its Application to Balanced Dual-Band Bandpass Filter Design. IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol. 26, No. 4, April 2016.

[9] Velez P, Bonache J, and Martin FF. Dual-Band Balanced Bandpass Filter With Common-Mode Suppression Based on Electrically Small Planar Resonators. IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, Vol. 26, No. 1, January 2016.

[10] Li D, Wang JA, Liu Y, Chen Z, Yang L. Selectivity-enhancement technique for parallel-coupled SIR based dual-band bandpass filter. Microw Opt Technol Lett. 2020. <http://wileyonlinelibrary.com/journal/mop>

[11] Choubey PN, Hong W. Dual-Band Bandpass Filter Designed by Exploiting the Second Order Degenerated Modes of the SIW-Cavity. Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), 2015.

[12] Xu J, Xu KD, Zhang M, Chen Q. Dual-band bandpass filter using two simples coupled microstrip rings. Engineering Reports published by John Wiley & Sons Ltd, 2020. <https://doi.org/10.1002/eng2.12288>

[13] Hong JS and Lancaster MJ. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Ch.4, John Wily & Sons,2001.

[14] Ieu W, Zhang D, Zhou D. High-selectivity dual-mode dual-band microstrip bandpass filter with multi-transmission zeros. Electronics Letters.; Vol. 53, No. 7, pp. 482-4, 2017.

[15] Amirhossein Ghaderi, Alireza Golestanifar, Farzin Shama. Microstrip Bandpass Filters using Coupled Feed Lines for Third and Fourth Generation Communications. International Journal of Electronics and Communications, 2February 2018. <https://doi.org/10.1016/j.aeue.2018.02.007>

[16] Li P, Chu H, Zhao D, Chen RS. Compact Dual-Band Balanced SIW Bandpass Filter With Improved Common-Mode Suppression. IEEE Microwave and Wireless Components Letters.; Vol. 27, pp. 347-9, 2017.

[17] Du C, Ma K, Mou S. A Miniature SISL Dual-Band Bandpass Filter Using a Controllable Multimode Resonator. IEEE Microwave and Wireless Components Letters.; Vol. 27, pp. 557-559, 23 May 2017. <https://doi.org/10.3390/electronics9111770>

[18] Ali Lalbakhsh, Seyed Morteza Alizadeh\*, Amirhossein Ghaderi, Alireza Golestanifar, Bahare Mohamadzade, Mohammad (Behdad) Jamshidi, Kaushik Mandal and Wahab Mohyuddin. A Design of a Dual-Band Bandpass Filter Based on Modal Analysis for Modern Communication Systems. electronics, Vol.9, 26 October 2020. doi:10.3390/electronics9111770

جدول (۷): مقایسه نتایج فیلتر پیشنهادی و تعدادی از مراجع نمونه.

مرجع	فرکانس مرکزی (GHz)	تلفات بازگشتی (dB)	تلفات عبوری (dB)	ابعاد ( $\lambda g^2$ )
[14]	۳/۵ و ۵/۲۴	۱۴ و ۱۵	۱/۵۲ و ۱/۶۵	0/45 $\lambda g^2$ * 0/41 $\lambda g^2$
[15]	۱/۹ و ۴/۸۵	۲۰ و ۲۳	۱/۶۹ و ۲/۴۴	0/028 $\lambda g^2$
[16]	۳/۵ و ۵/۲۴	۱۸ و ۲۵	۱/۵۲ و ۱/۶۵	1/23 $\lambda g^2$ *1/23 $\lambda g^2$
[17]	۱/۰۹ و ۴/۸۵	۴۰ و ۲۰	۱/۶۹ و ۲/۴۴	0/12 $\lambda g^2$ *0/10 $\lambda g^2$
[18]	۷/۶ و ۱۱/۵	۱۶/۳۲ و 20	۰/۶ و ۰/۹۲	0/198 $\lambda g^2$
فیلتر ارائه شده	۴/۷ و ۷/۱	۲۱ و ۲۴/۳۱	۰/۴۵ و ۰/۹۲	0/022 $\lambda g^2$ *0/033 $\lambda g^2$

### ۳- نتیجه گیری

در این مقاله طرح جدیدی از فیلتر ریزنوار میان‌گذر دوبانده با استاب‌های موازی در طرفین و نامتقارن قراردادن پورت‌های ورودی و خروجی ارائه شده است. با به‌کارگیری این تکنیک، پاسخ فرکانسی با جداسازی مناسب بین دو باند عبور بدست آمده است. در طراحی فیلترهای میانگذر دو بانده یکی از نکات مهم جداسازی مناسب بین دو باند عبور است که هر چه بیشتر از 20dB باشد، طراحی آن فیلتر بهینه‌تر است. در فیلتر ارائه شده با تکنیک فوق جداسازی بین دو باند عبور بیشتر از 50dB می‌باشد. مدل LC فیلتر مورد بررسی قرار گرفته و گام‌به‌گام مراحل مدل کردن قسمت‌های مختلف فیلتر و ارائه مدل LC هر بخش ارائه شده است. سپس به بررسی تأثیر تغییر محل قرار دادن پورت‌های ورودی و خروجی و حالت تقارن و عدم تقارن آن‌ها در پاسخ فرکانسی فیلتر پرداخته‌ایم. در ادامه نیز نشان داده شده است که می‌توان با تغییر ابعاد شاخه میانی عمودی در ساختار داخلی فیلتر پیشنهادی، فرکانس مرکزی باند عبور اول را ثابت نگه داشته و در عین حال فرکانس مرکزی باند عبور دوم را تغییر داد. در نهایت نمونه ساخته شده فیلتر و مقایسه پاسخ فرکانسی نمونه ساخته شده و شبیه‌سازی نشان دهنده تطبیق مناسب بین آن‌ها نتایج شبیه‌سازی EM، مدل LC و نمونه ساخته شده است.

### ۴- مراجع

- [1] Lucyszyn S. Radio Frequency Electronics: Frequency Spectrum and Applications. Imperial College, London, 2006.
- [2] Weng, Wu MH, Shu HW, Chen K, Yang R. Y. and Su YK. A Novel Triple-band Bandpass Filter Using Multilayer-based Substrates for WiMAX. In the Proceedings of the ۲۷th European Microwave Conference. 325-328, 2007.
- [3] Miyake H, Kitazawa S, Ishizaki T, Yamada T, and Nagatomi T. A miniaturized monolithic dual-band filter using ceramic lamination technique for dual-mode portable telephones. Microwave Symposium Digest. IEEE MTT-S International, Denver, CO, USA, June 1997, pp.79-789., 1997.
- [4] Mutalib Ariffin M, Zakaria Z, Shairi NA, Weng YS, Maskurin YE, and Zahari MK. Dual-Band Bandpass Filter using Defected Microstrip Structure (DMS) for WiMAX Applications. Journal of Telecommunication, Electronic