

فیلتر میان‌گذر دوبانده مایکرواستریپ با استفاده از ساختار نوسان‌کننده‌های امیدانس پله‌ای و استاب شعاعی

شعبان رضائی برجلو^۱، داوود آسمانی^۲، مسعود دوستی^۳

۱ دانشجوی دکتری مهندسی برق (الکترونیک)، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران

۲ استادیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه خواجه نصیرالدین طوسی (asemani@eetd.kntu.ac.ir)

۳ دانشیار دانشکده مهندسی برق و کامپیوتر، دانشگاه آزاد اسلامی واحد علوم و تحقیقات تهران

چکیده

در این مقاله طراحی، ساخت و اندازه‌گیری یک فیلتر میان‌گذر دوبانده جدید جهت استفاده در ماژول تقویت‌کننده‌ی توان در ایستگاه پایه، برای سیستم جهانی کاربردهای موبایل یا GSM در فرکانس مرکزی $f_1 = 1.84\text{GHz}$ و دسترسی به اینترنت جهانی با استفاده از امواج مایکروویو یا WiMAX در فرکانس مرکزی $f_2 = 3.5\text{GHz}$ ارائه شده است. فیلتر دوبانده پیشنهادی به منظور استفاده در یک تقویت‌کننده‌ی توان ۱۰ وات دوبانده‌ی هم‌زمان هارمونیک‌ی طراحی شده است. از آنجایی که در تقویت‌کننده‌ی توان، هارمونیک‌های دوم تا پنجم نقش بسزایی در کاهش اندازه‌ی توان خروجی و راندمان توان افزوده ایفا می‌کنند، حذف مناسب این هارمونیک‌ها حائز اهمیت است. مقاله‌های بسیاری در رابطه با فیلترهای دو یا چند بانده ارائه شده است، در صورتی که در زمینه حذف دقیق هارمونیک‌های مزاحم صحبتی نشده است. در این مقاله فیلتر ارائه شده شامل دو نوسان‌کننده‌ی چهاربخشی امیدانس پله‌ای با یک معکوس‌کننده‌ی L در بین آنها است که با ترکیبی از دو فیلتر میان‌گذر و میان‌نگذر خاص، کلیه هارمونیک‌ها را به‌طور دقیق و کامل حذف کرده است. مدار معادل با قطعات ایده‌آل به همراه فرمول‌های مربوطه ارائه شده است. فیلتر بعد از طراحی، شبیه‌سازی و ساخته شده است و نتایج مشخصه‌های مدار در داخل هر دو باند اندازه‌گیری شده است.

کلیدواژه

فیلتر میان‌گذر دوبانده، نوسان‌کننده‌ی سه قسمتی موازی، استاب شعاعی، نوسان‌کننده‌ی امیدانس پله‌ای، تقویت‌کننده‌ی توان

مقدمه

به این دلیل، ارائه فیلترهای متنوع و چند بانده یکی از مباحث به‌روز محسوب می‌شود. در این راستا برخی طراحان از مدل‌های متفاوت هندسی مایکرواستریپ برای رسیدن به فیلترهای میان‌گذر دوبانده استفاده کرده‌اند [۲-۶]. در مرجع [۷] نوسان‌کننده‌ی امیدانس پله‌ای^۵ یا SIR برای طراحی فیلتر میان‌گذر دوبانده^۶ استفاده شده است. در مرجع [۸] با استفاده از یک نوسان‌کننده‌ی مسیر مربعی، فیلتر دوحالته پیاده‌سازی شده است. در مقالات ذکرشده بحثی از حذف باندهای مزاحم نشده است و فقط روش طراحی مدنظر بوده است. این موضوع زمانی اهمیت دارد که در کاربرد فیلتر، هارمونیک دوم یا سوم از باند اول، به فرکانس اصلی باند دوم بسیار نزدیک باشد، یا بالعکس. به‌عنوان مثال، برای استاندارد GSM در باند ارسال (۱۸۰۵-۱۸۸۰) مگاهرتز با فرکانس مرکزی ۱۸۴۲ مگاهرتز و استاندارد WiMAX در باند ارسال (۳۴۰۰-۳۶۰۰) مگاهرتز با فرکانس مرکزی ۳۵۰۰ مگاهرتز، هارمونیک دوم باند GSM، در باند

طراحی شبکه‌های بی‌سیم، ماژول تقویت‌کننده‌ی توان چالش برانگیزترین قسمت در فرستنده به‌حساب می‌آید و بالاترین مصرف توان در فرستنده را دارد، بطوریکه در یک ایستگاه پایه حدود ۳۰٪ توان مصرفی به این قسمت اختصاص دارد [۱]. در چند دهه گذشته تحقیقات بسیاری برای طراحی تقویت‌کننده‌های توان خطی و بسیار کارآمد در این زمینه صورت گرفته است. افزایش روزافزون تقاضا برای سیستم‌های ارتباطی بی‌سیم، نیاز بیشتری برای فرستنده و گیرنده‌های چند بانده را ایجاد می‌کند. ارائه راندمان بالا برای تقویت‌کننده‌های توان در کاربردهای چند بانده نظیر GSM^۱، WiMAX^۲، دسترسی چندگانه با تقسیم کدی یا CDMA^۳ و تحول طولانی مدت یا LTE^۴ یکی از چالش‌های اصلی در این زمینه است [۲].

^۱ Global System for Mobile Communications

^۲ Worldwide Interoperability for Microwave Access

^۳ Code Division Multiple Access

^۴ Long Term Evolution

^۵ Stepped Impedance Resonator (SIR)

^۶ Dual-Band Bandpass Filter (DBBPF)

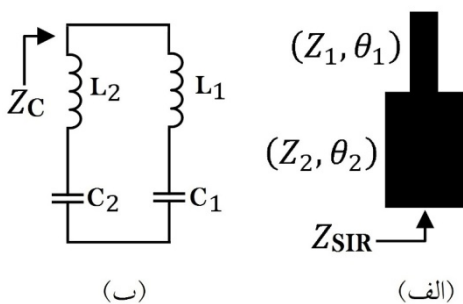
$$Z_1 \tan \theta_1 - Z_2 \cot \theta_2 = 0 \quad (3)$$

$$Z_1 \tan(r_f \theta_1) - Z_2 \cot(r_f \theta_2) = 0 \quad (4)$$

$$\frac{Z_1(Z_1 Z_2 \theta_2 + Z_1^2 \theta_1 \sin^2 \theta_2 + Z_2^2 \theta_1 \cot^2 \theta_2)}{2(Z_1 \cos \theta_1 \sin \theta_2 + Z_2 \sin \theta_1 \cos \theta_2)^2} = \frac{1}{g_1 \Delta s} \quad (5)$$

$$\frac{r_f Z_1(Z_1 Z_2 r_f \theta_2 + Z_1^2 r_f \theta_1 \sin^2(r_f \theta_2) + Z_2^2 r_f \theta_1 \cot^2(r_f \theta_2))}{2(Z_1 \cos(r_f \theta_1) \sin(r_f \theta_2) + Z_2 \sin(r_f \theta_1) \cos(r_f \theta_2))^2} = \frac{1}{g_1 \Delta s} \quad (6)$$

پارامترهای شیب راکتانس برای هر دو نوع ساختار استاب و قطعات LC یکسان هستند. پس معادلات ۳ الی ۶ از برابر قرار دادن آن‌ها به دست می‌آیند. در این معادلات Δ_f و $\Delta_s, r_f = \frac{\omega}{\omega_2}$ کسری از پهنای باند هستند و طول‌های الکتریکی θ_1 و θ_2 توسط فرکانس اول فیلتر دوبانده مشخص می‌شوند. با پیاده‌سازی رابطه‌های ۱ تا ۶ توسط نرم‌افزار متلب، کلیه پارامترهای $Z_1, Z_2, \theta_1, \theta_2$ قابل محاسبه هستند.



شکل ۱. پیکره‌بندی نوسان‌کننده‌ی امپدانس پله‌ای دوبخشی انتها باز؛ (الف) طرح مایکرواستریپ، (ب) مدار معادل الکتریکی با المان‌های ایده‌آل

شکل (۲-الف) طرح مایکرواستریپ یک نوسان‌کننده‌ی دوبانده با استاب‌های دوبخشی را نشان می‌دهد. در شکل (۲-ب) مدار معادل LC این نوسان‌کننده با استفاده از یک معکوس‌کننده J نشان داده شده است. نوسان‌کننده‌ی دوبانده در این شکل از دو اتصال موازی نوسان‌کننده‌ی امپدانس پله‌ای انتها باز تشکیل شده است که یک خط انتقال بین آن‌ها قرار گرفته است. شکل (۲-ب) از دو تشدیدکننده سری تشکیل شده است که تشدیدکننده C_1 و L_1 در فرکانس اول نوسان می‌کند و تشدیدکننده دوم C_2 و L_2 رفتاری به‌عنوان مدارباز با امپدانس بسیار بزرگ از خود نشان می‌دهد و بالعکس. طول الکتریکی و امپدانس‌ها توسط ماتریس ABCD بدست می‌آید که با قرار دادن $A = 0$ و $B = \pm \frac{1}{J}$ برای معکوس‌کننده J محاسبه می‌شوند. از آنجایی که $\theta_3 = \frac{n\pi}{r_f + 1}$ و n یک عدد حقیقی است داریم [۷]:

$$Z_3 = \frac{1}{J \sin(\theta_3)} \quad (7)$$

فرکانسی WiMAX تداخل می‌کند. این امر در تقویت‌کننده‌ی توان باعث کاهش شدید توان خروجی و راندمان توان افزوده^۷ خواهد شد. حذف هارمونیک‌ها توسط مدارهای تطبیق و با استفاده از خطوط مایکرواستریپ ($\lambda/4$) می‌تواند این مشکل را تا حدودی برطرف کند. برای حذف کامل هارمونیک در این مقاله از یک روش جدید استفاده شده است.

در این مقاله، یک فیلتر میان‌گذر چهارقسمتی دو بانده در فرکانس‌های مرکزی ۱.۸۴ و ۳.۵ گیگاهرتز با حذف کامل باندهای مزاحم برای استفاده در تقویت‌کننده‌ی توان دوبانده هم‌زمان پیشنهاد می‌شود. در طراحی این فیلتر، با موازی قرار دادن یک نوسان‌کننده‌ی سه قسمتی^۸ و یک استاب شعاعی^۹، فیلتر میان‌گذر حاصل می‌شود. قسمت استاب شعاعی به‌عنوان یک فیلتر میان‌گذر طراحی شده است که فرکانس‌های محدوده ۴ الی ۱۰ گیگاهرتز را حذف می‌کند. در نتیجه، فیلتر میان‌گذر حاصل شده، فقط در دو فرکانس ۱.۸۴ و ۳.۵ گیگاهرتز نوسان می‌کند و هارمونیک‌های مزاحم به‌طور کامل حذف می‌شوند. نتایج شبیه‌سازی و ساخت فیلتر میان‌گذر دوبانده این موضوع را اثبات می‌کند.

تئوری نوسان‌کننده‌ی امپدانس پله‌ای

نوسان‌کننده‌ی امپدانس پله‌ای از دو یا چند خط انتقال با امپدانس مشخصه‌های مختلف تشکیل شده است. شکل (۱-الف) پیکره‌بندی نوسان‌کننده‌ی امپدانس پله‌ای دوبخشی انتها باز و شکل (۱-ب) مدار معادل الکتریکی با المان‌های ایده‌آل (نوسان‌کننده‌ی LC) را نشان می‌دهند. این نوسان‌کننده‌ی از دو استاب با امپدانس مشخصه و طول الکتریکی $(Z_1, \theta_1), (Z_2, \theta_2)$ تشکیل شده است. از آنجایی که امپدانس‌ها باهم برابر نیستند، نوسان‌کننده‌ی پله‌ای دوبخشی می‌تواند در دو فرکانس نوسان کند و در طراحی فیلترهای دوبانده استفاده شود. امپدانس ورودی نوسان‌کننده‌ی امپدانس پله‌ای با استفاده از اصول ساده تئوری شبکه از اتصال سری یک خط اتصال باز با یک خط اتصال کوتاه به‌صورت رابطه ۱ به دست می‌آید [۷]:

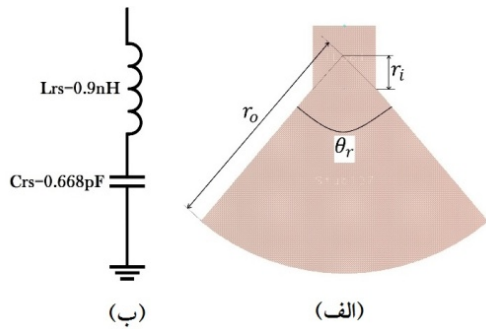
$$Z_{SIR} = jZ_1 \frac{(Z_1 \tan \theta_1 - Z_2 \cot \theta_2)}{(Z_1 + Z_2 \tan \theta_1 \cot \theta_2)} \quad (1)$$

امپدانس ورودی نوسان‌کننده‌ی LC موازی با المان‌های ایده‌آل به‌صورت رابطه ۲ بیان می‌شود [۷]:

$$Z_C = \frac{j\sqrt{L_1 L_2}(\omega^2 - \omega_1^2)(\omega^2 - \omega_2^2)}{\omega \omega_1 (\sqrt{C_1 L_2}(\omega^2 - \omega_2^2) + \sqrt{C_2 L_1}(\omega^2 - \omega_1^2))} \quad (2)$$

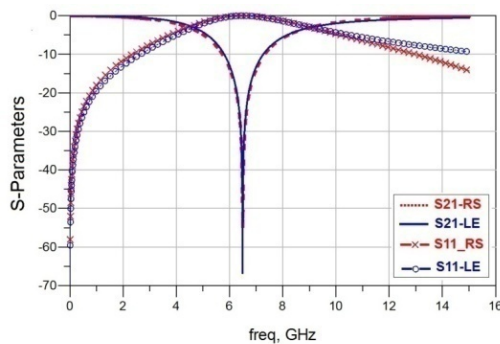
شرایط نوسان توسط $Z_{SIR} = 0$ مشخص می‌شود. با اعمال این شرط به رابطه ۱ و مقایسه آن با رابطه ۲ خواهیم داشت:

⁷ Power Added Efficiency (PAE)
⁸ Three-section Resonator
⁹ Radial Stub



شکل ۳. الف) نمای یک استاب میکرواستریپ شعاعی ساده، ب) مدار معادل تقریبی با عناصر ایده‌آل

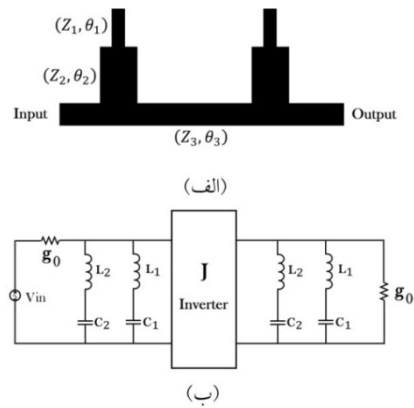
پاسخ شبیه سازی مشخصه پارامترهای پراکندگی برای هر دو حالت مدار میکرواستریپ و عناصر ایده‌آل در شکل ۴ رسم شده‌اند. پارامتر S_{11} مدار میکرواستریپ و عناصر ایده‌آل بر هم منطبق هستند. پارامتر S_{21} در هر دو حالت مدار در محدوده ۴ الی ۱۰ گیگاهرتز تقریباً بر هم منطبق هستند و در سایر نواحی، تفاوت بسیار اندکی باهم دارند. این فیلتر میان‌گذر برای فرکانس مرکزی ۶.۵ گیگاهرتز طراحی شده است. پهنای باند آن توانایی حذف فرکانس‌های مزاحم در محدوده ۴ الی ۹ گیگاهرتز را دارد. در فرکانس نوسان مقدار S_{11} برابر با -53.937dB و مقدار S_{21} برابر با -0.007dB به دست آمده‌اند.



شکل ۴. پاسخ شبیه سازی مشخصه پارامترهای پراکندگی برای هر دو حالت مدار میکرواستریپ (RS) و عناصر ایده‌آل (LE)

نوسان‌کننده‌ی امیدانس پله‌ای چهارقسمتی پیشنهادی

شکل (۵- الف) پیکره‌بندی نوسان‌کننده‌ی امیدانس پله‌ای چهارقسمتی پیشنهادی^{۱۱} یا QSSIR را نشان می‌دهد. این نوسان‌کننده شامل چهار مشخصه امیدانس و طول الکتریکی (Z_4, θ_4) , (Z_3, θ_3) , (Z_2, θ_2) , (Z_1, θ_1) است. Z_4 امیدانس ورودی استاب شعاعی است که از مراجع [۹-۱۲] قابل محاسبه است. شکل (۵- ب) مدار معادل عناصر ایده‌آل قسمت الف را نشان می‌دهد.



شکل ۲. پیکره‌بندی فیلتر میان‌گذر دوبانده؛ الف) طرح میکرواستریپ، ب) مدار معادل الکتریکی با المان‌های ایده‌آل و معکوس کننده J

فیلتر پیشنهادی چهاربخشی با نوسان‌کننده‌ی امیدانس پله‌ای

محاسبات امیدانس استاب شعاعی

استاب شعاعی^{۱۰} یا RS یک سطح امیدانس کوچک در نقاط جایگزینی مشخص در یک گستره باند فرکانسی وسیع فراهم می‌کند. در شکل (۳- الف) نمای یک استاب میکرواستریپ شعاعی ساده نشان داده شده است. شکل (۳- ب) مدار معادل تقریبی با عناصر ایده‌آل شکل الف را نشان می‌دهد که ترکیب سری یک سلف ایده‌آل و یک خازن ایده‌آل است. امیدانس ورودی (Z_{in}) ، اندوکتانس (L_{rs}) و خازن (C_{rs}) را می‌توان توسط روابط ۸ الی ۱۰ به دست آورد [۹]:

$$Z_{in} \cong -j \frac{120\pi h \beta}{\theta_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\ln \frac{r_i}{r_o} + \frac{1}{2} + \frac{2}{(\beta r_o)^2} \right] \quad (8)$$

$$L_{rs} = \frac{120\pi h}{\theta_r c} \left[\ln \frac{r_i}{r_o} - \frac{1}{2} \right] \quad (9)$$

$$C_{rs} = \frac{\theta_r r_o^2 \epsilon_{eff}}{240\pi h c} \quad (10)$$

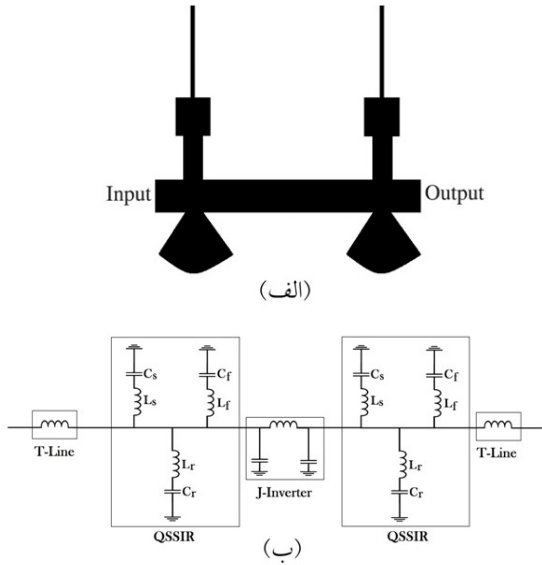
در معادلات بالا، h ضخامت دی‌الکتریک، β ثابت فاز، θ_r زاویه کمان برحسب رادیان، c سرعت نور، ϵ_{eff} ثابت دی‌الکتریک مؤثر، r_i شعاع داخلی استاب شعاعی و r_o شعاع خارجی استاب شعاعی است.

با استفاده از معادلات بالا و معادلات تکمیلی اشاره شده در مراجع [۹-۱۴]، پارامترهای فیلتر میان‌گذر میکرواستریپ شعاعی برای فرکانس مرکزی ۶.۵ گیگاهرتز و محدوده باند، ۴ تا ۹ گیگاهرتز با مقادیر $r_i = 1.45 \text{ mm}$ ، $r_o = 4 \text{ mm}$ و $\theta_r = 80^\circ$ به دست آمده است. با مقادیر ذکر شده برای فیلتر میان‌گذر میکرواستریپ شعاعی، مقادیر سلف و خازن برای مدار معادل با عناصر ایده‌آل به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$L_{rs1} = 0.9 \text{ nH} , \quad C_{rs1} = 0.668 \text{ pF}$$

¹¹ Quad-Section Bandpass Filter

¹⁰ Radial Stab



شکل ۶. پیکره بندی فیلتر میان گذر چهار قسمتی دوبانده؛ مدل میکرواستریپ (ب) مدل عناصر ایده آل

ماتریس ABCD برای مدل عناصر ایده آل در رابطه ۱۶ نشان شده است. در معادله ۱۹ ادیتمانس Y همان (Y_S, Y_f, Y_r, Y_T) است و با جای گذاری اندیس مشخص می شود.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{QSSIR} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S + Y_f + Y_r & 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{T-Line} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Y_T} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

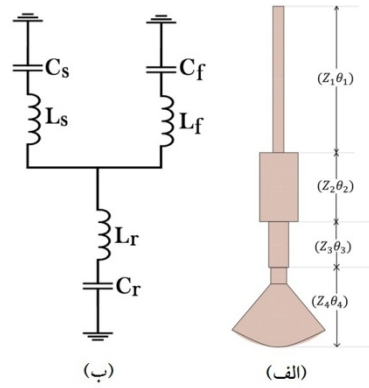
$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{J-Inverter} = \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{j} \\ \mp j & 1 \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$Y = \frac{1}{Z} = SC + \frac{1}{SL}, Y_T = \frac{1}{Z} = \frac{1}{SL} \quad (19)$$

پاسخ کامل ماتریس ABCD در معادله (۲۰) نشان داده شده است:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{all} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Y_T} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [Y_S + Y_f + Y_r] \begin{bmatrix} 0 & \pm \frac{1}{j} \\ \mp j & 1 \end{bmatrix} [Y_S + Y_f + Y_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S + Y_f + Y_r & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{Y_T} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

با استفاده از نرم افزار متلب مقادیر ماتریس ABCD رابطه ۲۰ قابل محاسبه هستند و با اضافه کردن مقادیر سلفها و خازن ها و همچنین با صفر قرار دادن k_{11} چهار ریشه مثبت برای این رابطه به دست می آید، فرکانسها به ترتیب f_{z1} تا f_{z4} نام گذاری شدند. شبیه سازی با نرم افزار ADS2014 برای هر دو حالت میکرواستریپ و عناصر ایده آل انجام گرفت. شکل (۷-الف) فیلتر دوبانده با خطوط میکرواستریپ برای فرکانس های مورد نظر یعنی $f_1 = 1.84GHz$ و $f_2 = 3.5GHz$ را نشان می دهد. کلیه فرکانس های مزاحم در محدوده ۴ الی ۹ گیگاهرتز به خوبی حذف شده اند. در شکل (۷-ب) فیلتر دوبانده با عناصر ایده آل



شکل ۵. پیکره بندی نوسان کننده های امپدانس پله ای چهار قسمتی پیشنهادی؛ (الف) مدل میکرواستریپ (ب) مدل عناصر ایده آل در شکل (۵-ب) با توجه به ماتریس ABCD خواهیم داشت:

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_{all} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_S & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_f & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_S + Y_f + Y_r & 0 \\ Y_S & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

پارامترهای ماتریس ABCD برای اتصال موازی رابطه ۱۱ به صورت زیر به دست می آیند.

$$\begin{aligned} A &= 1 \\ B &= 0 \\ C &= Y_S + Y_f + Y_r = S(C_S + C_f + C_r) + \frac{1}{S}(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_f} + \frac{1}{L_r}) \\ D &= 1 \end{aligned}$$

مقدار ادیتمانس (Y_f, Y_r, Y_S) توسط رابطه ۱۲ محاسبه می شوند. مقادیر S_{11} و S_{21} از ماتریس ABCD با $Z_0 = 50 \Omega$ توسط روابط ۱۳ و ۱۴ بدست می آیند [۱۵-۱۶]:

$$Y = \frac{1}{Z} = SC + \frac{1}{SL} \quad (12)$$

$$S_{11} = \frac{A + \frac{B}{Z_0} - CZ_0 - D}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (13)$$

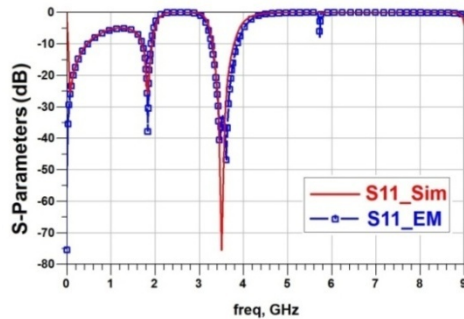
$$S_{21} = \frac{2}{A + \frac{B}{Z_0} + CZ_0 + D} \quad (14)$$

قطب های انتقالی در فیلتر میان گذر از صفر قرار دادن S_{11} به دست می آیند ($S_{11} = 0$). با توجه به رابطه ۱۳ و مقادیر A, B, C و D برای S_{11} داریم:

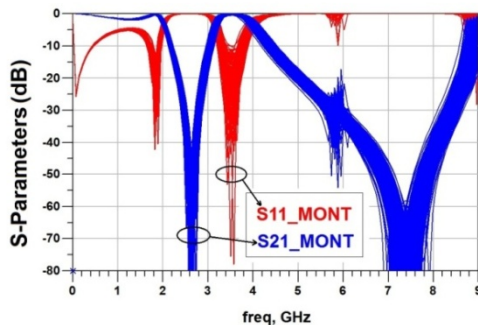
$$S_{11} = \frac{-50S(C_S + C_f + C_r) + \frac{50}{S}(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_f} + \frac{1}{L_r})}{2 + 50S(C_S + C_f + C_r) + \frac{50}{S}(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_f} + \frac{1}{L_r})} \quad (15)$$

رابطه ۱۵ یک معادله درجه دوم است. فیلتر میان گذر و میان گذر باهم ترکیب می شوند و فیلتر دارای یک یا دو قطب خواهد بود. با قرار دادن مقادیر سلفها و خازن ها مقادیر فرکانسها به دست می آیند. شکل (۶-الف) پیکره بندی فیلتر چهار قسمتی میان گذر دوبانده را نشان می دهد. این ساختار از دو قسمت موازی نوسان کننده های چهار قسمتی پیشنهادی که توسط یک خط انتقال به هم متصل هستند، تشکیل شده است. مدل عناصر ایده آل این طرح در شکل (۶-ب) نشان داده شده است.

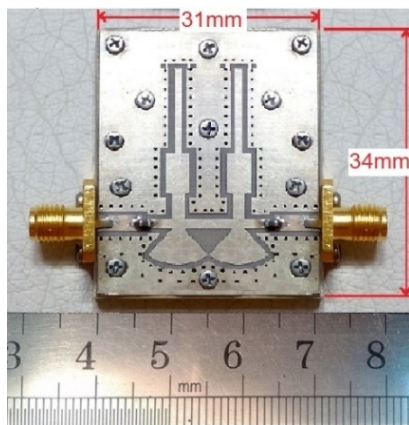
گیگاهرتز در شکل ۱۱ رسم شده است. مقادیر اندازه‌گیری شده پارامترهای پراکندگی در جدول ۱ نشان داده شده‌اند. در محدوده فرکانسی ۴ الی ۹ گیگاهرتز هیچ قطبی وجود ندارد و این همان نتیجه مطلوبی است که نیاز داشتیم.



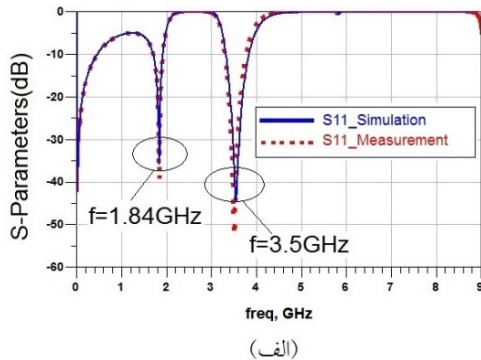
شکل ۸. پاسخ شبیه سازی الکترومغناطیسی EM



شکل ۹. پاسخ شبیه سازی مونت کارلو MC



شکل ۱۰. طرح ساخته شده DBBPF

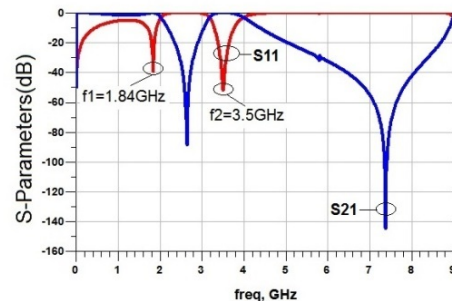


(الف)

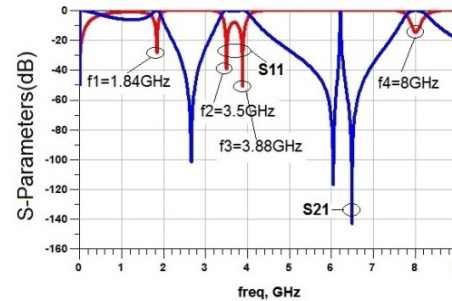
رسم شده است. باندهای مزاحم در فرکانس ۳.۸۸ و ۸ گیگاهرتز ایجاد شده‌اند. وجود این فرکانس‌ها به دلیل تقریبی است که در محاسبه استاب شعاعی صورت گرفته است.

$$f_{z1} = 1.84\text{GHz} \quad , \quad f_{z2} = 3.5\text{GHz}$$

$$f_{z3} = 3.88\text{GHz} \quad , \quad f_{z4} = 8\text{GHz}$$



(الف)



(ب)

شکل ۷. نتایج شبیه‌سازی فیلتر چهارقسمتی پیشنهادی؛

الف) میکرواستریپ، ب) عناصر ایده‌آل

نتایج اندازه‌گیری

بعد از آنالیز، طراحی و شبیه‌سازی فیلتر پیشنهادی بر روی بستر Duroid-RD5880 با مشخصات $H = 31\text{mil}$ ، $\epsilon_r = 2.2$ ، $\tan\Delta = 0.0009$ و $T = 35\mu\text{m}$ انجام شد. مراحل شبیه سازی الکترومغناطیسی^{۱۲} یا EM بصورت دقیق با پیاده سازی بستر مورد نظر انجام گرفت. نتایج شبیه‌سازی عدم شیفت فرکانسی قابل توجهی را در دو باند نشان می‌داد. شکل ۸ مقایسه نتایج شبیه سازی و EM را نشان می‌دهد. شبیه سازی مونت کارلو^{۱۳} یا MC با تلورانس $\pm 5\%$ بر روی کلیه خطوط میکرواستریپ و المان‌های مدار انجام شد. نتایج حاصل که در شکل ۹ مشاهده می‌شود، نشان از عدم وابستگی فیلتر به تغییرات دمایی و تلورانس قطعات است. مدل ساخته‌شده این فیلتر در شکل ۱۰ نشان داده شده است. مقادیر پارامترهای S توسط آنالیز شبکه به دست آمده است. پاسخ‌های شبیه‌سازی و اندازه‌گیری، توسط نمودار S_{11} و S_{21} در محدوده صفر تا ۹

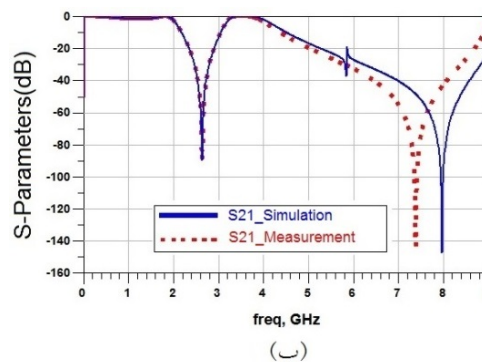
¹² Electromagnetic(EM)

¹³ Monte-Carlo(MC)

تحت تاثیر قرار می دهد حائز اهمیت است. در جدول ۲ اندازه فیلتر پیشنهادی بدون در نظر گرفتن خازن های کوپلاژ و کانکتورها اندازه گیری شده است. لازم به ذکر است طراحی و کنترل فیلتر در دوباند مورد نظر بسیار مشکل است و در اکثر کارهای مشابه فرکانس های بدست آمده از فرکانس مرکزی استانداردهای مخابراتی کمی فاصله دارد. در فیلتر پیشنهادی بدلیل اهمیت دستیابی به فرکانس های دقیق ۱.۸۴ و ۳.۵ گیگاهرتز، فیلتر در حدود ۲٪ تنظیم دستی شده است.

جدول ۱. پاسخ پارامترهای پراکندگی برای DBBPF

	S_{11} (dB)		S_{21} (dB)	
	شبیه سازی	اندازه گیری	شبیه سازی	اندازه گیری
$f_1 = 1.84\text{GHz}$	-۳۷.۲	-۳۹	-۰.۰۹	-۰.۱۵
$f_2 = 3.5\text{GHz}$	-۴۴.۳	-۳۵.۶	-۰.۰۷	-۰.۶۸



شکل ۱۱. نتایج شبیه سازی و ساخت؛ (الف) S_{11} ، (ب) S_{21}

در جدول ۲، نتایج اندازه گیری پارامترهای پراکندگی فیلتر دوبانده پیشنهادی با تعدادی از کارهای مشابه انجام شده مقایسه شده است. توجه به این نکته که بستر استفاده شده در هر طراحی، کیفیت ساخت و در نتیجه مقادیر اندازه گیری را

جدول ۲. مقایسه نتایج اندازه گیری فیلتر دوبانده پیشنهادی با کارهای مشابه

Reference	Fo1 (GHz)	Fo2 (GHz)	IL1(S21) (dB)	IL2(S21) (dB)	RL1(S11) (dB)	RL2(S11) (dB)	Substrate	Size (mm ²)
[1]	2.35	5.68	0.35	0.25	13.6	18.2	Duroid 5880	363
[2]	1.747	1.849	2	1.8	24	20	Duroid 6010LM	565
[3]	2.46	5.8	1.85	1.9	15	22	FR4	311
[4]	2.71	5.05	0.2	0.9	-----	-----	Duroid 5880	495
[5]	2	2.24	0.8	1.2	20	17	-----	393
[6]	2.65	7.85	0.2	0.4	20	14	Duroid ($\epsilon_r = 6.1$)	252
[7]	1.5	3.15	0.1	0.3	35	22	FR-4 DG	184
[8]	4	4.45	3.5	2	23	17	Duroid 6010LM	166
[15]	2.44	5.75	1.87	1.67	-----	-----	FR4	655
This work	1.84	3.5	0.15	0.68	39	35.6	Duroid 5880	425

مراجع

- [1] M. R. Salehi, E. Abiri, and L. Noori, "Design of a Microstrip Dual-Band Bandpass Filter with Compact Size and Tunable Resonance Frequencies for WLAN Applications," *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, Vol. 6, No. 3, pp. 248-251, June 2014.
- [2] Eu. Ogbodo, Yi. Wang, and S. K. Yeo, "Microstrip dual-band bandpass filter using U-shaped resonators," *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 59, pp. 1-6, 2016.
- [3] X. Chen, G. Han, R. Ma, J. Gao, and W. Zhang, "Design of balanced dual band bandpass filter with self-feedback structure," *ETRI Journal*, vol. 31, no. 4, pp. 475-477, 2009.
- [4] M. Hayati and L. Noori, "Compact dual band bandpass filter with ultra wide stopband using open loop resonator loaded by T-shape and open stubs," *IEICE Electronics Express*, vol. 8, no. 14, pp. 1168-1173, 2011.
- [5] D. Chen, L. Zhu, and C. Cheng, "A novel dual band bandpass filter with closely spaced passbands," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 24, pp. 38-40, 2014.
- [6] J. Marimuthu, A. M. Abbosh, and B. Henin, "Planar microstrip bandpass filter with wide dual

نتیجه گیری

در این مقاله یک فیلتر بسیار جمع و جور با استفاده از ساختار نوسان کننده های چهار قسمتی ارائه شد. با کنترل امپدانس مشخصه و طول الکتریکی سه قسمت پله ای در هر فرکانسی فیلتر را می توان طراحی کرد و توسط استاب شعاعی موازی کلیه فرکانس های ناخواسته را حذف نمود. پاسخ ساخت این فیلتر به پاسخ شبیه سازی بسیار نزدیک است و فیلتر حداقل شیفیت فرکانسی را نشان می دهد. شبیه سازی مونت کارلو با تلو رانس $\pm 5\%$ هم بر روی فیلتر انجام گرفت و پاسخ پارامترهای پراکندگی تغییرات بسیار اندکی در باندهای فرکانسی را نشان داد. فیلتر دوباندهی پیشنهادی برای استفاده در یک تقویت کننده ی توان ۱۰ وات دوبانده هم زمان در استانداردهای GSM و WiMAX به ترتیب در فرکانس های $f_1 = 1.84\text{GHz}$ و $f_2 = 3.5\text{GHz}$ طراحی و ساخته شد و پاسخ های ساخت صحت عملکرد فیلتر پیشنهادی را مورد تأیید قرار داد.

- York, John Wiley & Sons Inc, 2001.
- [13] , A. K. Belbachir, M. Boussouis, and N. A. Touhami, “High-performance LPF using coupled C-shape DGS and radial stub resonators for microwave mixer,” *Progress In Electromagnetics Research Letters*, Vol. 58, pp. 97–103, 2016.
- [14] P. K. Singh, A. K. Tiwary and N. Gupta, “Design of radial microstrip band pass filter with wide stop-band characteristics for GPS application” , *Progress In Electromagnetics Research C*, vol. 59, pp. 127–134, 2015.
- [15] P. Mondal and M. K. Mandal, “Design of dual band bandpass filters using stub-loaded open-loop resonators,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 1, pp. 150 – 155, 2008.
- [16] T. Gh. Ma, and S. J. Wu, “Ultra- wideband Band-Notched Folded Strip Monopole Antenna” , *IEEE Transactions on Antenna and Propagation*, vol. 56, pp. 2473-2479, September 2007.
- band using parallel-coupled lines and impedance resonators,” *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 35, 49–61, 2013.
- [7] K. S. Chin, and C. K. Lung, “ Miniaturized microstrip dual-band bandstop filters using tri-section stepped impedance resonators,” *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 10, pp. 37–48, 2009.
- [8] K. S. K. Yeo, and A. O. Nwajana, “ A novel microstrip dual-band bandpass filter using dual-mode square patch resonators, ” *Progress In Electromagnetics Research C*, 36, 233–247, 2013.
- [9] F. Giannini, R. Sorrentino, and J. Vrba, “ Planar circuit analysis of microstrip radial stub, ” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 32, 1652–1655, 1984.
- [10] H. A. Atwater, “ Microstrip Reactive Circuit Elements, ” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 31 no. 6, pp. 488–491, 1983.
- [11] S. L. March, “ Analyzing Lossy Radial-line Stubs, ” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech*, vol. 33, pp. 269–271, 1985.
- [12] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, “ Microstrip filters for RF/Microwave applications, ” *New*

