

ارائه یک فیلتر باند وسیع مایکروویو کوچک با استفاده از حلقه مستطیلی بارگذاری شده با بازوی زمین شده و حلقه‌های رزونانسی شکافدار

حسین فتح‌آبادی^۱، حمید محسنی^۲، مصطفی دانائیان^{۳*}، اسماعیل زارع‌زاده^۴

۱- مری، دانشگاه خاتم الانبیاء (ص) ۳- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه شهید باهنر کرمان، ۳- دانشجوی دکتری، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

(دریافت: ۱۸/۰۹/۹۳، پذیرش: ۱۷/۰۶/۹۴)

چکیده

در این مقاله، یک فیلتر جدید باند وسیع کوچک با لبه های تیز با استفاده از حلقه مستطیلی بارگذاری شده با بازوی زمین شده به صورت نوسان ساز چندحالتی و حلقه‌های رزونانسی شکافدار ارائه می‌شود. روش طراحی بدین صورت است که با قرار دادن یک حلقه مایکرواستریپ مستطیل شکل میان دو خط فاصله دار تزویج موازی دوتایی چهار صفر انتقال تولید می‌شود که یک فیلتر باند وسیع فشرده به ما خواهد داد. به منظور کنترل صفرهای انتقال در باند عبور و تنظیم یکی از صفرهای انتقال، نزدیک باند عبور پایینی از یک بازوی زمین شده که در روی حلقه مایکرواستریپ تعبیه شده است، استفاده می‌کنیم. در ادامه به منظور تیز شدن لبه بالایی، از حلقه‌های رزونانسی شکافدار استفاده می‌شود که یک قطب در نزدیکی لبه بالایی فیلتر اضافه می‌گردد که منجر به تیز شدن آن خواهد شد. این فیلتر دارای پهنای باندی است که محدوده ۲/۸ GHz تا ۱۰ GHz را پوشش می‌دهد، به عبارت دیگر دارای پهنای باند کسری ۱۱۲/۵٪ می‌باشد. سایز فیلتر پیشنهادی نسبت به اغلب فیلترهای باند وسیع موجود به مراتب کوچکتر می‌باشد. نتایج اندازه‌گیری فیلتر نیز سازگاری خوبی با نتایج شبیه‌سازی شده دارد.

واژگان کلیدی

فیلترهای میان‌گذر باند وسیع، حلقه‌های رزونانسی شکافدار، حلقه مایکرواستریپ، خطوط فاصله‌دار با تزویج موازی دوتایی، نوسان ساز چندحالتی.

۱. مقدمه

کم، مورد توجه زیاد محققان قرار گرفته است. به همین منظور تحقیقات زیادی در زمینه طراحی و ساخت فیلترهای باند وسیع با تکنیک‌های مختلف به انجام رسیده است که این موضوع اهمیت این نوع فیلترها را بیشتر نمایان می‌سازد.

در سال‌های اخیر، علاقه زیادی به تحقیق در زمینه متامتریال یا فراماده ایجاد شده است. فراماده یک ساختار الکترومغناطیسی مصنوعی و همگن با خواص فیزیکی غیر عادی است که به صورت طبیعی در محیط موجود نمی‌باشند [۲ و ۳]. به دلیل خواص منحصر به فردی که خطوط فراماده از خود نشان می‌دهند، در طراحی فیلترهای مایکروویو استفاده از این خطوط محاسنی از قبیل: تیز بودن لبه‌های فیلتر، و مهمتر از همه کوچک‌شدن ابعاد را به دنبال

امروزه، تکنولوژی مخابرات بی‌سیم باند وسیع^۱ توجه زیادی را هم از دید آکادمیک و هم از منظر صنعتی به خود جلب نموده است به طوری که در سال ۲۰۰۲، کمیسیون شبکه‌های تلفنی و رسانه‌های ارتباط جمعی میان ایالتی^۲ باند فرکانسی ۳/۱ GHz تا ۱۰/۶ GHz را برای کاربردهای مخابرات تجاری تعیین نمود [۱]. لذا طراحی و ساخت سیستم‌های مختلف مخابراتی و بلوک‌های آنها از جمله فیلترهای میان‌گذر که در این باند مورد استفاده قرار می‌گیرند، به منظور بالا بردن توانایی این نوع ساختارها از قبیل تیز بودن لبه‌ها، تلفات کم و مهمتر از همه ساختاری با ابعاد کوچک و هزینه ساخت

*رایانامه نویسنده پاسخگو: m.danaeian@gmail.com

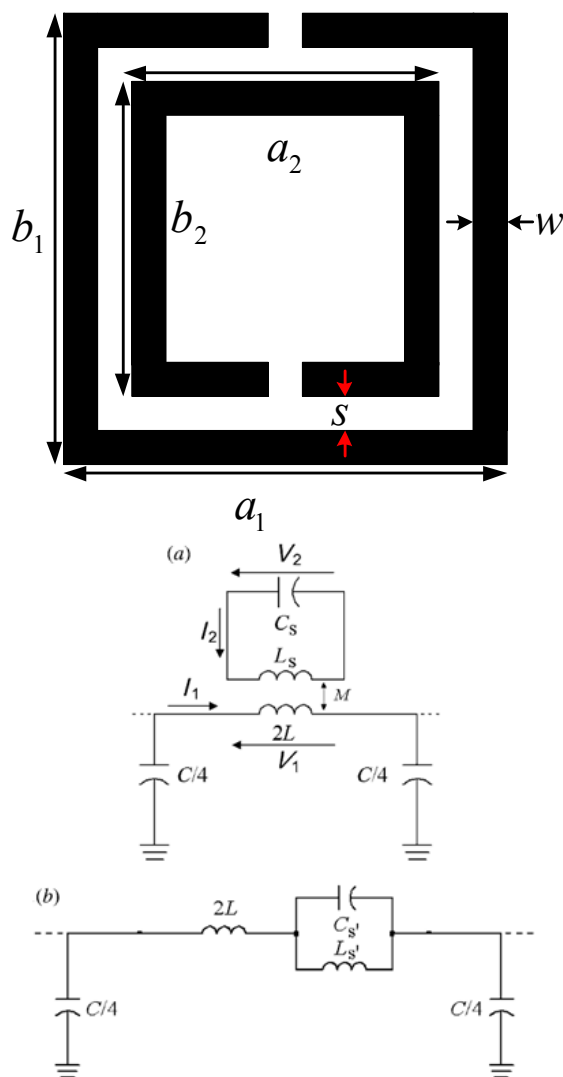
1- Ultra Wide Band (UWB)

2- Federal Communications Commission (FCC)

هنگامی که در کنار استریپ یک خط انتقال مایکرواستریپ قرار داشته باشد، نشان داده شده است. فرکانس تشدید حلقه‌ها از رابطه زیر قابل محاسبه هستند.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_S C_S}} \quad (1)$$

که L_S اندوکتانس خودی با طول میانگین ابعاد دو حلقه و C_S خازن ناشی از قرار گرفتن حلقه کوچکتر داخل حلقه بزرگتر است. با تغییر ابعاد حلقه‌ها می‌توان فرکانس رزونانس آنها را تغییر داد. در این مقاله، به منظور ایجاد یک قطب نزدیک لبه‌ی بالای باند عبور فیلتر طراحی شده، از حلقه‌های رزونانسی نشان داده شده در شکل ۱ استفاده شده است. روابط دقیق مربوط به محاسبه‌ی سلف و خازن حلقه‌های رزونانسی در [۲] ارائه شده است.



شکل ۱. ساختار حلقه رزونانسی مستطیل شکل و مدار معادل آن

خواهند داشت. از بین روش‌های مختلف پیاده‌سازی خطوط فراماده، خطوط انتقال فراماده مبتنی بر حلقه‌های رزونانسی عملکرد بهتری در زمینه طراحی فیلترها از خود نشان می‌دهند [۲]. به همین دلیل در این زمینه، کاربرد فراوانی پیدا کرده‌اند. در زمینه طراحی فیلتر، علاوه بر داشتن ابعاد کوچک، پاسخ فرکانسی متقارن، تیز بودن لبه‌ها، بهبود فرونشانی خارج از باند عبور فیلتر و تلفات انتقال کم هم اهمیت زیادی دارند. خطوط انتقال فراماده مبتنی بر حلقه‌های رزونانسی در فرکانس قطع پائین و یا بالای باند عبور یک صفر انتقال از خود نشان می‌دهند که نتیجه‌ی آن تیز شدن لبه‌های باند عبور خواهد بود [۲]. از طرفی، میزان تضعیف آنها در خارج از باند عبور زیاد بوده و همچنین با هر دو تکنولوژی مایکرواستریپ و CPW سازگار می‌باشند [۲].

۲. فراماده

فراماده یکی از مباحث روز در زمینه مخابرات میدان در جهان می‌باشد. فراماده یک ساختار الکترومغناطیسی مصنوعی و همگن است که دارای خواص فیزیکی غیر عادی می‌باشد. همچنین به ساختاری که ابعاد سلول‌های آن از طول موج خیلی کوچکتر باشد ساختار همگن گفته می‌شود [۳]. از طرفی به ساختارهایی که دارای μ و ϵ منفی هستند مواد دست چپی^۱ (LH) گفته می‌شود (در مقابل مواد دست راستی^۲ که μ و ϵ مثبت دارند). از آنجایی که مواد دست چپی دارای ویژگی‌های فراماده هستند می‌توان این مواد را فراماده نیز به حساب آورد [۲].

از دید مداری، مدل مداری خط انتقال LH شامل یک خازن در شاخه سری و یک سلف در شاخه موازی می‌باشد [۳]. روش‌های متفاوتی برای پیاده‌سازی خطوط انتقال LH و یا حالت عملی‌تر آنها به نام CRLH^۳ پیشنهاد شده است که از آن جمله می‌توان به ساختارهای خازن اینتردیجیتال/بازوی، استفاده از حلقه‌های رزونانسی دو تایی و مکمل آنها و همچنین استفاده از المان‌های فشرده SMD^۴ اشاره کرد [۲].

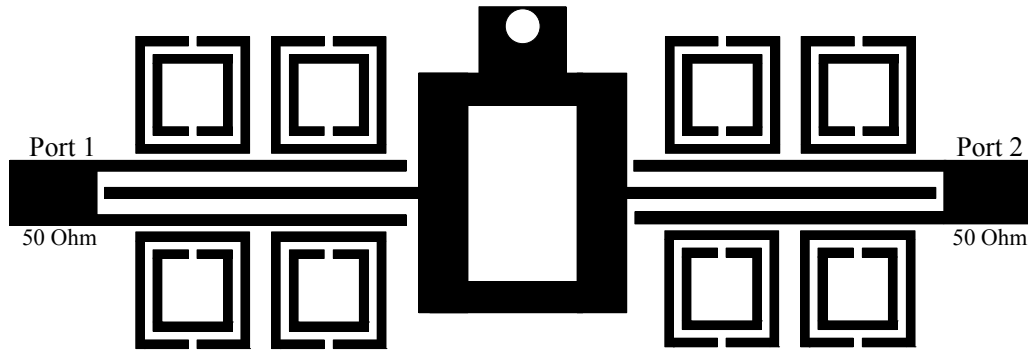
در روش پیاده‌سازی با استفاده از حلقه‌های رزونانسی^۴، حلقه‌ها روی صفحه زمین و یا استریپ خط انتقال مایکرواستریپ قرار داده می‌شوند [۲]. در پیاده‌سازی با استفاده از این نوع حلقه‌ها، SRRها در یک بازه فرکانسی کوچک بالای فرکانس تشدید خود μ منفی از خود نشان می‌دهند. این ضریب منفی در باند بیان شده، باعث عدم تطبیق بین دهانه تغذیه و خط می‌شود و در نتیجه در فرکانس تشدید، یک صفر در خط انتقال توسط آنها تولید می‌گردد. در شکل ۱ ساختار یک حلقه رزونانسی مستطیل شکل و مدار معادل آن

- 1- Left Handed (LH)
- 2- Right Handed (RH)
- 3- Composite Righth/Left-Handed
- 4- Surface Mount Device
- 5- Split Ring Resonator(SRR)

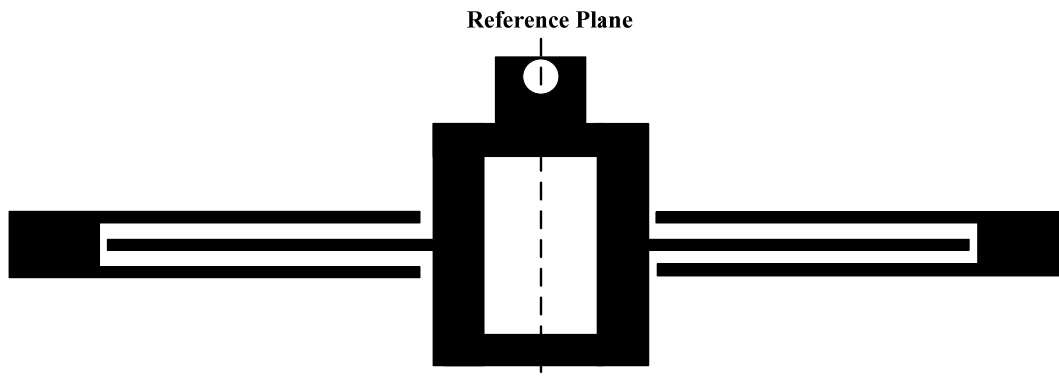
۳. طراحی فیلتر

برای آنالیز ساختار فیلتر پیشنهاد شده از تحلیل مد زوج و فرد استفاده می‌نماییم [۱۹-۴]. فرکانس صفرهای ساختار از تحلیل مد زوج و فرد آن و از روی مدار معادل‌هایی که در شکل ۴ نشان داده شده است قابل محاسبه می‌باشند. خطوط فاصله‌دار تزویج موازی دوتایی^۱ با حلقه مایکرواستریپ نسبت به صفحه مرجع رسم شده در شکل ۳، یک ساختار متقارن است. بنابراین از نصف ساختار برای تحلیل مدهای زوج و فرد استفاده می‌کنیم. این مدل می‌تواند ساختار اصلی نشان داده شده در شکل ۳ را به دو بخش مساوی نسبت به صفحه مرجع تقسیم کند که برای حالت مد زوج صفحه مرجع به صورت مدار باز و برای حالت مد فرد صفحه مرجع به صورت اتصال کوتاه می‌باشد [۱۹-۴]. که مدارهای معادل در شکل‌های (۴-ا) و (۴-ب) نشان داده شده‌اند.

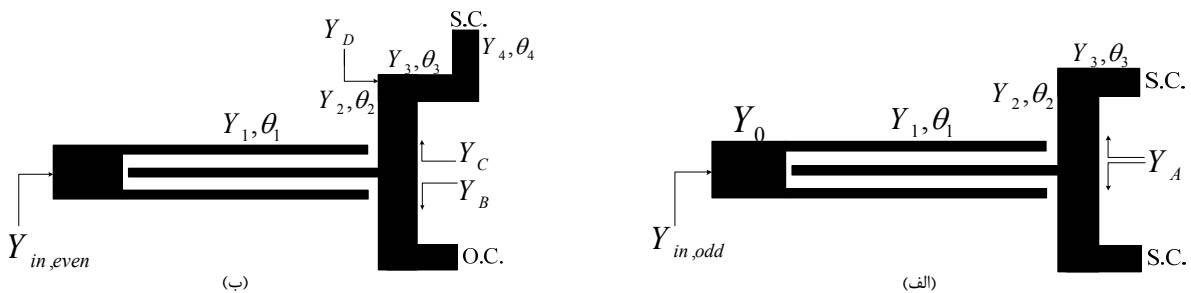
حلقه مایکرواستریپ یک خط انتقال است که به صورت حلقه بسته، فرم داده شده است [۴]. در طرح پیشنهاد شده، یک حلقه مایکرواستریپی مستطیل شکل میان دو خط فاصله‌دار تزویج دوتایی قرار گرفته است. با توجه به روش بیان شده در [۴]، دیده می‌شود که با استفاده از دو خط تزویج موازی تکی به همراه حلقه مایکرواستریپ، دو صفر انتقال در باند عبور تولید می‌شود. حال اگر به جای دو خط تزویج موازی تکی از خطوط فاصله‌دار تزویج موازی دوتایی استفاده کنیم، چهار صفر انتقال ایجاد خواهد شد از اینرو این نحوه قرار دادن حلقه مایکرواستریپی میان خطوط فاصله‌دار تزویج دوتایی، باعث می‌شود که ساختار دارای مشخصه ی پهنای باند وسیع باشد. ساختار فیلتر پیشنهاد شده در شکل ۲ نشان داده شده است.



شکل ۲. ساختار فیلتر پیشنهادی



شکل ۳. صفحه مرجع برای فیلتر باند وسیع پیشنهادی



شکل ۴. مدل معادل خط انتقال ساختار پیشنهادی الف) مدل مداری مد فرد ب) مدل مداری مد زوج

¹ Doublets Parallel Coupling Gaps

و

$$Y_C = Y_2 \frac{Y_D + jY_2 \tan \theta_2}{Y_2 + jY_D \tan \theta_2} \quad (7)$$

که:

$$Y_D = Y_3 \frac{-jY_4 + jY_3 \tan \theta_3 \tan \theta_4}{Y_3 \tan \theta_4 + Y_4 \tan \theta_3} \quad (8)$$

شرط رزونانس برای شکل (۴-ب) این است که $Y_{in,even} = 0$ شود، بنابراین فرکانس رزونانس برای مد زوج از رابطه زیر قابل محاسبه می‌باشد [۲۰-۲۳].

$$jY_1 \tan \theta_1 + Y_B + Y_C = 0 \quad (9)$$

همان‌طور که در بالا بیان شد، بازوی زمین‌شده روی فرکانس رزونانس‌های مد فرد تاثیری ندارد و فقط روی فرکانس رزونانس‌های مد زوج تاثیر گذار خواهد بود، که با توجه به رابطه (۸) مشاهده می‌شود که ابعاد بازوی زمین‌شده بارگذاری شده روی حلقه مایکرواستریپ به‌طور مستقیم روی ادیتمانس Y_D اثر گذار است و با توجه به رابطه (۷) به وضوح قابل مشاهده است که تغییرات روی Y_D اثر گذاشته و در نهایت طبق رابطه (۹) تغییرات Y_C روی فرکانس رزونانس مد زوج اثر می‌گذارد. یعنی آنکه ابعاد بازوی زمین‌شده بارگذاری شده روی حلقه مایکرواستریپ، روی فرکانس رزونانس مد زوج اثر می‌گذارد. از این‌رو با تغییر ابعاد بازوی زمین‌شده، به راحتی می‌توان محل صفرها را تغییر داد.

بنابراین پارامترهای ماتریس پراکندگی برای شبکه دو دهانه با استفاده از معادلات زیر بدست می‌آید [۲۰-۲۳]:

$$S_{11} = \frac{Y_{ine} Y_{ino} - Y_0^2}{(Y_{ine} + Y_0)(Y_{ino} + Y_0)} \quad (10)$$

$$S_{21} = \frac{Y_{ino} Y_0 - Y_{ine} Y_0}{(Y_{ine} + Y_0)(Y_{ino} + Y_0)} \quad (11)$$

که در این معادلات، ادیتمانس Y_0 مشخصه پورتهای ورودی و خروجی می‌باشد.

شرط داشتن یک فیلتر باند وسیع با پهنای باند زیاد آن است که فرکانس صفرهای انتقال از رابطه $Y_{in,even} = Y_{in,odd}$ به‌دست آیند. امپدانس‌های ورودی با استفاده از مدار معادل‌های خطوط انتقال تک پورتی نشان داده شده در شکل‌های (۴-الف) و (۴-ب) به‌عنوان $Y_{in,even}$ و $Y_{in,odd}$ محاسبه می‌شوند که بر پایه آن‌ها، ضرایب انتقال و انعکاس برای شبکه دو درگاهی کلی که در شکل ۴ نشان داده شده به‌دست می‌آید [۲۰-۲۳].

همان‌طور که در شکل نشان داده شده است، خطوط انتقال ورودی و خروجی دارای ادیتمانس مشخصه Y_0 می‌باشد. خطوط فاصله‌دار تزویج موازی دوتایی نیز دارای طول الکتریکی θ_1 و ادیتمانس مشخصه Y_1 می‌باشند. حلقه مایکرواستریپی نیز دارای طول الکتریکی θ_2 و θ_3 به‌ترتیب در بازوهای عمودی و افقی و ادیتمانس مشخصه‌های Y_2 و Y_3 می‌باشد. همچنین بازوی زمین‌شده بارگذاری شده روی حلقه مایکرواستریپ نیز دارای طول الکتریکی θ_4 و ادیتمانس مشخصه Y_4 می‌باشد [۲۰-۲۳].

مطابق شکل‌های (۴-الف) و (۴-ب) در تحلیل مدهای زوج و فرد مشاهده می‌شود که بازوی زمین‌شده روی فرکانس رزونانس‌های مد فرد تاثیری ندارد. از طرفی با توجه به تحلیل زوج دیده می‌شود که طول و عرض بازوی زمین‌شده روی فرکانس رزونانس‌های مد زوج تاثیر گذار خواهد بود. از این‌رو اضافه نمودن بازوی زمین‌شده باعث تغییر محل صفر انتقال مد زوج می‌شود به‌همین منظور اندازه بازوی را به‌گونه‌ای انتخاب می‌نماییم که یکی از صفرها در نزدیکی لبه پایین باند عبور قرار بگیرد و باعث تیز شدن لبه پایینی شود [۲۰-۲۳].

بنابراین ادیتمانس ورودی برای مد فرد از روی شکل (۴-الف) و از رابطه زیر به‌دست می‌آید [۲۰-۲۳].

$$Y_{in,odd} = Y_1 \frac{2Y_A + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 + 2jY_A \tan \theta_1} \quad (2)$$

که:

$$Y_A = Y_2 \frac{-jY_3 + jY_2 \tan \theta_2 \tan \theta_3}{Y_2 \tan \theta_3 + Y_3 \tan \theta_2} \quad (3)$$

که در آن $\theta = \beta L$ طول الکتریکی خط مایکرواستریپ است. شرط رزونانس برای شکل (۴-الف) این است که $Y_{in,odd} = 0$ شود، بنابراین شرط رزونانس برای مد فرد از رابطه زیر محاسبه می‌شود [۲۰-۲۳].

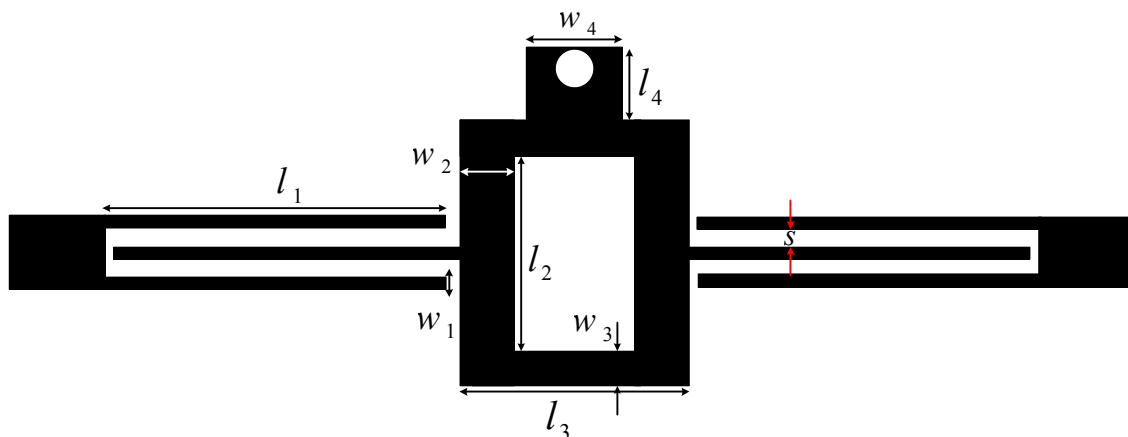
$$Y_1 Y_2 \tan \theta_1 \tan \theta_3 + Y_1 Y_3 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - 2Y_2 Y_3 + 2Y_2^2 \tan \theta_2 \tan \theta_3 = 0 \quad (4)$$

به‌طور مشابه امپدانس ورودی برای مد زوج از روی شکل (۴-ب) و از رابطه زیر به‌دست می‌آید [۲۰-۲۳].

$$Y_{in,even} = Y_1 \frac{(Y_B + Y_C) + jY_1 \tan \theta_1}{Y_1 + j(Y_B + Y_C) \tan \theta_1} \quad (5)$$

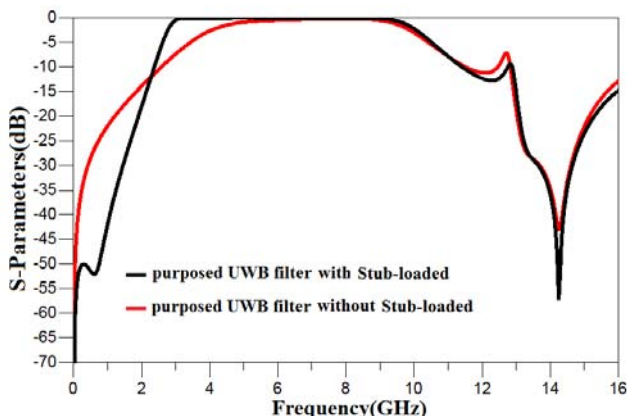
که:

$$Y_B = Y_2 \frac{jY_3 \tan \theta_3 + jY_2 \tan \theta_2}{Y_2 - Y_3 \tan \theta_2 \tan \theta_3} \quad (6)$$



شکل ۵. ابعاد ساختار فیلتر باند وسیع پیشنهادی

از باند عبور به باند قطع لبه پایینی و به منظور کنترل محل صفرهای انتقال از یک بازوی زمین شده روی حلقه مایکرواستریپی استفاده کرده ایم. با اضافه شدن این بازوی زمین شده، به راحتی می توان محل صفرهای انتقال را جابه جا نمود. با توجه به این قابلیت، یکی از صفرهای انتقال را به نحوی تنظیم می کنیم که یکی از این چهار صفر در نزدیکی لبه پایینی باند عبور قرار گیرد. همان طور که در شکل ۷ نشان داده شده، پاسخ فرکانسی برای حالتی که بازوی وجود ندارد با حالتی که بازوی اضافه شده است مقایسه شده است. در این شکل قابلیت بازوی اضافه شده به وضوح قابل مشاهده است که باعث تیز شدن لبه پایینی فیلتر شده است.

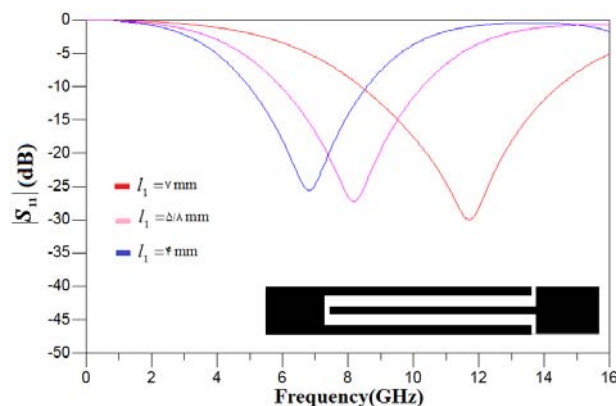


شکل ۷. شبیه سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی با و بدون بازوی زمین شده روی حلقه مایکرواستریپی

در شکل های ۸ و ۹ نیز پاسخ فرکانسی مربوط به اثر تغییر طول و عرض بازوی زمین شده نشان داده شده است. با توجه به این پاسخ فرکانسی ها دیده می شود که با تغییر طول و عرض بازو می توان به راحتی محل صفرهای انتقال را تغییر داد، که با توجه به شکل ها مشاهده می شود که فرکانس صفرها با طول بازویی یعنی l_4 رابطه عکس دارند یعنی با افزایش طول بازویی، فرکانس صفرها کاهش و با

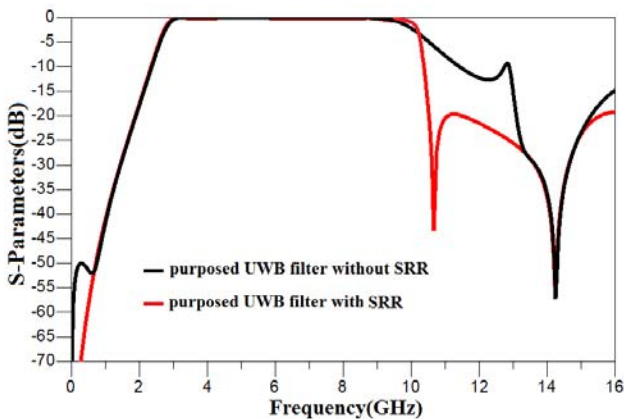
ابعاد ساختار پیشنهادی در شکل ۵ نشان داده شده است. در شکل ۶ نیز پاسخ فرکانسی مربوط به اثر تغییر طول l_1 که مربوط به خطوط تزویج موازی دوتایی است، نشان داده شده است. همان طور که از روی این پاسخ فرکانسی مشاهده می شود می توان پهنای باند مورد نیاز جهت تطبیق امپدانس را برای فیلتر براحتی با تغییر ابعاد این خطوط تزویج، تنظیم نمود. در این شکل سه طول مختلف برای l_1 در نظر گرفته شده است که به ترتیب برابر خواهند بود با:

$$l_1 = 4 \text{ mm} \quad l_1 = 5.8 \text{ mm} \quad l_1 = 7 \text{ mm}$$



شکل ۶. شبیه سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی برای طول خطوط تزویج موازی دوتایی مختلف

با توجه پاسخ فرکانسی ها، ملاحظه می گردد که پهنای باند و همچنین فرکانس مرکزی، هر دو می توانند با تغییر طول خطوط تزویج موازی به آسانی تغییر کنند. با استفاده از خطوط فاصله دار تزویج موازی دوتایی به همراه حلقه مایکرواستریپ، یک ساختار با مشخصه پهنای باند وسیع به دست می آید ولی همان طور که در شکل ۷ مشاهده می شود، نرخ تغییرات تلفات از باند عبور به باند قطع (تیز بودن لبه های پایینی و بالایی فیلتر) پاسخ فرکانسی فیلتر بدست آمده مناسب نمی باشد. از این رو برای بهبود نرخ تغییرات تلفات



شکل ۸. شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی با و بدون حلقه‌های رزونانسی شکاف‌دار

در نهایت به منظور سهولت در طراحی و با توجه به شکل ۵، فاصله میان خطوط تزویج یعنی S را برابر 0.1 mm و عرض استریپ‌های تشکیل‌دهنده خطوط تزویج موازی دوتایی یعنی W_1 را برابر 0.2 mm انتخاب نموده‌ایم. ابعاد دیگر نیز با توجه به شکل ۵ به صورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$I_1 = 3/9 \quad w_1 = 0.2 \quad I_2 = 1/6 \quad w_2 = 0.8$$

$$I_3 = 3 \quad w_3 = 0.4 \quad I_4 = 1 \quad w_4 = 1/2$$

که همگی بر حسب mm می‌باشند. همچنین قطر حفره^۲ ایجاد شده روی بازوی به منظور زمین کردن آن، برابر 0.4 mm می‌باشد

ابعاد حلقه‌های رزونانسی نیز به نحوی است که در فرکانس 10 GHz رزونانس داشته و یک قطب انتقال در این فرکانس یعنی در نزدیکی لبه بالایی به ساختار اضافه کنند، ابعاد دیگر حلقه نیز با توجه به شکل ۱ به صورت زیر انتخاب شده‌اند:

$$a_1 = 1/7 \quad b_1 = 1/7 \quad a_2 = 1/4 \quad b_2 = 1/4$$

$$s = 0.2 \quad w = 0.2$$

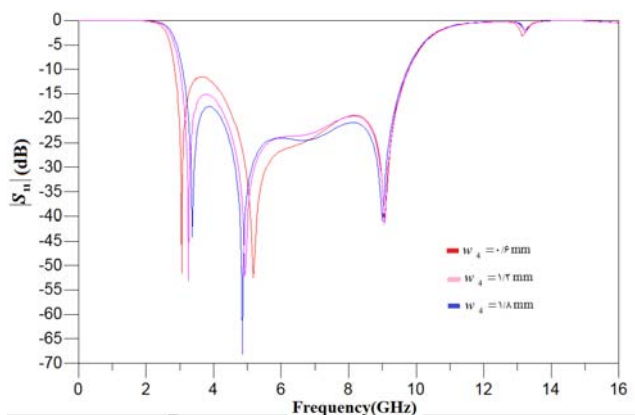
که همگی بر حسب mm می‌باشند. در طراحی این ساختار از زیر لایه RT/Duroid3210 با ثابت دی‌الکتریک $10/2$ و ضخامت $1/27 \text{ mm}$ استفاده شده است. این ساختار علاوه بر پاسخ فرکانسی بسیار مناسب، ابعاد بسیار کوچکی به اندازه $11/2 \times 4/3 \text{ mm}^2$ اشغال می‌کند.

۴. نتایج شبیه‌سازی

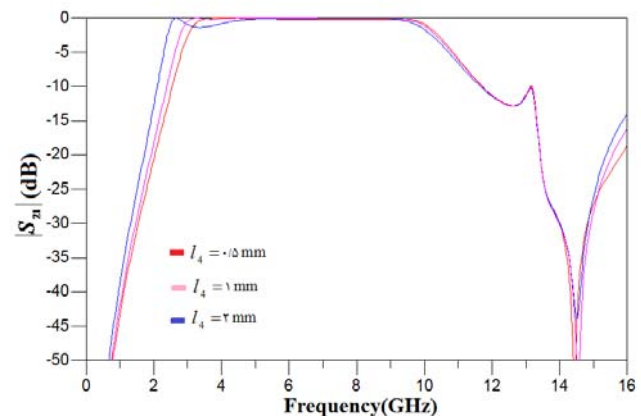
در این مقاله یک فیلتر باند وسیع کوچک را در باند فرکانسی $2/8 \text{ GHz}$ تا 10 GHz طراحی کرده و آن را شبیه‌سازی نموده‌ایم. همان‌طور که در بخش قبل نیز بیان شد، فیلتر ارائه‌شده دارای چهار صفر انتقال و یک قطب می‌باشد که چهار صفر انتقال در باند عبور،

کاهش آن افزایش می‌یابد. همچنین فرکانس صفرها با عرض بازوی یعنی W_4 رابطه مستقیم دارند یعنی با افزایش عرض بازوی، فرکانس صفرها افزایش می‌یابد و کاهش آن افزایش می‌یابد.

علاوه بر این در ساختار پیشنهادی شکل ۲، به منظور تیزتر شدن لبه بالایی باند عبور از حلقه‌های رزونانسی از قطب انتقالی که در نزدیکی لبه بالایی فیلتر اضافه می‌کنند، استفاده شده است. این امر افزایش تعداد طبقات فیلتر را مانند آنچه که در [۳] به منظور تیز شدن لبه بالایی فیلتر پیشنهاد شده است؛ را مرتفع می‌نماید. به این نکته نیز باید اشاره کرد که اضافه کردن حلقه‌ها علاوه بر این‌که کوچک شدن اندازه و نهایتاً بهبود تلفات انتقال^۱ را باعث می‌شود نتیجه بهتری را نسبت به افزایش تعداد طبقات از نظر تیز شدن لبه بالایی پاسخ فرکانسی به‌دنبال خواهند داشت. همان‌طور که در شکل ۱۰ نشان داده شده، پاسخ فرکانسی برای حالتی که حلقه‌های رزونانسی شکاف‌دار وجود ندارد با حالتی که حلقه‌های رزونانسی شکاف‌دار اضافه شده است مقایسه شده است. در این شکل قابلیت حلقه‌های رزونانسی شکاف‌دار اضافه شده به وضوح قابل مشاهده است که باعث تیز شدن لبه بالایی فیلتر شده است.



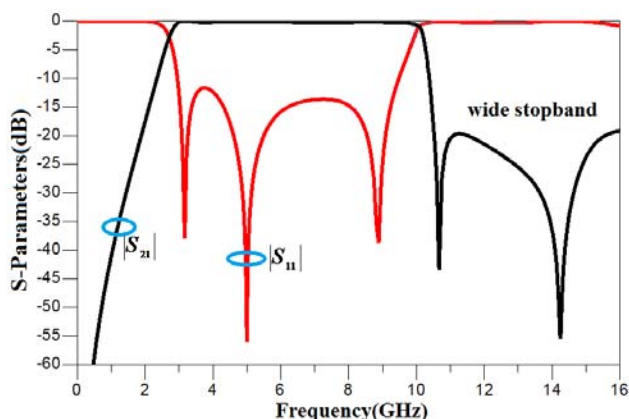
شکل ۸. شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی برای عرض بازوی‌های زمین‌شده مختلف



شکل ۹. شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی برای طول بازوی‌های زمین‌شده مختلف

2- Via Hole

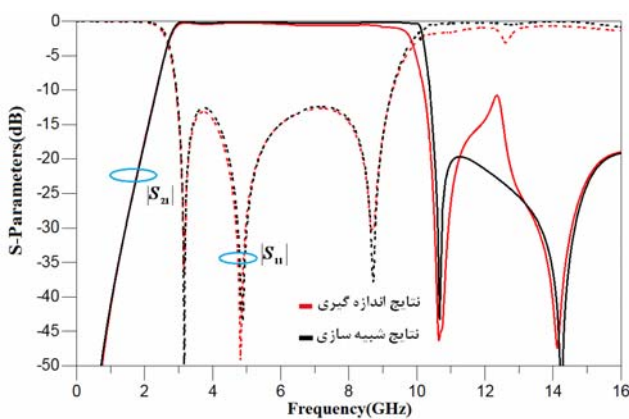
1- Insertion Loss (IL)



شکل ۱۱. نتایج شبیه‌سازی پارامترهای S فیلتر پیشنهادی



شکل ۱۲. شماتیک فیلتر پیشنهادی



شکل ۱۳. نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده پارامترهای S فیلتر پیشنهادی

در شکل ۱۴ نیز نمودار تاخیر گروه فیلتر پیشنهادی نشان داده شده است. همان‌طور که در شکل مشاهده می‌شود، تاخیر گروه از ۵۵/۰ ns کمتر بوده و همچنین بیشترین تغییرات تاخیر گروه برای فیلتر پیشنهادی در باند عبور ۰/۱ ns می‌باشد.

نهایتاً در جدول ۱، فیلتر پیشنهادی با پنج فیلتر باند وسیع دیگر از جنبه‌های مهم ذکر شده در بالا مقایسه شده است. همان‌طور که دیده می‌شود ابعاد فیلتر پیشنهادی در مقایسه با سایر فیلترهای باند وسیع ذکر شده خیلی کوچکتر می‌باشد. همچنین فیلتر پیشنهادی

محدوده ۲/۸ GHz تا ۱۰ GHz را پوشش می‌دهند که توسط خطوط فاصله دار تزویجی و حلقه مایکرواستریپ تولید می‌شوند. به‌منظور کنترل این صفرها، از یک بازوی زمین‌شده روی حلقه مایکرواستریپ استفاده کردیم که با این کار یکی از صفرهای انتقال را در نزدیکی لبه پایینی فیلتر یعنی در فرکانس ۲/۸ GHz تنظیم نمودیم تا لبه پایینی به اندازه مطلوب تیز باشد که نتایج به‌دست‌آمده در شکل ۷ به خوبی قابل مشاهده می‌باشد. از طرفی به منظور تیز نمودن لبه بالایی نیز از حلقه‌های رزونانسی استفاده نمودیم که این حلقه‌ها یک قطب در نزدیکی لبه بالایی یعنی در فرکانس ۱۰ GHz اضافه می‌کند بدون آن‌که نیاز به اضافه کردن طبقات و در نتیجه افزایش ابعاد فیلتر باشد. همان‌طور که در شکل ۱۰ مشاهده می‌شود لبه بالایی فیلتر به میزان زیادی نسبت به حالتی که حلقه‌های رزونانسی را نداریم، تیز شده است.

نتایج شبیه‌سازی این فیلتر در شکل ۱۱ نشان داده شده است که پاسخ فرکانسی فیلتر پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزار شبیه‌ساز الکترومغناطیسی^۱ ADS ارائه گردیده است. همان‌طور که در پاسخ فرکانسی فیلتر مشاهده می‌شود میزان S_{12} در باند عبور بسیار نزدیک به صفر و کمتر از -۰/۴ dB است که بیان‌کننده توانایی بالای این فیلتر در عبور سیگنال و انتقال توان با حداقل تلفات در باند عبور می‌باشد. همچنین میزان S_{11} در باند عبور کمتر از -۱۳ dB می‌باشد که این پارامتر نیز کم بودن میزان توان برگشتی به دهانه ورودی و تلفات کم این فیلتر را تایید می‌نماید.

همچنین به‌منظور داشتن یک شبیه‌سازی نزدیک به حالت عملی، تلفات دی‌الکتریک و تلفات اهمی لایه فلزی نیز در محاسبات وارد شده‌اند که میزان رسانایی برای مس را $\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m و تانژانت تلفات را برای زیر لایه برابر $\tan \delta = 0.027$ در نظر گرفته‌ایم.

نتایج شبیه‌سازی نشان‌دهنده این است که فیلتر پیشنهادی دارای پهنای باند کسری (FWB) ۱۱۲/۵٪ می‌باشد که استاندارد تدوین شده توسط FCC را برآورده می‌کند. علاوه بر این، فیلتر پیشنهادی دارای باند توقف با فرونشانی بیشتر از -۲۰ dB و تا فرکانس ۱۸ GHz یعنی در محدوده ۱۰ GHz تا ۱۸ GHz می‌باشد.

شماتیک فیلتر پیشنهادی در شکل ۱۲ نشان داده شده است. شکل ۱۳ نیز پاسخ‌های شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده برای فیلتر پیشنهادی نمایش داده شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود سازگاری خوبی بین نتایج شبیه‌سازی و اندازه‌گیری شده وجود دارد. اختلاف ناچیز موجود به‌دلیل تلفات کانکتورها و تلفات اندازه‌گیری می‌باشد. اندازه‌گیری با استفاده از تحلیگر شبکه^۲ HP8510۰C صورت گرفته است.

1- Advanced Design System
2- Vector Network Analyzer(VNA)

جدول ۱. مقایسه عملکرد فیلتر پیشنهادی با سایر فیلترها

Reference number	Fractional bandwidth	Roll-off slope at lower/higher passband edge (dB/GHz)	Insertion loss (IL)	Return loss (RL)	Size $\lambda_0 \times \lambda_0$
[۵]	۶۳/۷ %	۶۴/۶۹	min>- ۱/۲ dB	max<-۱۳ dB	۰/۵۶×۰/۱۹
[۶]	۱۰۳/۵ %	۸۲/۹۷	min>-۱/۴ dB	max<-۱۳ dB	۱/۵۷×۰/۲۶
[۷]	۱۰۸ %	۶۸/۱۰۳	min>-۳ dB	max<-۷ dB	۰/۷۸×۰/۲۶
[۹]	۱۰۰ %	۸۱/۱۲۸	min>-۲ dB	max<-۷ dB	۰/۵۱×۰/۳۱
[۱۳]	۹۹ %	۱۳۶/۱۱۸	min>-۱ dB	max<-۱۵ dB	۰/۵×۰/۲۸
[۱۵]	۱۲۲ %	۱۴۴/۱۳۸	min>-۱/۵ dB	max<-۱۰ dB	۰/۵۱×۰/۳۳
This Work	۱۱۲/۵ %	۱۰۴/۱۳۲	min>-۰/۴ dB	max<-۱۳ dB	۰/۲۲×۰/۰۸ (۱۱/۲×۴/۳ mm ^۲)

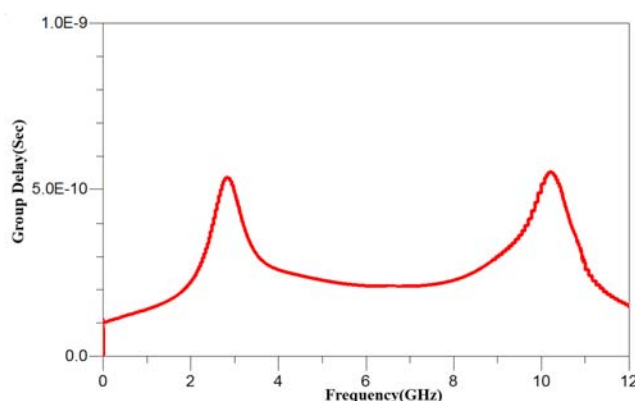
۵. نتیجه گیری

در این مقاله، فیلتر جدید باند وسیع کوچکی با استفاده از خطوط فاصله دار تزویج موازی، حلقه مستطیلی میکرواستریپ و همچنین حلقه های رزونانسی شکاف دار پیشنهاد شده است. فیلتر ارائه شده دارای چهار صفر انتقال و یک قطب انتقال می باشد. با استفاده از حلقه های رزونانسی، یک قطب در نزدیکی باند عبور در لبه بالایی اضافه شده است. از این رو ساختار فیلتر پیشنهادی در مقایسه با بسیاری از فیلترهای با پهنای باند وسیع، دارای فرونشانی خارج از باند (میزان تضعیف خارج از باند) زیاد، نرخ تغییرات تلفات از باند عبور به باند قطع زیاد بدون افزودن تعداد طبقات جدید (تیز بودن لبه بالایی و پایینی فیلتر)، تلفات کم، پهنای باند کسری زیاد که تمام محدوده تعیین شده توسط FCC را پوشش می دهد و ابعاد بسیار کوچک می باشد.

۶. مراجع

- [1] Federal Communications Commission, "Revision of part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems," Tech. Rep., ET-Docket, pp.98-153, FCC02-48, Apr. 2002.
- [2] R. Marque's, F. Martin and M. Sorolla, "Metamaterials with Negative Parameters," First Edition, John Wiley Co., 2006.

دارای تلفات بازگشتی خوبی بوده و تلفات انتقال آن نسبت به بقیه فیلتر به مراتب بهتر می باشد. به علاوه، با استفاده از بازوی زمین شده بارگذاری شده روی حلقه میکرواستریپ و همچنین حلقه های رزونانسی شکاف دار، فیلتر پیشنهادی دارای لبه های تیز می باشد (بدون نیاز به افزایش تعداد طبقات فیلتر و در نتیجه بزرگ شدن ابعاد). پهنای باند کسری فیلتر پیشنهادی نیز استاندارد تدوین شده توسط FCC را به خوبی برآورده می کند. از این رو عملکرد فیلتر پیشنهادی در مقایسه با سایر فیلترهای باند وسیع اشاره شده از تمامی جهات بهتر می باشد.



شکل ۱۴. تاخیر گروه شبیه سازی شده فیلتر پیشنهادی

- [16] I. Bahl and P. Bhartia, "Microwave Solid State Circuit Design," Wiley, New York, 1988.
- [17] Q. X. Chu, X. H. Wu, and X. K. Tian, "Novel UWB bandpass filter Using stub-loaded multiple-mode resonator," IEEE Microwave Wireless Components Letters, vol. 21, no. 8, pp. 403–405, Aug. 2011.
- [18] Wu, H. W., Chen, Y. W., & Chen, Y. F. "New ultra-wideband (UWB) bandpass filter using triangle-ring multi-mode stub-loaded resonator," Microelectronics Journal, vol. 43, no. 11, pp. 857–862, November 2012.
- [19] K. Ma, K. S. Yeo, J. Ma, and M. A. Do, "An ultra-compact hairpin band pass filter with additional zero points," IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., pp. 262–264, 2007.
- [20] K. S. Chin, Y. C. Chiang, and J. T. Kuo, "Microstrip open-loop resonator with multi spurious suppression," IEEE Microwave Wireless Comp. Lett., pp. 574–576, 2007.
- [21] J. S. Hong, "Microstrip Filters for RF/Microwave Application," 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [22] K. Chang and L.H. Hsieh, "Microwave Ring Circuits and Related Structures," 2nd Ed, John Wiley & Sons, New Jersey, 2004.
- [23] I. Bahl and P. Bhartia, "Microwave Solid State Circuit Design," Wiley, New York, 1988.
- [3] C. Caloz and T. Itoh, "Electromagnetic Metamaterials," Transmission Line Theory and Microwave Applications, Wiley, Hoboken, NJ, 2006.
- [4] D. Jung, J. Lee, and K. Chang, "Wideband Bandpass Filter Using Microstrip Ring," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 53, no. 1, Jan. 2011.
- [5] Z. Ma, W. He, C. Chen, Y. Kobayashi, and T. Anada, "A Novel Compact Ultra-Wideband Bandpass Using Stub-Loaded Dual-Mode Resonator Doublets," in Microwave Symposium Digest (IMS) Proc., pp. 435-438, 26 September 2008.
- [6] M. Gil, J. Bonache, J. Garcia-Garcia, J. Martel, and F. Martin "Composite right/left handed (CRLH) metamaterial transmission lines based on complementary split rings resonators (CSRRLs) and their Applications to very wide band and compact filter design," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 55, pp. 1296 – 1304, June 2007.
- [7] J. Bonache, F. Martin, J. Garcia-Garcia, I. Gil, R. Marque's, and M. Sorolla "Ultra wide band pass filters (UWBPF) based on complementary split rings resonators," Microwave and Optical Technology Letters. vol. 46, pp. 283 – 286, August 2005.
- [8] J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia, and F. Martin "Complementary split rings resonators (CSRRLs): towards the miniaturization of microwave device design," Compute. Electron. vol. 5, pp. 193–197, May 2006.
- [9] Q. X. Chu, X. H. Wu, and X. K. Tian, "Novel UWB bandpass filter Using stub-loaded multiple-mode resonator," IEEE Microwave Wireless Components Letters, vol. 21, no. 8, pp. 403–405, Aug. 2011.
- [10] P. Mondal, M. Mandal, and A. Chakrabarty, "Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter with Improved Upper Stopband," IEEE Microwave and Wireless Components Letter, vol. 17, no. 9, September 2007.
- [11] D. Chen, X. D. Huang, and C. H. Cheng, "A Novel Compact Ultra Wideband (UWB) Bandpass Filter Using Multiple-Mode Resonator," Microwave And Optical Technology Letters, vol. 51, No.7, July 2009.
- [12] H. H. Hu, Z. Y. Xiao, W. Q. He, and S. Gao "Novel Compact Ultra Wideband Filter with Wide Stop Band," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 51, no.1, January 2009.
- [13] Zhewang Ma, H. Sasaki, Ch.P. Chen, T. Anada, and Y. Kobayashi, "Design of a Wideband Bandpass Filter Using Microstrip Parallel-Coupled Dual-Mode Ring Resonator," Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, pp. 21 – 24, 7-10 Dec. 2010.
- [14] P. Cai, Z. Ma, X. Guan, Y. Kobayashi and T. Anada, "Novel Compact microstrip dual-mode ring resonator wideband Bandpass filter with significantly improved stopband property," IEICE Trans Electron., vol. E89-C, no. 12, pp. 1858-1864, Dec. 2006.
- [15] H. Zhu and Q-X. Chu, "Compact Ultra-Wideband (UWB) Bandpass Filter Using Dual-Stub-Loaded Resonator (DSLRL)," IEEE Microwave and Wireless Components Letter, vol. 23, no. 10, October 2013.