

طراحی، بهینه‌سازی و ساخت یک فیلتر پهن‌بند با تشدیدکننده‌های چندمودی در ساختار خط نواری سه‌لایه

مهدی کریمیان محمدآبادی^(۱) - پدram سیدافتتاحی^(۲) - سید امیر محمد خذری^(۳)

(۱) کارشناسی ارشد گروه برق - دانشکده برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد نجف‌آباد

(۲) کارشناسی ارشد گروه مخابرات - شرکت خدمات انفورماتیک ایران

(۳) کارشناسی ارشد گروه مخابرات - شرکت مهندسی رستافن ارتباط

تاریخ پذیرش: تابستان ۱۳۸۹

تاریخ دریافت: پاییز ۱۳۸۸

خلاصه: در این مقاله با توجه به محدودیت‌های تزویج و نیز محدودیت‌های ساخت در ساختارهای ریز نوار، ساختار خط نواری سه‌لایه معرفی شده و با توجه به قابلیت‌های این ساختار سه لایه، ساختارهای جدید و فشرده‌ای از فیلترهای پهن‌بند بر پایه پله‌های امپدانس و خطوط تزویج‌شده مایکروویوی به عنوان قسمتهای معکوس‌کننده امپدانس و تشدیدکننده‌های چند مودی ارائه شده است. با کمک این ساختار چند نوع فیلتر پهن‌بند خط نواری 2-6 GHz طراحی و شبیه‌سازی گردیده و تکنیکهای مؤثری جهت کاهش تشدیدهای مجازی و نیز بهبود شیب لبه باند عبور فیلتر ارائه شده و در نهایت به عنوان نمونه یک فیلتر پهن‌بند ساخته شده است. کارآیی روش ارائه‌شده از طریق شبیه‌سازی و اندازه‌گیری مشخصات نمونه ساخته شده نشان داده شده است.

کلمات کلیدی: خط ریز نوار، خط نواری سه‌لایه، تشدیدکننده‌های چند مودی، تزویج، تشدید مجازی، شیب لبه باند عبور.

۱- مقدمه

امروزه با توجه به کاربردهای سیستمهای پهن‌بند و چند بانندی، طراحی فیلترهای پهن‌بند با تلفات عبوری کم و باند توقف بهینه شده، اهمیت فراوان یافته و فیلترهای پهن‌بند هم‌صفحه به عنوان یک ساختار کلیدی نقش مهمی در این سیستمها ایفا می‌کنند.

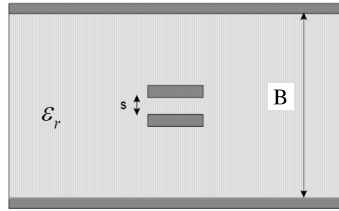
کلیه ساختارهای مطرح شده برای فیلترهای میانگذر عمدتاً مبتنی بر تشدیدکننده‌های خط انتقالی با طولهای ربع طول موج و نیم‌طول موج می‌باشند، که تشدیدکننده‌های مجاور از طریق عناصر تزویج‌کننده مانند خازن موازی یا سلف سری با یکدیگر مربوط می‌شوند و بدین ترتیب قطبهای انتقال در باند عبور فیلتر را محقق می‌سازند.

اما نکته مهم و کلیدی در این دسته از فیلترها این است که طراحی آنها بر پایه این تقریب است که هر تشدیدکننده خط انتقالی معادل با یک LC سری یا موازی و هر عنصر تزویج‌کننده به عنوان یک معکوس‌کننده امپدانس و یا معکوس‌کننده ادیمیتانس جداگانه و مستقل از فرکانس در بازه فرکانسی مورد بحث در نظر گرفته می‌شود. لذا کاملاً منطقی است که تکنیکهای مرسوم برای طراحی فیلترهای میانگذر تنها در مورد

فیلترهای باند باریک ($BW < 20\%$) کارآیی داشته باشند. تا کنون براط افزایش پهنای باند فیلترها و طراحی و ساخت فیلترهای پهن‌بند کارهای مختلفی صورت گرفته است [۱]. در [۲] فیلترهای میانگذر بر پایه تشدیدکننده‌های خط انشعایی معرفی شدند. این فیلترها دارای باندهای عبور اضافی در حوالی dc و هارمونیک دوم فرکانس مرکزی f_0 می‌باشند و بیشترین افت را در $0.5 f_0$ و $1.5 f_0$ به دست می‌دهند. مهمترین کاربرد این فیلترها در جاهایی است که عبور سیگنال در dc و $2 f_0$ موردنظر می‌باشد و هدف اصلی از طراحی فیلتر در جاهایی است که عدم عبور باند باریک فرکانسی لازم است.

استفاده از ساختارهای تزویج‌شده موازی دو خطی یکی از معمولترین روشهای تحقق فیلترهای میانگذر ریز نواری می‌باشد. هرچه پهنای باند فیلتر افزایش یابد، فاصله نوارها نیز باید کمتر شود تا تزویج بیشتر گردد. اما کاهش این فاصله به کمتر از 0.125 mm در ساختارهای ریز نوار غیر ممکن است. در [۳] این ایده مطرح شد که تنها راه افزایش تزویج، کمتر کردن فاصله خطوط تزویج نمی‌باشد بلکه با اضافه کردن خط سوم به تزویج‌کننده می‌توان تزویج را افزایش داد و بدین ترتیب به پهنای

شونده دارای ساختار تزویج‌شوندگی صفحه‌ای هستند که امکان تحقق تزویج‌های بالا را فراهم می‌سازد [۶]. مقطع این ساختار همراه با ابعاد در شکل (۲) نشان داده شده است.



شکل (۲): ساختار تزویج صفحه‌ای همراه با ابعاد
Fig. (2): The structure of a planer coupling

۳- طراحی فیلتر 2-6 GHz با استفاده از مبدلهای ربع طول موج
در این بخش به طراحی و شبیه‌سازی یک فیلتر پهن باند با مشخصات مطرح شده در [۱] یعنی پهنای باند 2-6 GHz و تلفات عبوری کمتر از 2 dB با ساختار خط نواری سه لایه می‌پردازیم. برای جلوگیری از تکرار در مدار اولیه فیلتر، امپدانس خطوط مختلف و نیز امپدانس زوج و فرد تزویج‌کننده‌ها را مطابق با اندازه‌های به دست آمده در [۱] لحاظ می‌کنیم. بنابراین امپدانس خطوط در مبدل ربع طول موج به شرح زیر خواهند بود:

$$Z_1=47.39, Z_2=39.25, Z_3=26.83, Z_4=15.81$$

$$Z_5=9.32, Z_6=6.37, Z_7=5.28 \Omega \quad (1)$$

و امپدانس زوج و فرد برای تزویج‌کننده‌های ابتدایی و انتهایی عبارتند از:

$$Z_{0e}=165.3, Z_{0o}=55.42 \Omega \quad (2)$$

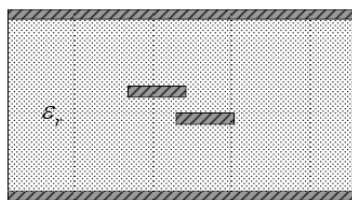
و امپدانس زوج و فرد برای تزویج‌کننده‌های دوم و سوم نیز به صورت زیر خواهند بود:

$$Z_{0e}=199.98, Z_{0o}=89.71 \Omega \quad (3)$$

برای محاسبه عرض نوارها و همچنین فاصله نوارها در خطوط تزویج‌شده موازی از منوی Line Calc نرم‌افزار ADS استفاده می‌کنیم. مشخصات زیر لایه مورد استفاده در مدارهای خط نواری سه لایه به شرح زیر است:

$$B=67 \text{ mil}, s=5 \text{ mil}, \epsilon_r = 2.2 \quad (4)$$

دستیابی به امپدانسهای زوج و فرد محاسبه شده در روابط بالا با استفاده از خطوط تزویج‌شده صفحه‌ای مستقیم امکان‌پذیر نیست. لذا برای دستیابی به امپدانسهای مورد نظر ناچاریم از خطوط تزویج‌شده جابجا شده استفاده نماییم. در شکل (۳) این ساختار نشان داده شده است.



شکل (۳): ساختار تزویج‌شونده جابجاشده صفحه‌ای
Fig. (3): The planer, displaced coupling structure

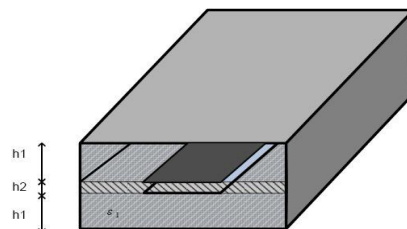
باند‌های بالای مطلوب دست یافت. این ساختارها را ساختارهای ریز نواری سه خطی می‌نامند. مزیت دیگر این ساختارها باند توقف وسیعتر آنها نسبت به ساختارهای دو خطی مشابه می‌باشد.

در سال ۱۹۸۲ برای اولین بار Brian J. Minis یک روش جدید برای طراحی فیلترهای میانگدر ارائه نمود [۴]. روش ارائه‌شده که مبتنی بر تبدیل ریچاردز می‌باشد، قادر است پاسخ فرکانسی فیلتر را به هر ناحیه دلخواهی منتقل نماید. در این روش باند ممنوعه فیلتر را می‌توان به اندازه دلخواه پهن نمود و هارمونیکهای فیلتر را در فاصله نسبتاً زیادی نسبت به فرکانس مرکزی فیلتر f_0 قرار داد. در این طرح برای پیاده‌سازی ضریب تزویج‌های بالا از عناصر خازنی فشرده استفاده شده است که این موضوع به عنوان یکی از معایب اصلی این فیلترها مطرح می‌شود. ولی در سال ۱۹۹۰ با استفاده از تکنولوژی خط نواری سه لایه و استفاده از دو وجه لایه میانی طراحی فیلتر بدون نیاز به عناصر خازنی فشرده ممکن شد [۵].

در این مقاله یک روش جامع و نوین برای طراحی فیلترهای پهن‌باند با فرکانسهای مرکزی و پهنای باندهای متفاوت با استفاده از پله‌های امپدانس و خطوط تزویج‌شده میکروویوی به عنوان قسمتهای معکوس کننده امپدانس و تشدیدکننده‌های چندمودی ارائه شده است. با کمک این ساختار چند نوع فیلتر پهن‌باند خط نواری 2-6 GHz طراحی و بهینه‌سازی گردیده و تکنیکهای مؤثری جهت کاهش تشدیدهای مجازی و نیز بهبود شیب لبه باند عبور فیلتر ارائه شده و در نهایت به‌عنوان نمونه یک فیلتر پهن‌باند ساخته شده است. کارایی روش ارائه‌شده از طریق شبیه‌سازی و اندازه‌گیری مشخصات نمونه ساخته‌شده نشان داده شده است.

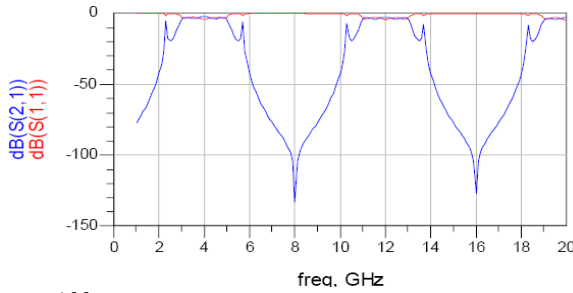
۲- ساختار مورد استفاده

در این مقاله با توجه به محدودیتهای تزویج و نیز محدودیتهای ساخت در ساختارهای ریز نوار، برای دستیابی به ضرایب تزویج بالا ساختار خط نواری سه لایه مطابق شکل (۱) مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این ساختار مدار بر روی دو وجه بالا و پایین دی‌الکتریک میانی پیاده می‌شود. انتشار موج در ساختارهای خط نواری مانند سایر ساختارهای یکنواخت به صورت TEM خالص می‌باشد.



شکل (۱): ساختار خط نواری سه لایه
Fig. (1): The structure of a three layer strip line

در مدارات ریزنوار، خطوط تزویج‌شونده دارای ساختار تزویج‌شوندگی لبه‌ای می‌باشند، اما در ساختارهای خط نواری سه لایه خطوط تزویج

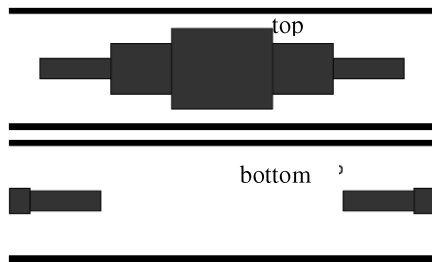


شکل (۶): نتایج شبیه‌سازی خط انتقالی فیلتر تزویج‌شده موازی 100 درصد
Fig. (6): The simulation results of 100 percent coupled filter of a transmission line

همانگونه که از پاسخ فرکانسی فیلتر در شکل پیداست، اگرچه شیب لبه باند عبور بسیار تیز است، اما به هیچ عنوان نتوانسته است تلفات عبوری مورد نظر در باند عبور را محقق سازد. دلیل این موضوع به این واقعیت باز می‌گردد که تشدیدکننده‌های خط انتقالی که در طراحی فیلترهای تزویج‌شده موازی مورد استفاده قرار می‌گیرند و با تشدیدکننده‌های LC مدل می‌شوند، تنها در حوالی فرکانس مرکزی خود دارای رفتاری شبیه به تشدیدکننده‌های LC دارند و در فواصل دور از فرکانس مرکزی تقریباً آنها با تشدیدکننده‌های LC اشتباه است.

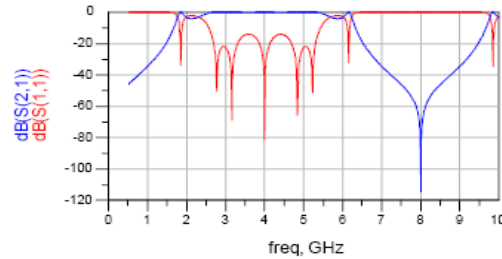
۴- طراحی فیلتر با خطوط کوپل شده صفحه‌ای بدون آفست

برای بهینه‌کردن پاسخ باید تزویج را در خطوط تزویج شده موازی بالا برد، برای این منظور از خطوط تزویج شده بدون آفست که دارای تزویج بالاتری نسبت به خطوط تزویج شده دارای آفست هستند، استفاده می‌شود. در شکل (۷) یک فیلتر پهن‌بند با استفاده از دو تزویج‌کننده ابتدایی و انتهایی نشان داده شد. در این شکل شمای مدار چاپی در دو سوی لایه میانی نشان داده شده است. در شکل (۸) نتایج شبیه‌سازی خط انتقالی و در شکل (۹) تحلیل تمام موج این فیلتر نشان داده شده است. همانگونه که از این شکلها نیز پیداست، پهنای باند این فیلتر تا حدی از پهنای باند مورد نظر بیشتر می‌باشد.



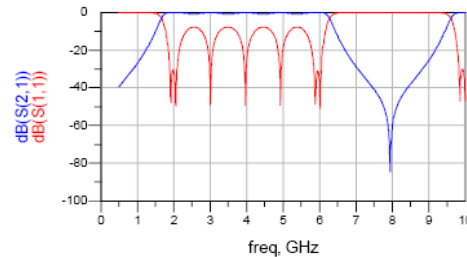
شکل (۷): شمای مدار چاپی، در دو سوی لایه میانی فیلتر با دو تزویج‌کننده
Fig. (7): The schematic of the printed board at two face of the middle layers with two couplers

نتایج حاصل از شبیه‌سازی خط انتقالی فیلتر طراحی شده در شکل (۴) نشان داده شده است.



شکل (۴): نتایج شبیه‌سازی خط انتقالی فیلتر طراحی شده قبل از بهینه‌سازی
Fig. (4): The simulation results of the designed filter of a transmission line before optimization

برای حصول به پاسخ بهتر به بهینه‌سازی مدار می‌پردازیم. نتایج حاصل از شبیه‌سازی خط انتقالی فیلتر طراحی شده پس از بهینه‌سازی در شکل (۵) نشان داده شده است.

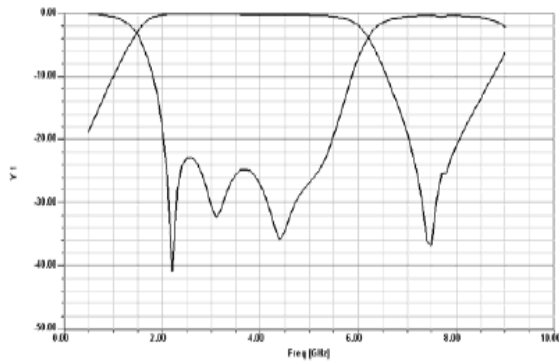


شکل (۵): نتایج شبیه‌سازی خط انتقالی فیلتر طراحی شده پس از بهینه‌سازی
Fig. (5): The simulation results of the designed filter for transmission line after optimization

برای ارزیابی طرح خود یک فیلتر تزویج‌شده موازی را به‌عنوان پایه‌ای برای مقایسه، مورد بررسی قرار می‌دهیم. برای این منظور یک فیلتر با درجه هشت، پهنای باند 100% و ریپل 0.1 dB طراحی و شبیه‌سازی شده است. مقادیر به‌دست آمده برای امپدانسهای زوج و فرد تزویج‌کننده‌های فیلتر تزویج‌شده موازی به شرح زیر می‌باشند:

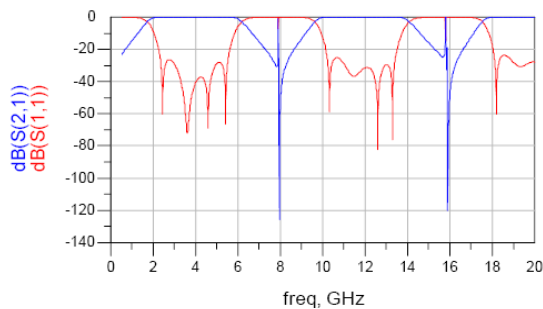
$$E=142.8, Z_{0e}=159.6, Z_{0e}=130.3, Z_{0e}=126.5, \theta=47.7, Z_{0o}=53.3, Z_{0o}=44.1, Z_{0o}=43.1 \Omega \quad (5)$$

امپدانسهای زوج و فرد سایر خطوط خطوط به صورت متقارن تکرار خواهند شد. تحقق امپدانسهای فوق توسط خطوط تزویج شده ریز نواری امکان ندارد. لذا برای تحقق این امپدانسها از تزویج صفحه‌ای در ساختارهای خط نواری سه لایه استفاده شده است تا معلوم شود که علت عدم استفاده از فیلترهای تزویج‌شده موازی به محدودیت ساخت بازمی‌گردد و یا دلیل دیگری دارد. زیرا با استفاده از خطوط نواری سه لایه بر محدودیت ساخت غلبه شده است. پاسخ حاصل از تحلیل خط انتقالی این فیلتر در شکل (۶) نشان داده شده است.



شکل (۱۲): نتایج تحلیل تمام موج فیلتر با چهار تزویج کننده
Fig. (12): The analytical results of a full wave filter with four couplers

همانگونه که در پاسخ فرکانسی این فیلتر نمایان است، این فیلتر دارای تلفات عبوری بسیار خوبی در بازه فرکانسی مطلوب 2-6 GHz می باشد و تلفات بازگشتی آن در باند عبور کمتر از 22 GHz می باشد. در شکل (۱۳) نتایج حاصل از شبیه سازی این فیلتر در بازه فرکانسی 1-40 GHz نشان داده شده است. همانگونه که از این شکل پیداست، این فیلتر دارای دو ضعف عمده می باشد؛ اولاً دارای پاسخهای مجازی در هارمونیک های دوم و سوم می باشد و ثانیاً شیب لبه باند عبور در هر دو طرف بازه فرکانسی کم می باشد.

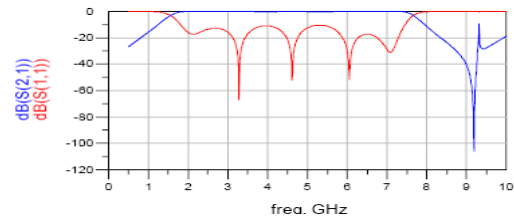


شکل (۱۳): نتایج حاصل از شبیه سازی فیلتر در بازه 1-20GHz
Fig. (13): The results obtained from filter simulation in the frequency range of 1-20GHz

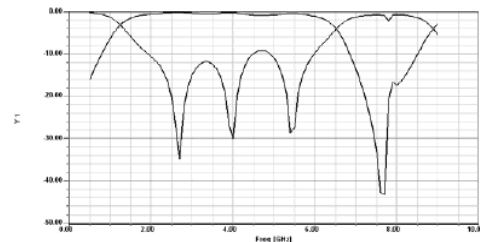
در مورد ضعف اول این فیلتر، یعنی وجود پاسخ مجازی در هارمونیک های این فیلتر باید گفت یکی از راههای حذف هارمونیک اول جایگذاری تشدید کننده امپدانس پله ای به صورت عمودی می باشد که بر روی هارمونیک دوم فیلتر هیچ تأثیری ندارد [۷]. در ادامه راهکارهایی را برای جبران این دو ضعف فیلتر ارائه خواهیم کرد.

۵- بهبود شیب لبه باند عبور

یکی از راههای افزایش شیب دامنه پاسخ فیلتر در لبه باند عبور افزودن دو صفر به تابع انتقال سیستم در مجاورت دو انتهای باند عبور می باشد. برای این منظور از روش پیشنهاد شده در مرجع [۵] استفاده نموده ایم. برای تحقق این دو صفر یک استاب چهار قسمتی خط انتقالی



شکل (۸): نتایج تحلیل خط انتقالی فیلتر با دو تزویج کننده
Fig. (8): The analytical results of the transmission line filter with two couplers



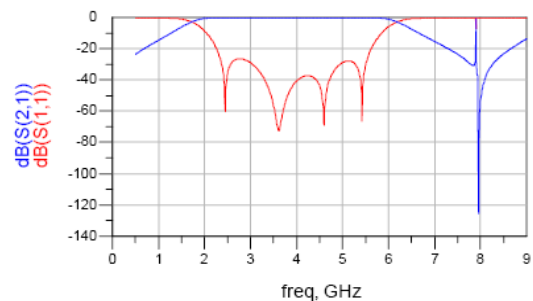
شکل (۹): نتایج تحلیل تمام موج فیلتر با دو تزویج کننده
Fig. (9): The analytical results of a full wave filter with two coupler

از آنجایی که تابعیت این دسته از تزویج کننده ها نسبت به فرکانس کم می باشد، می توان چهار تا از پله های امپدانس را با کمک خطوط تزویج شده جایگزین نمود. با این کار به علت تابعیت جزئی تزویج کننده ها نسبت به فرکانس در انتهای بازه، پهنای باند فیلتر بر روی پهنای باند مورد نظر کاملاً تطبیق می گردد. نمای مدار چاپی این فیلتر در شکل (۱۰) و پاسخ حاصل از تحلیل خط انتقالی و تمام موج این فیلتر به ترتیب در شکل های (۱۱) و (۱۲) نمایش داده شده است.



شکل (۱۰): شمای مدار چاپی در دو وجه لایه میانی فیلتر با چهار تزویج کننده

Fig. (10): The printed circuit scheme at two middle face filter with four couplers

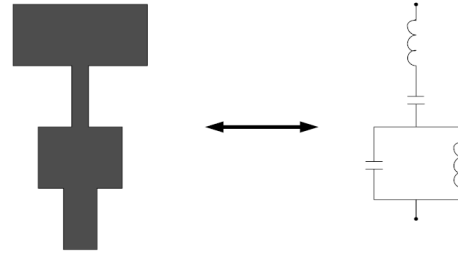


شکل (۱۱): نتایج تحلیل خط انتقالی فیلتر با چهار تزویج کننده
Fig. (11): The analytical results of the transmission line filter with four couplers

۶- حذف پاسخهای مجازی فیلتر

یکی از ضعفهای عمده فیلتر ما و بسیاری از فیلترهای میکروویو وجود پاسخهای مجازی در فرکانسهای بالاتر می باشد که به واسطه تکرار طول الکتریکی در فرکانسهای بالاتر روی می دهد. در اینجا برای حذف پاسخهای مجازی اول و دوم، از یک تکنیک جدید استفاده نموده ایم. این تکنیک بر پایه این واقعیت است که خطوط ربع طول موج اتصال باز در فرکانس مرکزی خود معادل یک مدار اتصال کوتاه می باشند. این استابها که به صورت موازی قرار می گیرند در فرکانس مرکزی خود نظیر یک اتصال کوتاه عمل می کنند. این استابها را در ورودی و خروجی هر یک از خطوط تزویج شده موازی قرار می دهیم. طول هر یک از این استابها را برابر با ربع طول موج در قطبهای انتقال فیلتر در باند عبور مجازی دوم قرار می دهیم. یک استاب به طول ربع طول موج هم برای تشدید مجازی در دو برابر فرکانس مرکزی فیلتر قرار می دهیم. از آنجایی که در طرح ما از خطوط تزویج شده اتصال باز استفاده شده این استابها با اتصال کوتاه کردن خطوط تزویج شده در باند عبوری مجازی تطبیق را در این فرکانسها مختل کرده و باعث افزایش تلفات عبوری و همچنین تلفات بازگشتی در مدار می شود. در حقیقت در این روش با اضافه کردن صفرهای انتقال به مدار، قطبهای انتقال را در باندهای عبور مجازی حذف کرده ایم. البته افزایش این استابها به مدار بر روی پاسخ فیلتر در باند عبور اصلی اثرات مخرب می گذارد که در این حالت انجام بهینه سازی اجتناب ناپذیر خواهد بود. در حقیقت در این روش با اضافه کردن استابهای به طول یک ربع طول موج در باند عبور مجازی، امکان حذف باند عبوری مجازی را فراهم می سازیم و به کمک بهینه سازی تلفات عبوری در باند عبور اصلی را به حد مطلوب باز می گردانیم. در شکل (۱۷) پاسخ فرکانسی حاصل از افزودن این استابها نشان داده شده است. همانگونه که پیداست با کمک این روش پاسخهای مجازی فیلتر در هارمونیکهای دوم و سوم به خوبی حذف شده اند، اما تلفات عبوری در باند اصلی فیلتر افزایش یافته است. در شکل (۱۸) پاسخ فرکانسی فیلتر با تغییر جزئی در طول استابها نشان داده شده است. در شکل (۱۹) نیز شمای مدار چاپی این فیلتر و در شکل (۲۰) پاسخ فرکانسی آن پس از بهینه سازی نشان داده شده است. از آنجایی که پاسخ حاصل از شبیه سازی خط انتقالی این ساختار در حدود 200 MHz نسبت به پاسخ حاصل از شبیه سازی تمام موج جابجایی دارد، لذا مدل خط انتقالی با جابجایی 200 MHz طراحی شده است. در شکل (۲۱) پاسخ حاصل از تحلیل تمام موج این فیلتر نمایش داده شده است که به خوبی با مشخصات مورد نظر برای طراحی مطابقت دارد.

پیشنهاد شده است. شکل (۱۴) این استاب و مدار معادل آن را نشان می دهد. این استاب به صورت موازی در مدار فیلتر قرار می گیرد.

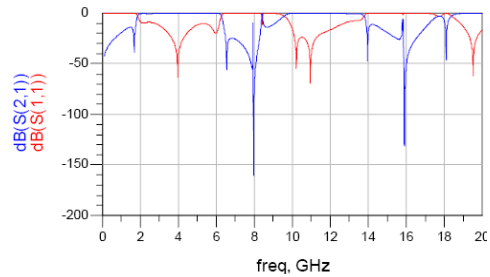


شکل (۱۴): استاب چهار قسمتی و مدار معادل آن
Fig. (14): The four segment stab and its equivalent circuit

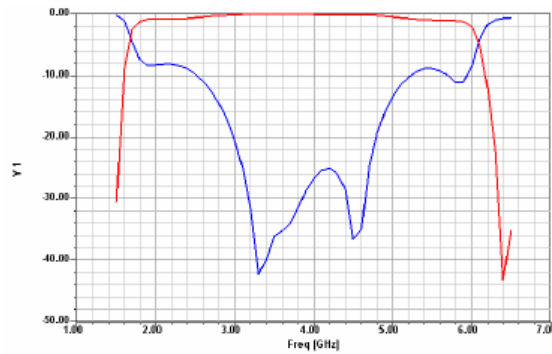
در [۵] برای یک فیلتر 2-6 GHz یک استاب چهار قسمتی مرتبه چهار با مشخصات زیر پیشنهاد شده است:

$$Z_1=86, Z_2=64, Z_3=100, Z_4=23 \Omega \quad (6)$$

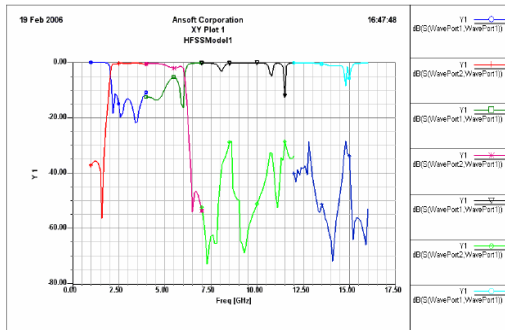
و طول پیشنهاد شده برای هر یک از قسمتها یک ربع طول موج در فرکانس 10 GHz می باشد. صفرهای انتقال این استاب مرتبه چهار در 1.7 GHz و 6.4 GHz واقع شده اند. نتایج حاصل از شبیه سازی خط انتقالی و تمام موج فیلتر مذکور با این استاب به ترتیب در شکل های (۱۵) و (۱۶) آورده شده اند. همانگونه که مشخص است، شیب لبه باند عبور بسیار تیز شده است.



شکل (۱۵): نتایج تحلیل خط انتقالی فیلتر با استاب چهار قسمتی
Fig. (15): The analytic results of the transmission line filter with four segments stab



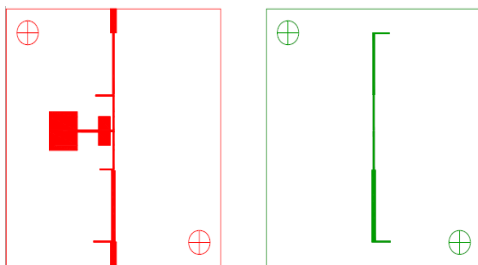
شکل (۱۶): نتایج تحلیل تمام موج فیلتر با استفاده از استاب چهار قسمتی
Fig. (16): The analytical results of the full wave filter using four sections stab



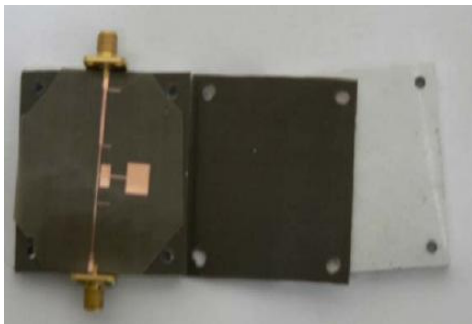
شکل (۲۱): نتایج تحلیل تمام موج فیلتر
Fig. (21): The results of analyzing the full wave filter

۷- ساخت فیلتر طراحی شده

در شکل‌های (۲۲) و (۲۳) به ترتیب شکل مدار چاپی و عکس قسمتهای مختلف فیلتر قبل از مونتاژ نشان داده شده‌اند.



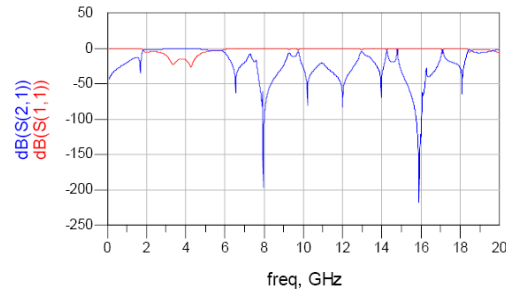
شکل (۲۲): شکل مدار چاپی در دو وجه لایه میانی فیلتر
Fig. (22): The form of the printed circuit on the two face of the middle layer filter



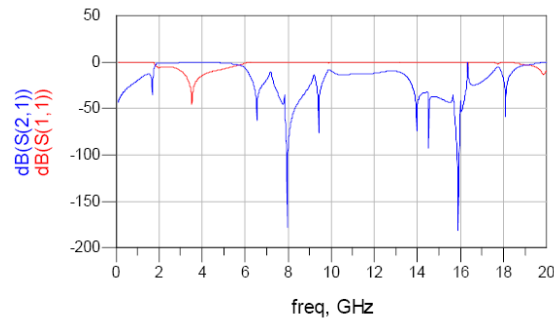
شکل (۲۳): قسمتهای مختلف فیلتر قبل از مونتاژ
Fig. (23): The different parts of the filter before assembling

۸- تست فیلتر و مقایسه نتایج

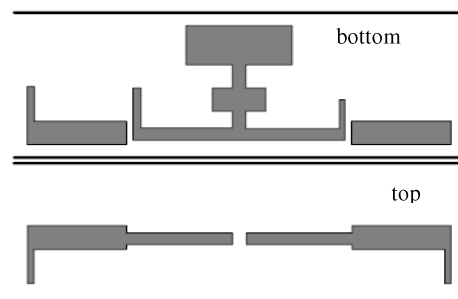
نتایج تست و اندازه‌گیری مشخصات فیلتر توسط تحلیلگر شبکه در شکل‌های (۲۴) و (۲۵) آورده شده‌اند.



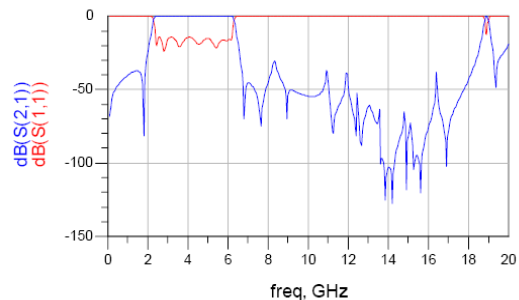
شکل (۱۷): پاسخ فرکانسی فیلتر پس از افزودن استابها
Fig. (17): The filter frequency response after adding stabs



شکل (۱۸): پاسخ فیلتر پس از افزودن استابها و تغییرات جزئی در طول استابها
Fig. (18): The frequency response of the filter after adding stabs and minor variations along the stabs



شکل (۱۹): شمای مدار چاپی در دو وجه لایه میانی فیلتر
Fig. (19): The schematic of the printed circuit on the two face of the middle layer filter



شکل (۲۰): پاسخ فرکانسی فیلتر پس از بهینه‌سازی
Fig. (20): The frequency response of the filter after optimization

فیلتر ساخته شده به خوبی خواسته‌های مورد نظر در طراحی فیلتر را محقق کرده است، بدین معنا که هم دارای تلفات عبوری کمتر از 2.5 dB در کل بازه 2-6 GHz می‌باشد، هم شیب لبه باند عبور به بیش از 40 dB/300 MHz رسیده است و هم هارمونیکهای مجازی فیلتر به خوبی تا مقدار 30 dB حذف شده‌اند.

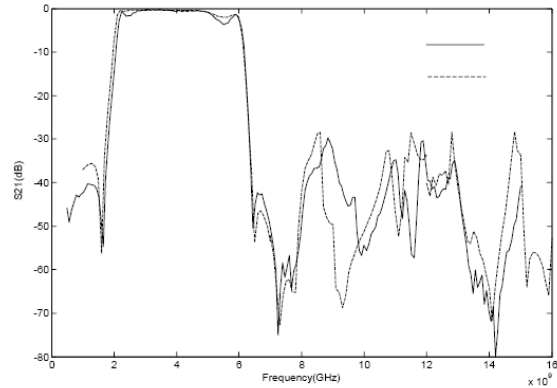
۹- نتیجه‌گیری

در این مقاله، بر پایه پله‌های امپدانس، خطوط تزویج شده میکروویوی و تشدیدکننده‌های چند مودی ساختارهای جدید و فشرده‌ای از فیلترهای پهن‌بند ارائه شده و با کمک ساختار خط نواری سه لایه، یک نمونه فیلتر پهن‌بند ساخته شده است که نتایج طراحیها، شبیه‌سازیها و ساخت به خوبی بر روی یکدیگر منطبق شد. با توجه به موارد و نتایج مشاهده شده موارد زیر برای ادامه و تکمیل پروژه پیشنهاد می‌گردد:

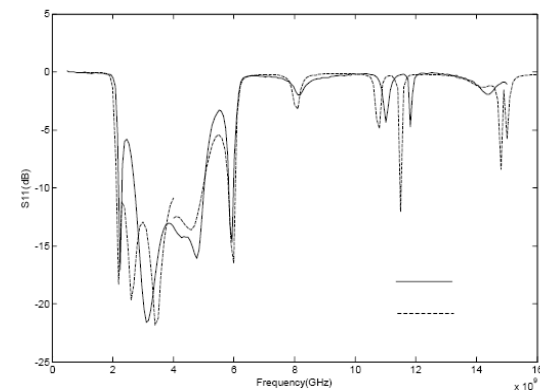
محدودیت تزویج در ساختارهای ریز نوار از موانع اصلی پیاده‌سازی این دسته از فیلترهای پهن‌بند می‌باشند، لذا تکنیکهایی نظیر برداشتن صفحه زمین زیر تزویج‌کننده جهت افزایش تزویج در تزویج‌کننده‌های ریز نوار و بررسی نتایج آن بر روی پاسخ فیلتر و تأثیر آن در وسیعتر کردن پهنای باند فیلتر پیشنهاد می‌شود.

استفاده از مبدلهای ربع طول موج جهت طراحی فیلترهای پهن‌بندتر و یافتن تکنیکهای جدید، جهت دستیابی به افزایش شیب مناسب لبه باند عبور (تکنیک معرفی شده در این مقاله دارای محدودیت باند می‌باشد).

در فیلتر معرفی شده در این مقاله پاسخهای مجازی در فرکانسهای دو، سه و چهار برابر فرکانس مرکزی حذف شده است. لذا یافتن راهکارهایی جهت حذف هارمونیکهای بالاتر فیلتر و دستیابی به یک فیلتر پهن‌بند با باند توقف وسیعتر، جهت ادامه و تکمیل پروژه پیشنهاد می‌شود.



شکل (۲۴): نمودار S_{21} حاصل از اندازه‌گیری و تحلیل تمام موج
Fig. (24): The variations of S_{21} obtained from the measurement and full wave analysing



شکل (۲۵): نمودار S_{11} حاصل از اندازه‌گیری و تحلیل تمام موج
Fig. (25): The variation of S_{11} obtained from the measurement and full-wave analysing

همانگونه که در اشکال هم واضح است، نتایج حاصل از اندازه‌گیری فیلتر تقریباً با نتایج حاصل از تحلیل تمام موج فیلتر مطابقت دارد و

References

- [1] L. Zhu, W. Menzel, K. Wu, F. Boegesack, "Theoretical characterization and experimental verification of a novel compact broadband microstrip bandpass filter", APMC, pp.625-628, 2001.
- [2] C. Nguyen, "Design and performance of novel printed-circuit spurline bandpass filters", IEEE Micro. and Gui. Wave Lett., Vol.2, No.11, pp.437-438, Nov. 1992.
- [3] J.T. Kuo, E. Shin, "Wideband bandpass filter design with three-line microstrip structure", IEE Proc. Micro. Anten. Propag., Vol.149, No.5/6, pp.243-247, Oct./Dec. 2002.
- [4] B.J. Minnis, "Classes of sub-miniature microwave printed circuit filters with arbitrary passband and stopband width", IEEE Trans. Micro. Theo. Tech., Vol.30, No.11, pp.1893-1900, Nov. 1982.
- [5] J.H. Kotze, "Classes of bandpass filters having an arbitrary wide stopband and design table for one such class", IEEE MTT-S Digest, pp.123-126, 1990.
- [6] R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia, "RF and microwave coupled-line circuits", Artech House, 1974.
- [7] L. Zhu, W. Menzel, K. Wu, F. Boegesack, "On the design of novel compact broad-band planar filters", IEEE Trans. Micr. Theo. Tech., Vol.51, No.2, pp.364-370, Feb. 2000

رزومه



مهدی کریمیان محمدآبادی در سال ۱۳۵۷ در اصفهان متولد شد. ایشان فارغ‌التحصیل در رشته مهندسی برق، شبکه‌های انتقال توزیع در مقطع کارشناسی و مهندسی برق - مخابرات - میدان در مقطع کارشناسی ارشد به ترتیب از دانشگاه‌های صنعت آب و برق تهران و علم و صنعت ایران می‌باشد. دارای سابقه کار در امور پروژه‌های تحقیقی در پژوهشگاه نیرو و مرکز تحقیقات مخابرات و الکترونیک نصر سپاه می‌باشد. زمینه‌های کاری ایشان شبکه‌های نوری، مدارات پسیو پهن باند میکروویو و پالس پاور می‌باشد.



پدرام سید افتتاحی متولد اصفهان فارغ‌التحصیل رشته کارشناسی مهندسی برق - مخابرات از دانشگاه صنعتی اصفهان و کارشناسی ارشد مهندسی برق - مخابرات - میدان از دانشگاه علم و صنعت ایران به ترتیب در سالهای ۱۳۸۲ و ۱۳۸۴ می‌باشد. ایشان دارای تجربه کاری در مرکز تحقیقات رادار دانشگاه اصفهان، مرکز تحقیقات مخابرات نصر سپاه، شرکت رستافن ارتباط می‌باشد و اکنون مشغول کار در شرکت خدمات انفورماتیک ایران می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان فیلترها و مالتپلکسرهای پهن باند میکروویو و تقویت کننده‌های باند X می‌باشد.



سید امیر محمد خذری متولد قم فارغ‌التحصیل از دانشگاه علم و صنعت ایران در هر دو مقطع کارشناسی و کارشناسی ارشد در رشته مهندسی برق - مخابرات - میدان به ترتیب در سالهای ۱۳۸۲ و ۱۳۸۴ می‌باشد. ایشان دارای سابقه کار در مراکز تحقیقاتی مخابرات صابرین و نصر وابسته به سپاه می‌باشند. و هم اکنون مشغول کار در شرکت مهندسی رستافن ارتباط می‌باشند. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از آنتنهای پهن باند و باند باریک، تشدید کننده‌های عایقی، کوپلرهای میکروویو، فیلترهای میکروویو.