

فیلتر میان‌گذر چندلایه با تلفات عبوری کم و گزینندگی بالا در باند ۲ تا ۶ گیگاهرتز

سعید فلاح زاده^۱، احمد چلداوی^۲، مجید طیرانی^۳

دکتری برق مخابرات میدان، دانشگاه علم و صنعت، fallahzadeh@iust.ac.ir

^۲ استاد دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت

^۳ دانشیار دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت

تاریخ دریافت: ۹۴/۶/۳ تاریخ پذیرش: ۹۴/۱۲/۵

چکیده

در این مقاله ساختاری جدید برای یک فیلتر میان‌گذر با پهنای باند زیاد، تلفات عبوری کم و افت سریع خارج از باند، بیان می‌شود. این فیلتر با استفاده از خطوط نواری تزویج شده از پهنا و خطوط انتقال آنها باز با تغییرات امپدانس پله‌ای جهت ایجاد صفر انتقال‌های دلخواه طراحی می‌شود. نشان داده خواهد شد که با استفاده از خطوط انتقال آنها باز با تغییرات امپدانس به صورت پله‌ای، صفرهای انتقال قابل کنترل در دسترس خواهند بود. در ادامه، رفتار فیلتر مفروض با استفاده از مدل خط انتقالی المان‌های فیلتر مدل‌سازی شده و با اعمال روش کمترین مجموع مربعات در نرم افزار متلب پارامترهای فیزیکی فیلتر جهت رسیدن به پاسخ مطلوب بهینه سازی شده است. در پایان، نتایج تئوری و ساخت فیلتر طراحی شده در باند فرکانسی ۲ تا ۶ گیگاهرتز مورد بررسی قرار گرفته است که همان‌گونه که نشان داده خواهد شد این نتایج از تطبیق مناسبی در این باند برخوردار می‌باشند.

کلیدواژه

فیلتر پهن باند، ساختار چندلایه، خطوط امپدانس پله‌ای، صفر انتقال، روش کمترین مربعات.

مقدمه

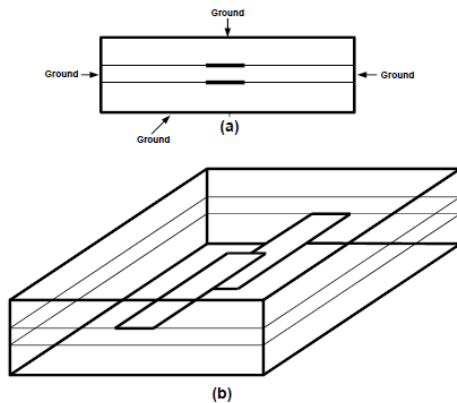
افزایش یافته است. با استفاده از خطوط نصف طول موج مدار باز در ساختار تزویج شده در مرجع [۱۰] یک فیلتر میانگذر با گزینندگی بالا طراحی شده است.

در این مقاله از ساختارهای تزویج شده به صورت خط انتقال نواری با تزویج از پهنای کوپلر به منظور طراحی یک فیلتر میان‌گذر با پهنای باند زیاد، افت شدید خارج از باند و تلفات عبوری پایین، استفاده خواهد شد. خطوط انتقال مدار باز با تغییرات پله‌ای امپدانس، صفرهای انتقال در حوالی فرکانس‌های قطع فیلتر را ایجاد خواهند کرد. عموماً از ساختارهای با تغییرات امپدانس جهت کوچک سازی ادوات میکروویوی استفاده می‌شود ولی در این مقاله، از ساختارهای فوق جهت ایجاد یک جفت صفر انتقال مستقل قابل کنترل استفاده شده است. با تلفیق ساختار امپدانس پله‌ای با ساختار یک فیلتر تزویجی پاسخ فرکانسی دچار اعوجاج می‌شود و نیازمند به بهینه سازی خواهد بود. لذا در این مقاله ابتدا کل ساختار با روش خط انتقالی مدل سازی شده و ماتریس انتقال کل فیلتر تشکیل می‌گردد. سپس با تشکیل توابع خطا و روش کمترین مربعات، ابعاد فیزیکی فیلتر برای نیل به سوی جوابهای

فیلترهای میان‌گذر با پهنای باند زیاد، یکی از مهم‌ترین اجزای سیستم‌های مدرن مخابراتی پهن باند هستند [۱]. بیشترین تحقیقات در مورد طراحی فیلترهای مورد بحث در سال‌های اخیر بر پایه روش رزوناتورهای چند موده [۲]، یا اتصال خطوط بدون افزایش طول با خطوط انتقال اتصال کوتاه می‌باشد [۳]. از معایب فیلترها با پاسخ چپی‌شف، افت کم پاسخ در نزدیکی ناحیه عبور فیلتر می‌باشد. یکی از کارهایی که به منظور غلبه بر این مشکل انجام می‌شود، ایجاد صفرهای انتقال در نزدیکی این دو لبه است [۴]. بدین منظور در مرجع [۵] برای ایجاد یک مسیر کوپلینگ جدید، دو خط سیگنال را تا نموده و از این طریق یک کوپلینگ متقابل ایجاد شده است. در [۶] از ترکیب خطوط انتقال سری و موازی استفاده می‌شود. در مراجع [۷] و [۸] از مسیرهای کوپلینگ اضافه شده به صورت موازی به مسیر اصلی فیلتر، برای ایجاد صفرهای انتقال بهره برده می‌شود. در مرجع [۹] با استفاده از خطوط ریزنوار معکوس در یک فیلتر تزویج شده، شیب باند قطع

فیلترهای میان گذر با افت سریع خارج از باند

یکی از اهداف این پژوهش، طراحی فیلتری با مشخصه تیز در حوالی فرکانس قطع می‌باشد. این امر در حالت عادی باعث افزایش درجه فیلتر می‌شود. افزایش درجه فیلتر به نوبه خود باعث افزایش طول فیلتر و به تبع آن، افزایش تلفات باند عبور فیلتر می‌شود. راه دیگر برای رسیدن به حذف مناسب سیگنال خارج از باند، تولید صفرهای انتقال قابل کنترل در نزدیکی فرکانس قطع است. جزئیات روند طراحی در بخش بعد توضیح داده می‌شود.



شکل ۲. خطوط کوپل شده صفحه‌ای

تولید صفرهای انتقال

یک روش معمول برای تولید صفرهای انتقال، استفاده از خطوط انتقال مدار باز به اندازه ربع طول موج است. با توجه به این نکته که طول خطوط انتقال یک‌چهارم طول موج است، اولین هارمونیک در سه برابر فرکانس اصلی ایجاد می‌شود. این اصل در معادله ۱ اثبات شده است.

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta l \quad (الف-۱)$$

$$Z_{in} = 0 \leftrightarrow \cot \beta l = 0 \quad (ب-۱)$$

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = k\pi \pm \frac{\pi}{2} \rightarrow l = \left(\frac{2k \pm 1}{4}\right) \lambda \quad (ج-۱)$$

به عبارت دیگر، نمی‌توان هارمونیک‌های این ساختار را کنترل نمود. نمودار شکل ۴ (خطوط پر) به ازای $w_1 = 0.2 \text{ mm}$ و $L_1 = 6.5 \text{ mm}$ بر روی زیر لایه RT/Duroid 5880 به صورت خط انتقال نواری با ضخامت لایه پایینی ۳۶ mil و لایه بالایی ۳۱ mil شبیه سازی شده است. همانطور که دیده می‌شود هارمونیک‌ها در مضارب فرد هارمونیک اصلی اتفاق افتاده است.

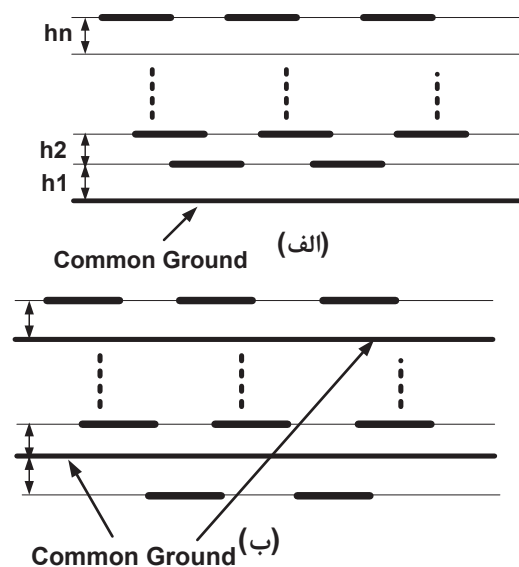
برای آنکه بتوان هارمونیک اول این ساختار را کنترل کرد بایستی درجه آزادی ساختار را زیاد کنیم. به همین منظور به جای استفاده از حالت تک خط انتقالی، می‌توان از ساختار خط انتقال مدار باز دو پله‌ای مطابق شکل ۳ استفاده نمود. برای این ساختار معادله یک به صورت معادله ۲ به دست می‌آید.

مطلوب در نرم افزار متلب بهینه سازی خواهد شد. در پایان، پاسخ فیلتر ساخته شده با پاسخ‌های شبیه‌سازی فیلتر مقایسه خواهد شد.

ساختار فیلتر مفروض

فیلتر با پهناهای باند زیاد

در سال‌های اخیر، استفاده از فیلترهای چندلایه افزایش یافته است. دلیل این امر غلبه بر مشکلاتی از قبیل وزن و هزینه و بهبود عملکرد فیلترها است. فیلترهای چندلایه به دو دسته عمده تقسیم می‌شوند. نوع اول از المان‌های رزونانسی متعددی تشکیل شده است که در لایه‌های مختلف قرار گرفته و بین لایه‌های مجاور، صفحه زمینی وجود ندارد. این ترکیب در شکل ۱-الف مشاهده می‌شود. نوع دوم دارای یک صفحه زمین بین دو لایه مجاور بوده که از طریق یک روزنه با لایه بعدی مسیر کوپلینگ ایجاد می‌شود. ساختار معمول این فیلترها در شکل ۱-ب مشاهده می‌شود. نوع اول به دلیل وجود کوپلینگ بیشتر بین رزوناتورهای مناسب کاربردهای پهن باند می‌باشد، در حالی که نوع دوم مناسب کاربردهای باریک باند است.



شکل ۱. خطوط کوپل شده صفحه‌ای

فیلترهای با تلفات پایین

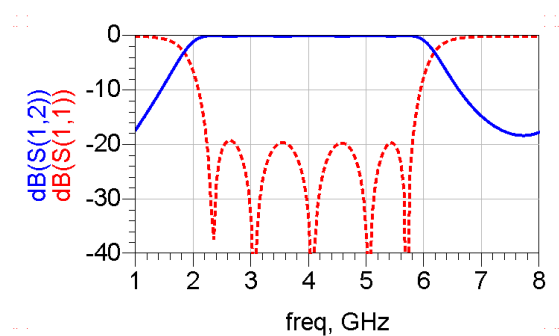
تلفات پایین در باند عبور فیلتر ایجاد می‌کند که تلفات ناشی از تشعشع تا جایی که ممکن است پایین باشد. برای رسیدن به این مطلوب، در این مقاله از ساختار خط انتقال نواری با تزویج از پهناهای کوپلر و صفحات زمین مطابق شکل ۲ استفاده شده است. ابعاد فیزیکی این ساختار از رابطه Cohn [۱۱] قابل محاسبه می‌باشد.

با توجه به توضیحات ارائه شده در بخش قبل، فیلتر بایستی بر روی یک ساختار همگن سه لایه طراحی شود. بدین منظور از سه لایه RT/Duroid5880 با ϵ_r برابر ۲٫۲ به عنوان زیرلایه فیلتر استفاده شده است. دو لایه فلزی کوپلر در دو طرف یک زیر لایه با ضخامت ۵mil چاپ شده است و زیر لایه مفروض نیز بین دو زیر لایه با ضخامت ۳۱mil به صورت ساندویچ قرار می‌گیرد. مقادیر محاسبه شده برای فیلتر مرتبه ۳ با توجه به روابط موجود در مراجع [۱۳ و ۱۴] در جدول زیر نمایش داده شده است.

جدول ۱. ابعاد اولیه فیلتر میانگذر طراحی شده (بر حسب میلیمتر)

| | | | |
|----|------|----|-----|
| W1 | ۰٫۴۵ | L1 | ۲٫۴ |
| W2 | ۲٫۱ | L2 | ۵٫۶ |
| W3 | ۰٫۷۵ | L3 | ۱۰ |
| W4 | ۰٫۷۵ | L4 | ۵٫۷ |
| W5 | ۰٫۷۵ | L5 | ۹ |

نتایج شبیه سازی فیلتر در نرم افزار ADS در شکل ۶ نشان داده شده است.



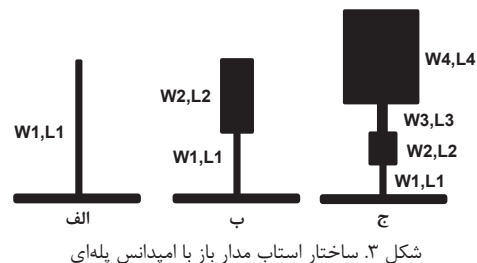
شکل ۶ نتایج شبیه سازی فیلتر اولیه در نرم افزار ADS

همان‌طور که قبلاً توضیح داده شد، برای تحقق فیلتر با مشخصه افت سریع خارج از باند، بایستی از خطوط انتها باز با تغییرات امپدانس پله‌ای برای تولید صفرهای انتقال قابل کنترل، در ساختار فیلتر استفاده کرد. بنابراین ابتدا لازم است محل تقریبی صفرهای انتقال مشخص و ابعاد فیزیکی خطوط مدار باز پله‌ای محاسبه شود. با توجه به ساختار فیلتر امکان قرار دادن سه عدد خط انتقال پله‌ای مدار باز در ساختار وجود دارد. چون تلفات عبوری در لبه‌های باند نیز مهم می‌باشد صفرهای انتقال را نباید خیلی نزدیک به فرکانس لبه باند انتخاب کرد. محل انتخابی برای ایجاد صفر انتقال در فرکانس‌های ۱٫۵ و ۶٫۵ گیگاهرتز برای یک خط انتقال مدار باز پله‌ای و برای خط انتقال دوم ۱٫۷۵ و ۷ گیگاهرتز در نظر گرفته می‌شود. دقت شود به علت آنکه ساختار فیلتر متقارن می‌باشد از سه خط انتقال مدار باز تعبیه شده در ساختار، دو خط انتقال مدار باز، مشابه می‌باشند. خط انتقال مورد استفاده در این

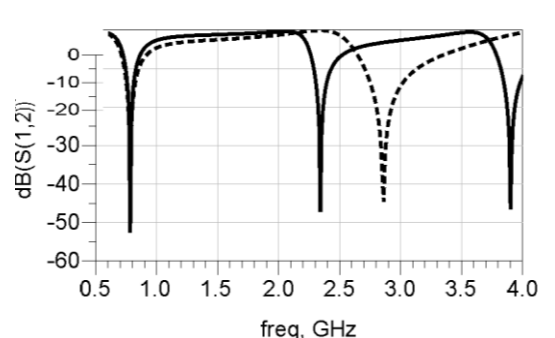
$$Z_{in} = 0 \rightarrow \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_1\right) \tan\left(\frac{2\pi}{\lambda}l_2\right) = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (2)$$

نتایج شبیه‌سازی شکل ۳ ب به ازای ابعاد $w_1=0,33\text{mm}$ ، $w_2=2,3\text{mm}$ ، $L_1=38,5\text{mm}$ ، $L_2=10\text{mm}$ بر روی همان زیرلایه در شکل ۴ (خطوط خط چین) آورده شده است. همان‌طور که دیده می‌شود، اولین هارمونیک این ساختار بدون آنکه هارمونیک اصلی را تحت تأثیر قرار دهد با تغییر طول و عرض دو پله قابل کنترل است.

به دلیل محدودیت‌های ساخت (عرض خطوط انتقال از یک مقدار مشخص نمی‌تواند کمتر شود)، برای تولید صفرهای انتقال دلخواه بایستی از پله‌های بیشتری استفاده شود. به همین دلیل ساختار شکل ۳-ج را در داخل فیلتر به کار برده و به این ترتیب صفرهای انتقال کاملاً قابل کنترل خواهند بود.



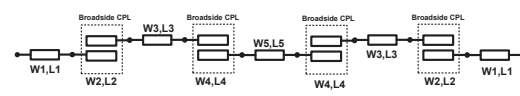
شکل ۳. ساختار استاب مدار باز با امپدانس پله‌ای



شکل ۴. نتایج شبیه‌سازی خط انتقال مدار باز معمولی (خطوط توپر) و خط انتقال مدار باز با امپدانس پله‌ای (خط چین)

روند طراحی

هدف طراحی یک فیلتر میانگذر کوچک در باند فرکانسی ۲ تا ۶ گیگاهرتز با تلفات عبوری کم و گزینندگی بالا می‌باشد. ساختار فیلتر میان‌گذر مرتبه سه با تزویج از پهنای کوپلر در شکل ۵ رسم شده است.



شکل ۵. ساختار فیلتر میان‌گذر مرتبه سه

محاسبه ماتریس کلی ABCD، بایستی ماتریس ABCD همه المانها در هم ضرب شوند. با استفاده از روابط تبدیلات شبکه، ماتریس انتقال به دست آمده به ماتریس S تبدیل می شود. به طور کلی، مؤلفه های ماتریس امپدانس ساختارهای خط کوپل شده معمول که در شکل ۱ نشان داده شده، مطابق معادله زیر است

[۱۲]:

$$\begin{aligned} Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} &= -j \frac{1}{2} \cot \theta [Z_{0e} + Z_{0o}] & (الف-۳) \\ Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} &= -j \frac{1}{2} \cot \theta [Z_{0e} - Z_{0o}] & (ب-۳) \\ Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} &= -j \frac{1}{2} \csc \theta [Z_{0e} - Z_{0o}] & (ج-۳) \\ Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} &= -j \frac{1}{2} \csc \theta [Z_{0e} + Z_{0o}] & (د-۳) \end{aligned}$$

در این معادلات Z_{0e} و Z_{0o} به ترتیب امپدانس مشخصه مدهای زوج و فرد می باشند. همچنین توجه شود که در ساختارهای خط انتقال نواری (محیط یکنواخت) $\theta_e = \theta_o = \theta$ می باشد. با استفاده از معادله ۳ و تبدیل پارامترهای Z به پارامترهای ماتریس انتقال، مقادیر ماتریس ABCD برای یک کوپلر تنها به صورت معادله ۴ محاسبه می شود.

$$\begin{aligned} A &= \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta = D & (۴) \\ B &= \frac{-j}{2(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin \theta} [(Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta - (Z_{0e} - Z_{0o})^2] \\ C &= \frac{2j}{Z_{0e} - Z_{0o}} \sin \theta \end{aligned}$$

امپدانس های زوج و فرد نیز توسط روابط مرجع [۱۵] بر حسب ابعاد فیزیکی کوپلر قابل بیان هستند.

برای محاسبه ماتریس انتقال خطوط انتقال انتها باز، ابتدا لازم است امپدانس ورودی این خطوط محاسبه شود. این خطوط به صورت امپدانس های موازی در طول مسیر سیگنال قرار می گیرند، که این مقدار با استفاده از روابط مرجع [۱۳] به ماتریس انتقال تبدیل می شود.

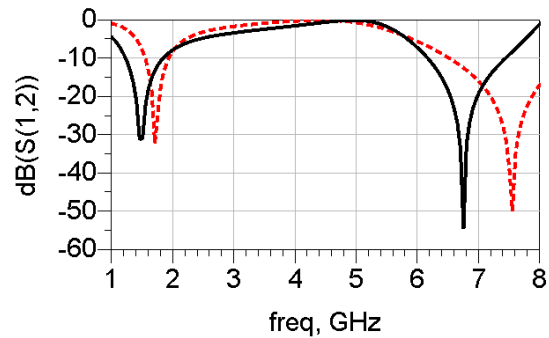
با محاسبه ماتریس انتقال کل می توان تابع خطا را جهت بهینه سازی و بدست آوردن پارامترهای فیزیکی تشکیل داد. با محاسبه ماتریس انتقال کل می توان به محاسبه پارامترهای پراکندگی پرداخت.

$$S_{21,k} = \frac{2}{A_k + B_k Y_{l,k} + CZ_{s,k} + D_k Z_{s,k} Y_{l,k}} \quad (الف-۵)$$

$$S_{11,k} = \frac{A_k + B_k Y_{l,k} - CZ_{s,k} - D_k Z_{s,k} Y_{l,k}}{A_k + B_k Y_{l,k} + CZ_{s,k} + D_k Z_{s,k} Y_{l,k}} \quad (ب-۵)$$

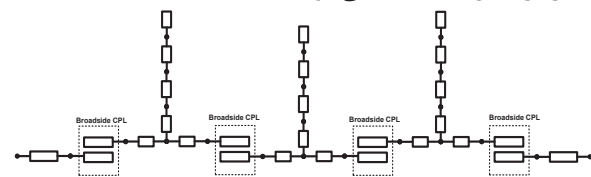
که در این رابطه زیر نویس k فرکانس محاسبه k ام می باشد و Yl و Zs ادمیتانس بار و امپدانس منبع جهت تطبیق می باشد. با محاسبه S_{21} می توان مقدار افت عبوری و بازگشتی را محاسبه کرد

طرح از نوع چهارپله ای مشابه شکل ۳ می باشد. با مشخص شدن توپولوژی و فرکانس های رزونانس، در نرم افزار متلب ابعاد اولیه خطوط پله ای مدار باز محاسبه می شود. نتایج شبیه سازی خطوط انتقال مدار باز در نرم افزار ADS در شکل زیر نشان داده شده است.

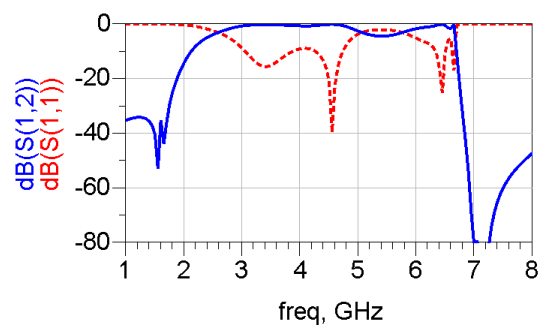


شکل ۷. نتایج شبیه سازی خطوط انتقال مدار باز در نرم افزار ADS خطوط توپیر $w1=1.6, w2=0.5, w3=2, w4=3, L1=6, L2=6, L3=L4=5$ خط چین $w1=1.3, w2=2, w3=0.9, w4=0.8, L1=5, L2=3, L3=2, L4=4, 5$ (ابعاد بر حسب میلی متر)

بعد از طراحی فیلتر مرتبه ۳ و خطوط مدار باز پله ای به طور جداگانه، بایستی دو ساختار را در هم ادغام کرد. ساختار نهایی این فیلتر در شکل ۸ مشاهده می شود.



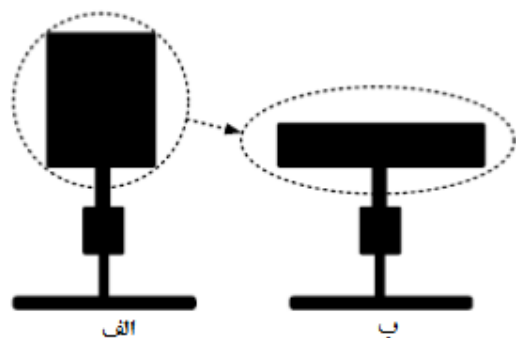
شکل ۸. فیلتر میان گذر مرتبه ۳ با خطوط پله ای مدار باز پاسخ فرکانسی فیلتر فوق به صورت زیر می باشد.



شکل ۹. پاسخ فرکانسی فیلتر ترکیبی قبل از بهینه سازی

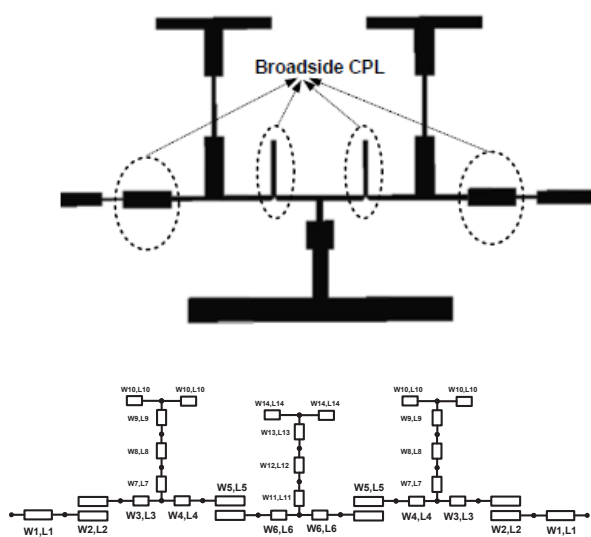
همانطور که در شکل ۹ نشان داده شده است تعبیه کردن خطوط مدار باز در ساختار فیلتر میانگذر، پاسخ فیلتر را دچار اعوجاج می کند. بنابراین بایستی با استفاده از بهینه سازی به پاسخ مطلوب رسید.

جهت بهینه سازی ساختار از نرم افزار متلب استفاده شده است. برای تحلیل ساختار معرفی شده در این مقاله از مدل خط انتقالی استفاده شده است. با توجه به خاصیت ماتریس انتقال، برای

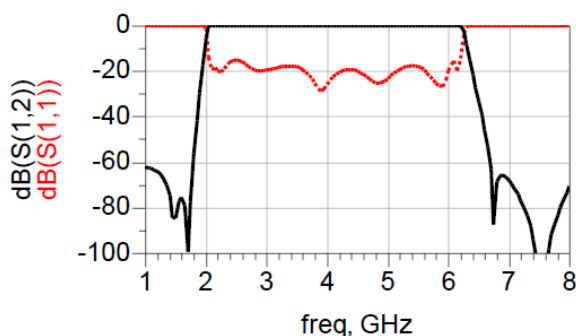


شکل ۱۱. تبدیل امپدانس در ساختار خط انتقال مدار باز امپدانس پله‌ای

ساختار نهایی فیلتر میان‌گذر طراحی شده در شکل ۱۲ دیده می‌شود. پاسخ مدل خط انتقالی این ساختار در نرم افزار متلب به صورت شکل ۱۳ می‌باشد.



شکل ۱۲. ساختار نهایی فیلتر طراحی شده



شکل ۱۳. پاسخ مدل خط انتقال فیلتر نهایی در نرم افزار متلب

ابعاد فیزیکی فیلتر بعد از بهینه سازی در جدول زیر خلاصه شده است.

(۶)

$$IL_k = -20 \log(|s_{21,k}|)$$

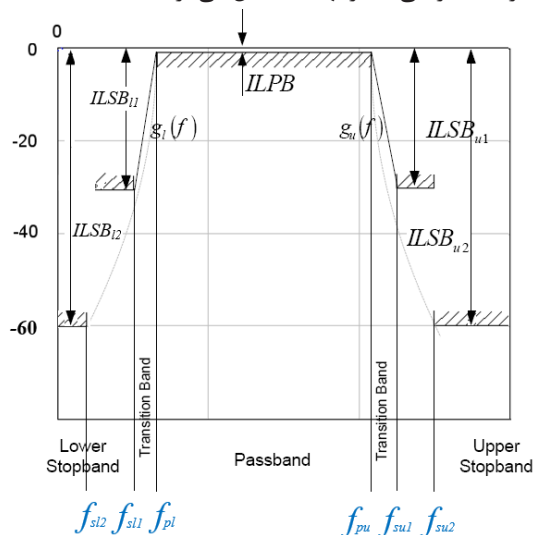
$$RL_k = -20 \log(|s_{11,k}|)$$

سپس تابع خطا را با توجه به شکل (۱۰) به شکل زیر نوشت:

(۷)

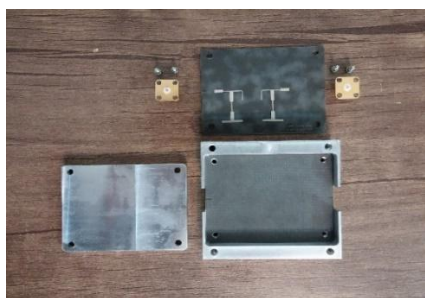
$$e = wt_1 \sum_{k=1}^{n_{SL}} (IL_k - ILSB_k)^2 + wt_2 \sum_{k=n_{SL}}^{n_{PL}} (IL_k - g_{TL}(f_k))^2 + wt_3 \sum_{k=n_{PL}}^{n_{PU}} (IL_k - ILPB_k)^2 + wt_4 \sum_{k=n_{PU}}^{n_{SU}} (IL_k - g_{TU}(f_k))^2 + wt_5 \sum_{k=n_{SU}}^K (IL_k - ILSB_k)^2$$

در رابطه بالا $ILSB$ و $ILPB$ بترتیب مقدار مطلوب در ناحیه قطع و گذر می‌باشد. توابع $g_{TL}(f_k)$ و $g_{TU}(f_k)$ نیز توابع خطی می‌باشند که پیوستگی دو ناحیه قطع و گذر (ناحیه گذار) را تأمین می‌کنند. wt_i ضرایب وزنی می‌باشند. با صفر کردن تابع خطا پارامترهای فیزیکی فیلتر بهینه حاصل می‌گردد.

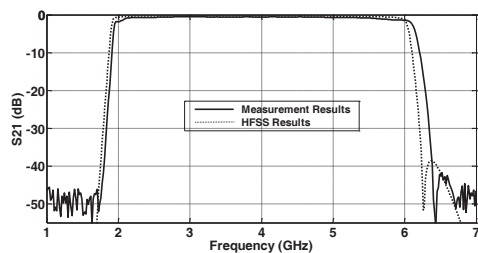


شکل ۱۰. محدوده‌های فرکانسی تعیین شده برای تابع خطا

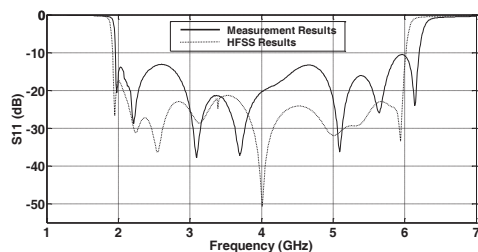
بعد از بهینه‌سازی، امپدانس آخرین پله از خطوط پله‌ای امپدانس، ۱۸ اهم به دست می‌آید که این مقدار متناسب با 5mm عرض خط ریزنوار می‌باشد. در آنالیز خط انتقالی، فقط مدهای طولی منتشره در نظر گرفته می‌شوند، بنابراین عرض خط ریزنوار به دلیل ایجاد مدهای عرضی، محدود می‌شود. برای حل مشکل امپدانس ایجاد شده از دو خط انتقال ۳۶ اهم به صورت موازی برای ایجاد امپدانس ۱۸ اهم استفاده می‌شود. شکل شماره ۱۱ مراحل این تغییر را بیان می‌کند.



شکل ۱۴. تصاویر فیلتر ساخته شده



الف



ب

شکل ۱۵. مقایسه نتایج اندازه گیری و شبیه سازی تمام موج

جمع بندی

در این تحقیق، ساختاری جدید برای طراحی یک فیلتر میان گذر با پهنای باند زیاد، تلفات عبوری کم و افت شدید در باند قطع، معرفی شد. ابتدا، امکان ایجاد صفرهای انتقال کنترل پذیر با استفاده از خطوط انتقال مدار باز با تغییرات پله‌ای امپدانس مورد بررسی قرار گرفت. در مرحله دوم، با استفاده از تئوری خطوط انتقال، پاسخ فرکانسی ساختار محاسبه و ابعاد خطوط مورد نیاز برای رسیدن به نتیجه مطلوب با روش کمترین مربعات بهینه سازی شد. همچنین روشی عملی جهت ساخت مدارات میکروویو چند لایه ارائه شد و فیلتر مذکور با روش مذکور ساخته و تست شد. نتایج حاصل از شبیه سازی تمام موج فیلتر مورد نظر با نتایج حاصل از اندازه گیری پاسخ فرکانسی با یکدیگر مقایسه شد که همان گونه که نشان داده شد از تطبیق خوبی بهره مند بودند. این نکته قابل ذکر است که ساختار پیشنهادی دارای ساخت راحت، طراحی سریع، تلفات عبوری پایین و افت سریع در باند می باشد.

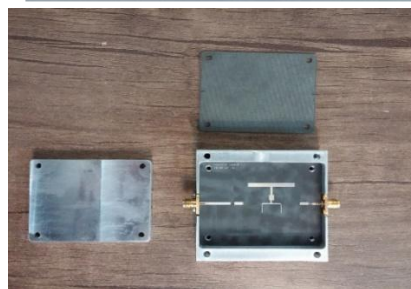
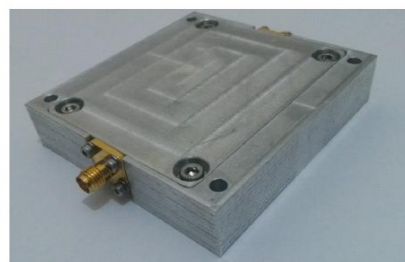
جدول ۲. ابعاد نهایی فیلتر میان گذر طراحی شده بعد از بهینه سازی (بر حسب

میلیمتر)

| | | | | | |
|-----|------|-----|------|-----|-------|
| W1 | ۰,۲۴ | W11 | ۰,۶ | L7 | ۶,۱ |
| W2 | ۱,۷۸ | W12 | ۲,۸۵ | L8 | ۶,۳۵ |
| W3 | ۰,۵ | W13 | ۱,۶ | L9 | ۴,۸ |
| W4 | ۰,۵ | W14 | ۲,۵ | L10 | ۶ |
| W5 | ۰,۵ | L1 | ۲,۱۲ | L11 | ۲,۱ |
| W6 | ۰,۵ | L2 | ۵ | L12 | ۲,۹ |
| W7 | ۲ | L3 | ۴,۷ | L13 | ۵ |
| W8 | ۰,۴۵ | L4 | ۶,۱۵ | L14 | ۱۲,۸ |
| W9 | ۲ | L5 | ۵,۷۳ | S | ۰,۱۲۷ |
| W10 | ۱,۲ | L6 | ۴,۵ | | |

ساخت و اندازه گیری

همان گونه که در قبل بیان شد، ساختار فیلتر یک ساختار همگن ۳ لایه می باشد. ساخت چنین ساختاری نیازمند به تکنولوژی مدارات چند لایه فرکانس بالا دارد. ولی در این پژوهش با استفاده از امکانات موجود در کشور این فیلتر ساخته شد. بدین منظور از برد RT/Duroid5880 به عنوان زیر لایه فیلتر استفاده شده است. دو لایه فلزی کوپلر در دو طرف یک زیر لایه با ضخامت ۵ mil چاپ و زیر لایه مفروض نیز بین دو زیر لایه با ضخامت ۳۱ mil به صورت ساندویچ قرار می گیرد. هر سه زیر لایه داخل یک جعبه قرار داده شده و توسط درب جعبه سه لایه به هم فشرده می شوند. نمایی از فیلتر ساخته شده در شکل ۱۴ نشان داده شده است. با استفاده از یک تحلیل گر شبکه برداری، پاسخ فرکانسی فیلتر اندازه گیری شده و با نتایج حاصل از شبیه سازی تمام موج در نرم افزار HFSS در شکل ۱۵ نمایش داده شده است.



مرجعها

- [1] S. Almorqia, H. Shamana and A. Alamoudia, "Parallel-coupled stub-loaded resonator bandpass filter with ultra-wideband passband on multilayer liquid crystal polymer substrates," *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 4 pages. Published online: 08 July 2015
- [2] L.Zhu, S.Sun, and W.Menzel, "Ultra-wideband (UWB) band pass filters using multiplemode resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, no. 11, pp. 796–798, Nov. 2005.
- [3] W.-T.Wong, Y.-S. Lin, C.-H.Wang, and C. H. Chen, "Highly selective microstripbandpass filters for ultra-wideband (UWB) applications," in *Proc. AsiaPacific Microw. Conf.*, Dec. 2005, vol. 5, pp. 2850–2853.
- [4] P. K. Singh, S. Basu, and Y.-H. Wang, "Planar ultra-wideband band-pass filter using edge coupled microstrip lines and stepped impedance open stub," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 9, pp. 649–651, Sep. 2007.
- [5] H. Shaman and J. S. Hong, "A novel ultra-wideband (UWB) bandpass filter (BPF) with pairs of transmission zeroes," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 2, pp. 121–123, Feb. 2007.
- [6] R. Li, S. Sun, and L. Zhu, "Synthesis design of ultra-wideband band-pass filters with composite series and shunt stubs," *IEEE Microw. Wire-less Compon. Lett.*, vol. 57, no. 3, pp. 684–692, Mar. 2009.
- [7] J.-Y. Li, C.-H. Chi, and C.-Y. Chang, "Synthesis and design of generalized Chebyshev wideband hybrid ring based bandpass filters with a controllable transmission zero pair," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 12, pp. 3720–3731, Dec. 2010.
- [8] T. H. Duong and I. S. Kim, "Steeply sloped UWB bandpass filter based on stub-loaded resonator," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 20, no. 8, pp. 441–443, Aug. 2010.
- [9] Chang CY, Itoh T. "A modified parallel coupled filter structure that improves the upper stopband rejection and response symmetry". *IEEE Trans Microwave Theory Tech*1991;39:310–4.
- [10] Mrinal Kanti Mandal., "Design of Wide-Band, Sharp-Rejection Bandpass Filters With Parallel-Coupled Lines". Volume:16, Issue: 11.
- [11] Cohn, S. B., "Shielded coupled-strip transmission line," *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, 29–38, October 1955.
- [12] C. Nguyen, and C. Hsieh, "Millimeter wave printed circuit spurline filters," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 83, no. 1, pp. 98–100, May. 1983.
- [13] Microwave engineering, David.M Pozar
- [14] Cho, C. and K. C. Gupta, "Design methodology for multilayer coupled line filters," *IEEE MTT-S Digest*, 1997.
- [15] Yi Ge, Gaofeng Guo., "The Design of Broadband Stripline Directional Coupler," *GSM* May 27-30, 2012.