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 ۱دکتری 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

چکیدہ

در این مقاله ساختاری جدید برای یک فیلتر میان گذر با پهنای باند زیاد، تلفات عبوری کم و افت سریع خارج از باند، بیان می-شود. این فیلتر با استفاده از خطوط نواری تزویج شده از پهنا و خطوط انتقال انتها باز با تغییرات امپدانسی پلهای جهت ایجاد صفر انتقالهای دلخواه طراحی می شود. نشان داده خواهد شد که با استفاده از خطوط انتقال انتها باز با تغییرات امپدانسی به صورت پلهای، صفرهای انتقال قابل کنترل در دسترس خواهند بود. در ادامه، رفتار فیلتر مفروض با استفاده از مدل خط ا 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 گیگاهر تز موردبررسی قرار گرفته است که همان گونه که نشان داده خواهد شد این نتایج از تطبیق مناسبی در این باند برخوردار می باشند.

كليدواژه

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

مقدمه

فیلترهای میانگذر با پهنای باند زیاد، یکی از مهمترین اجزای سیستمهای مدرن مخابراتی پهن باند هستند [۱]. بیشترین تحقیقات در مورد طراحی فیلترهای موردبحث 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 چبیشف، افت کم پاسخ در نزدیکی ناحیه عبور فیلتر میباشد. یکی از کارهایی که بهمنظور 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 [۴]. بدین منظور در مرجع [۵] برای ایجاد یک مسیر کوپلینگ متقابل ایجادشده است. در [۶] از ترکیب خطوط انتقال سری و موازی استفاده میشود. در مراجع [۷] و [۸] از مسیرهای موازی استفاده میشود. در مراجع [۷] و [۸] از مسیرهای ایجاد صفرهای انتقال بهره برده میشود. در مرجع [۹] با استفاده ایجاد صفرهای انتقال بهره برده میشود. در مرجع [۹] با استفاده ایجاد صفرهای انتقال بهره برده میشود. در مرجع [۹] با استفاده

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 میان گذر با پهنای باند زیاد، افت شدید خارج از باند و تلفات عبوری پایین، استفاده خواهد شد. خطوط انتقال مدار باز با تغییرات پله ای امپدانس، صفرهای انتقال در حوالی فرکانسهای قطع فیلتر را ایجاد خواهند کرد. عموماً از ساختارهای با تغییرات امپدانس جهت کوچک سازی ادوات مایکروویوی استفاده می شود ولی در این مقاله، از ساختارهای فوق جهت ایجاد یک جفت صفر انتقال مستقل قابل کنترل استفاده شده است. با تلفیق ساختار امپدانس می شود 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 می گردد. سپس با تشکیل توابع خطا و روش

فصلنامه صنايع الكترونيك دوره لا شماره -۲ تابستان ۱۳۹۵ التقويت ۵۵ الدامه منايع الكترونيك ۵۵ الدامه منابع الكترونيك ۵۵

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

ساختار فيلتر مفروض

فیلتر با پهنای 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 می شود. نوع دوم دارای یک صفحه زمین بین دو لایه مجاور بوده که از طریق یک روزنه با لایه بعدی مسیر کوپلینگ ایجاد می شود. ساختار معمول این فیلترها در شکل ۱–ب مشاهده می شود. نوع اول به دلیل وجود کوپلینگ بیشتر بین رزوناتورهایش مناسب کاربردهای پهن باند می باشد، در حالی که نوع دوم مناسب



شکل ۱. خطوط کوپل شده صفحهای

فیلترهای با تلفات پایین

تلفات پایین در باند عبور فیلتر ایجاب می کند 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 یهنای کوپلر و صفحات زمین مطابق شکل ۲ استفادهشده است. ابعاد فیزیکی این ساختار از رابطه Cohn [۱۱] قابل محاسبه می-باشد.

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 بهنوبه خود باعث افزایش طول فیلتر و بهتبع 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

توليد صفرهاي انتقال

یک روش معمول برای تولید صفرهای انتقال، استفاده از خطوط انتقال مدار باز بهاندازه 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 اثباتشده است.

$Z_{in} = -jZ_0 cot\beta l$	(۱⊣لف)
$Z_{in} = 0 \leftrightarrow cot\beta l = 0$	(۱-ب)
$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = k\pi \pm \frac{\pi}{2} \rightarrow l = \left(\frac{2k\pm 1}{4}\right)\lambda$	(۱-ج)

به عبارت دیگر، نمی توان هارمونیک های این ساختار را کنترل نمود. نمودار شکل ۴ (خطوط پر) به ازای wl=۰,۲mm و Ll=۶۵mm بر روی زیر لایه RT/Duroid5880 به صورت خط انتقال نواری با ضخامت لایه پایینی ۳۶mil و لایه بالایی ۳۱mil شبیه سازی شده است. همانطور که دیده می شود هامونیک ها 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 بهجای استفاده از حالت تک خط انتقالی، میتوان از ساختار خط انتقال مدار باز دو پلهای مطابق شکل ۳ب استفاده نمود. برای این ساختار معادله یک بهصورت معادله ۲ به دست میآید.

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

نتایج شبیهسازی شکل ۳ب به ازای ابعاد wl=۰,۳mm ، نتایج شبیهسازی شکل ۳ب به ازای ابعاد L2=۱۰mm ، wl=۲,۳mm ، L1=۳۸,۵mm در شکل ۴ (خطوط خط چین) آورده شده است. همان طور که دیده می شود، 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 نمی تواند 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 تر تیب صفرهای انتقال کاملاً قابل کنترل خواهند بود.



روند طراحي

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.

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 r RT/Duroid5880 با r برابر ۲٫۲ بهعنوان زیرلایه فیلتراستفاده 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 ساندویج قرار می گیرد. مقادیر محاسبه شده برای فیلتر مرتبه ۳ با توجه به روابط موجود در مراجع [۳۱و۲۹] در جدول زیر نمایش داده شده است.

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

W1	۰,۴۵	L1	۲,۴
W2	۲,۱	L2	۵,۶
W3	۰,۷۵	L3	1+
W4	۰,۷۵	L4	۵,۷
W5	۰,۷۵	L5	٩

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



همان طور 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، دو خط میباشد از سه خط انتقال مدار باز تعبیه شده در ساختار، دو خط انتقال مدار باز، مشابه میباشند. خط انتقال مورد استفاده در این

فصلنامه صنايع الكترونيك دوره ۲ شماره -۲ تابستان ۱۳۹۵ التخرونيت ۵۷ ElectronicsIndustriesQuarterlyVol.7No.2 Summer 2016

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



ADS شكل ۲، نتایج شبیه سازی خطوط انتقال مدار باز در نرم افزار wl=۱،۴,w2=۰,0,w3=۲, w4=۳,L1=۴,L2=۴,۲,L3=L4=۵ خطوط توپر ۵۵,۳+L3=L4=۵,L2=۳,۲,L3=L4=۴, w1=۱،۳,w2=۳,w3=۰,۹, w4=۰,۸,L1=۵,L2=۳,۲,L3=۲, L4=۴,۵ خط چین ۱۹۹۵, در میلیمتر)

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



همانطور که در شکل ۹ نشان داده شده است تعبیه کردن خطوط مدار باز در ساختار فیلتر میانگذر، پاسخ فیلتر را دچار اعوجاج میکند. 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 استفادهشده است. با توجه به خاصیت ماتریس انتقال، برای

محاسبه ماتریس کلی ABCD، بایستی ماتریس ABCD همه المانها در هم ضرب شوند. با استفاده از روابط تبدیلات شبکه، ماتریس انتقال به دستآمده 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 [17]:

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_{33} = Z_{44} = -j\frac{1}{2}cot\theta[Z_{0e} + Z_{0o}]$$
(1)

$$Z_{13} = Z_{31} = Z_{24} = Z_{42} = -j \frac{1}{2} \cot\theta [Z_{0e} - Z_{0o}]$$
 (-\box')

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_{34} = Z_{43} = -j\frac{1}{2}\csc\theta[Z_{0e} - Z_{0o}]$$
(7)

$$Z_{14} = Z_{41} = Z_{23} = Z_{32} = -j \frac{1}{2} \csc\theta [Z_{0e} + Z_{0o}]$$
 (s- \mathfrak{V})

در این معادلات $Z_{0e} Z_{0e0} Z_{0e0}$ به ترتیب امپدانس مشخصه مدهای زوج و فرد میباشند. همچنین توجه شود که در ساختارهای خط انتقال نواری (محیط یکنواخت) $\theta = \theta_0 = \theta$ میباشد. 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.

$$A = \frac{Z_{0e} + Z_{0o}}{Z_{0e} - Z_{0o}} \cos \theta = D$$

$$B = \frac{-j}{2(Z_{0e} - Z_{0o}) \sin \theta} [(Z_{0e} + Z_{0o})^2 \cos^2 \theta - (Z_{0e} - Z_{0o})^2]$$

$$C = \frac{2j}{Z_{0e} - Z_{0o}} \sin \theta$$
(*)

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

$$s_{21,k} = \frac{2}{A_k + B_k Y_{1,k} + CZ_{s,k} + D_k Z_{s,k} Y_{1,k}}$$
($(-\Delta)$

$$s_{11,k} = \frac{A_k + B_k Y_{l,k} - CZ_{s,k} - D_k Z_{s,k} Y_{l,k}}{A_k + B_k Y_{l,k} + CZ_{s,k} + D_k Z_{s,k} Y_{l,k}}$$

Yl که در این رابطه زیر نویس k فرکانس محاسبه k ام میباشد و Yl و Zs ادمیتانس بار و امپدانس منبع جهت تطبیق میباشد. با محاسبه Zs میتوان مقدار افت عبوری و بازگشتی را محاسبه کرد



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

ساختار نهایی فیلتر میان گذر طراحی شده در شکل ۱۲ دیده می-شود. پاسخ مدل خط انتقالی این ساختار در نرم افزار متلب به صورت شکل ۱۳ می باشد.





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

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

(6)

$$+wt_{3} \sum_{k=n_{SU}}^{n_{PU}} (IL_{k} - ILPB_{k})^{2} +wt_{4} \sum_{k=n_{PU}}^{n_{SU}} (IL_{k} - g_{TU}(f_{k}))^{2}$$
$$+wt_{5} \sum_{k=n_{SU}}^{K} (IL_{k} - ILSB_{k})^{2}$$

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



شکل ۱۰. محدودههای فرکاسی تعیین شده برای تابع خطا

بعد از بهینه سازی، امپدانس آخرین پله از خطوط پله ای امپدانس، ۱۸ اهم به دست میآید که این مقدار متناسب با ۵mm عرض خط ریزنوار می باشد. در آنالیز خط انتقالی، فقط مودهای طولی منتشره در نظر گرفته می شوند، بنابراین عرض خط ریزنوار به دلیل ایجاد مودهای عرضی، محدود می شود. برای حل مشکل امپدانسی ایجادشده از دو خط انتقال ۳۶ اهم به صورت موازی برای ایجاد امپدانس ۱۸ اهم استفاده می شود. شکل شماره ۱۱ مراحل این تغییر را بیان می کند.

میلیمتر)					
W1	•,74	W11	۶, ۶	L7	۶,۱
W2	۱,۷۸	W12	۲,۸۵	L8	۶,۳۵
W3	۵, ۰	W13	1,8	L9	۴,۸
W4	۵, ۰	W14	۲,۵	L10	۶
W5	۵, ۰	L1	٢,١٢	L11	۲,۱
W6	۵, ۰	L2	۵	L12	۲,٩
W7	۲	L3	۴,۷	L13	۵
W8	۴۵, ۰	L4	۶,۱۵	L14	۱۳,۸
W9	۲	L5	۵,۷۳	S	۰,۱۲۷
W10	١,٢	L6	۴,۵		

حسب	سازی (بر	از بھينه	شده بعد	احى	ميانگذرطر	فيلتر	نهایی	۲. ابعاد	جدول
					1				

ساخت و اندازهگیری

همان گونه که در قبل بیان شد، ساختار فیلتر یک ساختار همگن ۳ لایه میباشد. 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 فلزی کوپلر در دو طرف یک زیر لایه با ضخامت ۵ mil چاپ و زیر فلزی کوپلر در دو طرف یک زیر لایه با ضخامت ۳۱ml بهصورت فلزی کوپلر در میگیرد. هر سه زیرلایه داخل یک جعبه قرار داده شده و توسط درب جعبه سه لایه به هم فشرده میشوند. 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 SHFS در شکل ۱۵ نمایش داده شده است.





شكل ۱۴. تصاوير فيلتر ساختهشده



شکل ۱۵. مقایسه نتایج اندازه گیری و شبیهسازی تمام موج

جمع بندي

در این تحقیق، ساختاری جدید برای طراحی یک فیلتر میانگذر با پهنای باند زیاد، تلفات عبوری کم و افت شدید در باند قطع، معرفی شد. ابتدا، امکان ایجاد صفرهای انتقال کنترلپذیر 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 بهینهسازی شد. همچنین روشی عملی جهت ساخت مدارات مایکروویو چند لایه ارائه شد و فیلتر مذکور با روش مذکور ساخته و تست شد. نتایج حاصل از شبیهسازی 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 بهرهمند بودند.

این نکته قابل ذکر است که ساختار پیشنهادی دارای ساخت راحت، طراحی سریع، تلفات عبوری پایین و افت سریع در باند می باشد.

سعيد فلاحزاده

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 Mircowave Theory Tech1991;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," GSMM May 27-30, 2012.

۶١

www.SID.ir