

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی مدارهای مجتمع الکترونیک

طراحی و شبیه سازی یک فیلتر میان گذر مایکرواستریپ با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی و میزان تضعیف وابسته به توان RF

نگارنده: بهداد داوری

استاد راهنما:

دکتر عماد ابراهیمی

استاد مشاور:

دکتر جواد قالیبافان

شهریور ۱۳۹۹

تقدیم به:

خدای را بسی شاکرم که از روی کرم، پدر و مادری فداکار و غمخشی مهربان نصیم ساخته تا در سایه درخت پربار وجودشان میسایم و از

ریشه آنها شاخ و برگ گیرم و از سایه وجودشان در راه کسب علم و دانش تلاش نمایم. کسانی که بودنشان تاج افتخاری است بر سرم

و نشان دلیلی است بر بودنم، چرا که این دو وجود، پس از پروردگار، مایه هستی ام بوده اند وستم را گرفتند و در این وادی زندگی پر از

فراز و نشیب مرا محکم کرده اند. آموزگارانمی که برایم زندگی، بودن و انسان بودن را معنا کردند.

تقدیم به وجود با ارزشتان ...

شکر و قدردانی:

شکرشایان ثار ایزد منان که توفیق را رفیق را هم ساخت تا این پایان نامه به پایان برسانم.

و از پدر و مادر عزیز و مهربانم بسیار سپاسگزارم که در سختی ها و دشواری های زندگی همواره یاری دلسوز و فداکار و پشتیبانی محکم و مطمئن برایم

بوده اند.

و از اساتید گرامیم جناب آقای دکتر ابراهیمی و جناب آقای دکتر قالیبافان بسیار سپاسگزارم چرا که بدون راهنمایی های ایشان تهیه

این پایان نامه بسیار مشکل می نمود.

تعهد نامه

اینجانب بهداد داوری دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق-الکترونیک دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی یک فیلتر میان گذر مایکرواستریپ با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی و میزان تضعیف وابسته به توان RF تحت راهنمایی دکتر عماد ابراهیمی متعهد می شوم.

- تحقیقات در این پایان نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است .
- در استفاده از نتایج پژوهشهای محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است .
- مطالب مندرج در پایان نامه تاکنون توسط خود یا فرد دیگری برای دریافت هیچ نوع مدرک یا امتیازی در هیچ جا ارائه نشده است .
- کلیه حقوق معنوی این اثر متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد و مقالات مستخرج با نام « دانشگاه صنعتی شاهرود » و یا « Shahrood University of Technology » به چاپ خواهد رسید .
- حقوق معنوی تمام افرادی که در به دست آمدن نتایج اصلی پایان نامه تأثیرگذار بوده اند در مقالات مستخرج از پایان نامه رعایت می گردد.
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه ، در مواردی که از موجود زنده (یا بافتهای آنها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است .
- در کلیه مراحل انجام این پایان نامه، در مواردی که به حوزه اطلاعات شخصی افراد دسترسی یافته یا استفاده شده است اصل رازداری ، ضوابط و اصول اخلاق انسانی رعایت شده است .

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج ، کتاب ، برنامه های رایانه ای ، نرم افزار ها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می باشد . این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود .
استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی باشد.

چکیده:

فیلترهای میان‌نگذر کاربردهای بسیاری در سیستم‌های مخابراتی دارند که حذف تداخل‌های داخل باند یکی از آنهاست. در این پایان‌نامه یک فیلتر میان‌نگذر مایکرواستریپ با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی و میزان تضعیف وابسته به توان تداخل RF ارائه شده است. قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف، با افزودن یک کوپلر و آشکارساز توان در ورودی یک فیلتر ردیاب سیگنال و استفاده از یک مدار فیدبک جهت اعمال ولتاژ خروجی آشکارساز به رزوناتورها به صورت تفاضلی بدست آمده است. فیلتر پیشنهادی می‌تواند در شرایطی که فرکانس و توان تداخل متغیر است، مورد استفاده قرار گیرد. شبکه مورد استفاده در این فیلتر، شبکه پل T است. این شبکه شامل دو رزوناتور است که با تنظیم فرکانس‌های تشدید رزوناتورها، قابلیت ایجاد هر یک از پاسخ‌های میان‌نگذر و تمام‌گذر را دارد. همچنین جهت تنظیم فرکانس تشدید رزوناتورها، از دیود ورکتور استفاده شده است.

فیلتر پیشنهادی در خط انتقال مایکرواستریپ با استفاده از زیرلایه RO4003 و ابعاد $116/37$ در 90 میلی‌متر مربع پیاده‌سازی شده است و شبیه‌سازی آن در بخش مومنتوم نرم‌افزار ADS صورت گرفته است. با توجه به نتایج شبیه‌سازی، فیلتر قابلیت ردیابی تداخل‌هایی با محدوده فرکانسی 245 تا 295 مگاهرتز را دارد. همچنین با تغییر توان تداخل از -10 dBm تا 5 dBm، میزان تضعیف باند توقف می‌تواند از 5 dB به حدود 20 dB افزایش یابد. با شبیه‌سازی پهن‌بند فیلتر پیشنهادی نشان داده شده است که فیلتر در محدوده فرکانسی 100 مگاهرتز تا 450 مگاهرتز دارای پاسخ میان‌نگذر است و میزان تلفات بازگشتی در باند عبور فیلتر، کمتر از 12 dB است. همچنین با شبیه‌سازی آزمون دو تون در ورودی فیلتر نشان داده شده است که میزان IM3 فیلتر پیشنهادی کمتر از -55 dBm است.

کلمات کلیدی: فیلترهای میان‌نگذر وابسته به توان، شبکه پل T، خط انتقال مایکرواستریپ، تداخل

.RF

فهرست مطالب

فهرست جداول	ر
فهرست اشکال	ز
فهرست علائم	ض
فصل اول: پیش‌گفتار	۱
۱-۱ مقدمه	۲
۲-۱ پیاده‌سازی فیلترها با استفاده از خطوط انتقال	۳
۳-۱ مسئله تداخل در گیرنده‌ها	۴
۴-۱ حذف تداخل‌های داخل باند در گیرنده‌ها	۵
۵-۱ انگیزه و اهداف تحقیق	۶
۶-۱ ساختار پایان‌نامه	۷
فصل دوم: مفاهیم پایه‌ای از فیلترهای میان‌گذر مایکرواستریپ	۹
۱-۲ مقدمه	۱۰
۲-۲ کاربرد فیلترها در سیستم‌های مخابراتی	۱۰
۱-۲-۲ انتخاب کانال یا باند مورد نظر	۱۱
۲-۲-۲ حذف مؤلفه‌های جعلی در مخلوط‌کننده‌های فرکانسی	۱۲
۳-۲-۲ استفاده از دو فیلتر با یک دهانه مشترک به عنوان داپلکسر در فرستنده-گیرنده‌ها	۱۲
۳-۲ معرفی مختصر خطوط انتقال	۱۴
۴-۲ انواع خطوط انتقال و معرفی خط انتقال مایکرواستریپ	۱۶
۵-۲ شبکه‌های دو دهانه	۱۷
۶-۲ پارامترهای مهم فیلترهای میان‌گذر	۱۹
۱-۶-۲ فرکانس مرکزی	۲۰
۲-۶-۲ پهنای باند	۲۰

۲۰	۳-۶-۲ میزان تضعیف باند توقف و تلفات باند عبور
۲۱	۴-۶-۲ تلفات عبوری و تلفات بازگشتی
۲۲	۵-۶-۲ مرتبه فیلتر و میزان انتخاب‌گری
۲۲	۶-۶-۲ پاسخ فاز و تأخیر گروه
۲۳	۷-۲ تقریب‌های مورد نیاز جهت طراحی فیلتر
۲۳	۱-۷-۲ تقریب باترورث
۲۴	۲-۷-۲ تقریب چبی‌شف
۲۵	۳-۷-۲ تقریب الیپتیک یا کائر (تابع بیضوی)
۲۵	۴-۷-۲ تقریب گوسی
۲۶	۸-۲ روند سنتز یک فیلتر میان‌نگذر
۲۷	۱-۸-۲ فیلتر اولیه پایین‌گذر
۲۹	۲-۸-۲ تبدیل‌های امپدانس و فرکانس
۳۱	۹-۲ فیلترهای میان‌نگذر مایکرواستریپ مرسوم
۳۱	۱-۹-۲ معکوس‌کننده‌های امپدانس یا ادمیتانس
۳۵	۲-۹-۲ تبدیل ریچاردز و شاخص‌های کورادا
۳۷	۱۰-۲ قابلیت تنظیم فیلترها
۳۸	۱۱-۲ دسته‌بندی فیلترهای مایکروویو
۴۳	۱۲-۲ خلاصه فصل
۴۵	فصل سوم: مرور و بررسی فیلترهای مایکرواستریپ در تحقیقات گذشته
۴۶	۱-۳ مقدمه
۴۶	۲-۳ ساختارهای مرسوم فیلتر میان‌نگذر
۵۱	۳-۳ ساختارهای پیشرفته تزویج بین رزوناتورها در فیلتر میان‌نگذر
۵۷	۴-۳ ساختار جذبی (بدون بازتابش) فیلتر میان‌نگذر
۶۲	۵-۳ فیلترهای چند منظوره
۶۳	۱-۵-۳ فیلترهای میان‌گذر با ناچ‌های قابل تنظیم

۶۷	۳-۵-۲ فیلترهای چند منظوره با قابلیت کلیدزنی بین چند پاسخ
۷۱	۳-۶ محدودکننده‌ها و فیلترهای میان‌نگذر وابسته به توان (PDBSF)
۷۷	۳-۷ خلاصه فصل
۷۹	فصل چهارم: فیلتر میان‌نگذر پیشنهادی به همراه نتایج شبیه‌سازی
۸۰	۴-۱ مقدمه
۸۱	۴-۲ تحلیل تئوری ساختار پل T
۸۳	۴-۲-۱ ادمیتانس‌های ورودی مدهای زوج و فرد و پارامترهای S ساختار پل T
۸۶	۴-۲-۲ ایجاد پاسخ تمام‌گذر یا میان‌نگذر با استفاده از ساختار پل T
۸۷	۴-۳ فیلتر میان‌نگذر با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی جهت ردیابی تداخل
۹۰	۴-۴ ساختار پیشنهادی جهت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف
۹۶	۴-۵ نتایج شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی
۱۰۹	فصل پنجم: جمع‌بندی و پیشنهادهایی برای کارهای آینده
۱۱۰	۵-۱ جمع‌بندی
۱۱۱	۵-۲ پیشنهاد برای تحقیقات آینده
۱۱۳	پیوست آ
۱۱۷	پیوست ب
۱۱۹	مراجع

فهرست جداول

۴	جدول ۱-۱: نام‌گذاری باندهای فرکانسی
۲۸	جدول ۱-۲: مقادیر فیلتر پایین‌گذر اولیه باترورث
۳۷	جدول ۲-۲: مقایسه بین المان‌های تنظیم‌کننده فیلتر
۹۸	جدول ۱-۴: مقادیر خازن‌ها، سلف‌ها و مقاومت مورد استفاده در فیلتر پیشنهادی
۱۰۸	جدول ۲-۴: مقایسه فیلتر پیشنهادی با تحقیقات گذشته

فهرست اشکال

- شکل ۱-۱: اثر پوستی و توزیع جریان در یک هادی ۳
- شکل ۲-۱: محدوده دینامیکی گیرنده و نقطه فشردگی 1dB ۵
- شکل ۳-۱: استفاده از یک فیلتر ناچ جهت حذف تداخل داخل باند ۶
- شکل ۱-۲: کاربرد فیلتر در انتخاب کانال و حذف مولفه‌های جعلی خروجی مخلوط‌کننده ۱۱
- شکل ۲-۲: بلوک دیاگرام داپلکسر در یک فرستنده-گیرنده و پاسخ فرکانسی آن ۱۳
- شکل ۳-۲: خط انتقال و مدل RLGC آن ۱۴
- شکل ۴-۲: انواع ساختارهای خطوط انتقال شامل موجبرها و خطوط انتقال سطحی ۱۷
- شکل ۵-۲: شبکه دو دهانه ۱۸
- شکل ۶-۲: پارامترهای S یک فیلتر میان‌گذر ۱۹
- شکل ۷-۲: تأثیر تلفات بر پاسخ یک فیلتر میان‌گذر ۲۱
- شکل ۸-۲: مقایسه تقریب‌های باترورث، چبی‌شف و بیضوی برای یک فیلتر مرتبه ۴ ۲۶
- شکل ۹-۲: پیاده‌سازی نردبانی مدار فیلتر پایین‌گذر اولیه برای فیلترهای تمام-قطب ۲۹
- شکل ۱۰-۲: تبدیل فرکانسی از پایین‌گذر به میان‌گذر ۳۰
- شکل ۱۱-۲: تبدیل فرکانسی از پایین‌گذر به میان‌گذر ۳۰
- شکل ۱۲-۲: پیاده‌سازی عملی معکوس‌کننده‌های امپدانس و ادمیتانس ۳۲
- شکل ۱۳-۲: استفاده از معکوس‌کننده‌ها جهت حذف شاخه‌های سری یا موازی ۳۳
- شکل ۱۴-۲: پیاده‌سازی فیلتر میان‌گذر با معکوس‌کننده‌های ادمیتانس و امپدانس ۳۳
- شکل ۱۵-۲: طرح جانمایی در خط مایکرواستریپ با استفاده از تزویج‌های الکتریکی و مغناطیسی ۳۴
- شکل ۱۶-۲: تبدیل ریچاردز بر سلف و خازن ۳۶
- شکل ۱۷-۲: چهار شاخص کورادا ۳۶
- شکل ۱۸-۲: فیلترهای مینیمم فاز ۳۸
- شکل ۱۹-۲: فیلترهای نامینیمم فاز با پاسخ متقارن ۴۰
- شکل ۲۰-۲: نحوه نمایش FIR و ترکیب موازی آن با خازن در فیلتر اولیه بالاگذر ۴۱
- شکل ۲۱-۲: تبدیل ترکیب موازی خازن و FIR به رزوناتور با استفاده از تبدیل فرکانسی جدید ۴۱
- شکل ۲۲-۲: فیلترهای نامینیمم فاز با پاسخ نامتقارن ۴۲
- شکل ۱-۳: فیلتر میان‌گذر مرسوم با تزویج الکتریکی رزوناتورها به خط واسط ۴۷

- شکل ۳-۲: اضافه کردن قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی به فیلتر فوق به کمک دیود
ورکتور ۴۷
- شکل ۳-۳: تزویج موازی رزوناتورها به خط واسط ۴۸
- شکل ۳-۴: ساختار خط spur به همراه مدار معادل آن ۴۹
- شکل ۳-۵: فیلتر میان‌نگذر با رزوناتورهای L شکل ۵۰
- شکل ۳-۶: رزوناتورهای L شکل و مدار معادل آنها ۵۰
- شکل ۳-۷: شبکه تزویج آرایه عرضی به همراه ساختار تزویج و مدار معادل آن ۵۲
- شکل ۳-۸: ساختارهای متنوع تزویج شامل شبکه کانونی تاشده و شبکه cul-de-sac ۵۳
- شکل ۳-۹: ساختار تزویج دوگانه اصلاح شده ۵۳
- شکل ۳-۱۰: فیلتر اولیه بالاگذر در ساختارهای مرسوم و تزویج دوگانه رزوناتور به خط ۵۴
- شکل ۳-۱۱: تنظیم مستقل فرکانس مرکزی و پهنای باند با استفاده از تزویج دوگانه
رزوناتور به خط ۵۵
- شکل ۳-۱۲: بانک فیلتر میان‌نگذر، پیاده‌سازی مرسوم با استفاده از کلید و پیاده‌سازی
کلیدزنی ذاتی به کمک ساختار تزویج دوگانه ۵۶
- شکل ۳-۱۳: پیاده‌سازی یک فیلتر میان‌نگذر مرتبه ۵ با ترکیبی از ساختار مرسوم و تزویج
دوگانه ۵۷
- شکل ۳-۱۴: ساختار پل T شامل یک رزوناتور میان‌گذر، یک رزوناتور میان‌نگذر و یک
خط تأخیر ۱۸۰ درجه ۵۸
- شکل ۳-۱۵: پیاده‌سازی یک فیلتر جذبی مرتبه ۱ با استفاده از تزویج دو رزوناتور به یک
هایبرید ۹۰ درجه ۵۸
- شکل ۳-۱۶: ساختار یک فیلتر جذبی بر اساس بخش برون ۵۹
- شکل ۳-۱۷: تغییر میزان تضعیف در باند توقف با استفاده از تغییر مقدار b ۶۰
- شکل ۳-۱۸: پیاده‌سازی فیلتر جذبی با استفاده از دو شبکه تمام‌گذر موازی به کمک
کوپلرها یا مقسم‌های توان ۶۰
- شکل ۳-۱۹: ساختارهای متفاوت تزویج رزوناتور به خط و تغییرات پهنای باند هر کدام
با تغییر فرکانس مرکزی ۶۱
- شکل ۳-۲۰: فیلتر بدون بازتابش متقارن شامل دو شبکه میان‌گذر متصل به بارهای
مقاومتی ۶۲
- شکل ۳-۲۱: فیلتر میان‌گذر عرضی (TFS) به همراه ناچ جذبی داخل باند (AN) ۶۳
- شکل ۳-۲۲: ساختار N باند میان‌نگذر مرتبه K با قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی و پهنای
باند ناچ‌ها ۶۴
- شکل ۳-۲۳: ساختار میان‌گذر پهن باند با N ناچ مرتبه K کاملاً تنظیم‌شونده ۶۴

- شکل ۳-۲۴: نگاشت از فیلتر پایین‌گذر مرتبه چهار به فیلتر میان‌گذر به همراه ناچ‌های داخل باند ۶۵
- شکل ۳-۲۵: پاسخ انتقال (الف) ساختار شبه میان‌نگذر (ب) ساختار میان‌نگذر مرسوم ۶۶
- شکل ۳-۲۶: فیلتر میان‌گذر چند باند با استفاده از بخش‌های شبه میان‌گذر ۶۶
- شکل ۳-۲۷: فیلتر میان‌گذر همراه با ناچ‌های داخل باند با استفاده از بخش‌های شبه میان‌نگذر ۶۷
- شکل ۳-۲۸: اتصال موازی شبکه‌های میان‌نگذر و تمام‌گذر با استفاده از کلید SPDT ۶۸
- شکل ۳-۲۹: اتصال موازی فیلتر میان‌نگذر و فیلتر میان‌گذر با استفاده از کلید در مسیر BPF ۶۸
- شکل ۳-۳۰: دیاگرام مسیر تزویج فیلتر میان‌نگذر-تمام‌گذر بدون استفاده از کلید ۶۹
- شکل ۳-۳۱: تأثیر مقدار ضریب کیفیت رزوناتورها بر تلفات عبوری در حالت تمام‌گذر ۷۰
- شکل ۳-۳۲: استفاده از کلید خارج از مسیر عبور سیگنال (الف) شبکه تمام‌گذر (ب) فیلتر میان‌نگذر-تمام‌گذر ۷۰
- شکل ۳-۳۳: FSL با استفاده از دیود شاتکی و رزوناتور میان‌نگذر ۷۲
- شکل ۳-۳۴: FSL (الف) استفاده از شبکه مد بازتابشی جهت افزایش Q (ب) متوالی کردن جهت افزایش مرتبه ۷۲
- شکل ۳-۳۵: FSL مبتنی بر مالتی‌پلکسر با تزویج وابسته به توان ۷۳
- شکل ۳-۳۶: ساختار تزویج وابسته به توان (الف) پیاده‌سازی ساختار (ب) میزان تزویج ۷۴
- شکل ۳-۳۷: دو نوع فیلتر PDBSF (الف) میزان تضعیف ناچ وابسته به توان تداخل (ب) تنظیم فرکانس مرکزی فیلتر توسط توان تداخل ۷۵
- شکل ۳-۳۸: فیلتر میان‌نگذر با قابلیت تنظیم میزان تضعیف باند توقف ۷۵
- شکل ۳-۳۹: یک PDBSF با قابلیت کلیدزنی بین پاسخ‌های میان‌نگذر و تمام‌گذر ۷۶
- شکل ۴-۱: فیلتر اولیه بالاگذر شبکه تمام‌گذر-میان‌نگذر پل T ۸۱
- شکل ۴-۲: مدار معادل ساختار پل T جهت تحلیل مدهای زوج و فرد ۸۲
- شکل ۴-۳: شبکه معادل ساختار پل T در تحلیل مد زوج ۸۳
- شکل ۴-۴: شبکه معادل ساختار پل T در تحلیل مد فرد ۸۴
- شکل ۴-۵: قرار دادن آشکارساز توان در ساختار پل T (الف) مدار (ب) پارامترهای S آن ۸۸
- شکل ۴-۶: فیلتر میان‌نگذر با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی ۸۹
- شکل ۴-۷: تغییر فاصله فرکانس رزوناتورها جهت تغییر میزان تضعیف (الف) تغییر فرکانس یک رزوناتور و ثابت ماندن دیگر رزوناتور (ب) تغییر فرکانس هر دو رزوناتور ۹۱
- شکل ۴-۸: استفاده از کوپلر در ورودی جهت سنجش توان ورودی و استفاده از خروجی آن جهت تنظیم خودکار میزان تضعیف ناچ ۹۲

- شکل ۴-۹: (الف) پیاده سازی میکرواستریپ فیلتر پل T (ب) ساختار قابل تنظیم رزوناتورها ۹۴
- شکل ۴-۱۰: پیاده سازی رزوناتور المان فشرده LC به صورت خط $\lambda/4$ میکرواستریپ ۹۵
- شکل ۴-۱۱: آشکارساز توان دیودی ۹۵
- شکل ۴-۱۲: (الف) کوپلر جهتی موج عقب رونده نامتقارن (ب) شبکه خازنی معادل ۹۶
- شکل ۴-۱۳: مشخصه دیودهای مورد استفاده در فیلتر پیشنهادی ۹۷
- شکل ۴-۱۴: لی اوت نهایی فیلتر میکرواستریپ به همراه ابعاد و مشخصات زیرلایه ۹۸
- شکل ۴-۱۵: مدار فیدبک کنترلی (الف) تنظیم خودکار فرکانس مرکزی (ب) تنظیم خودکار میزان تضعیف ۹۹
- شکل ۴-۱۶: میزان تضعیف در فرکانس مرکزی بر حسب ولتاژ خروجی تقویت کننده ۱۰۰
- شکل ۴-۱۷: ولتاژ Vcoupler بر حسب توان تداخل ۱۰۱
- شکل ۴-۱۸: پارامترهای S فیلتر برای سوئیپ فرکانسی تداخل با توان ۵ dBm در فرکانس های ۲۴۵، ۲۵۸، ۲۷۰، ۲۸۲ و ۲۹۵ مگاهرتز (الف) S_{21} (ب) S_{11} ۱۰۲
- شکل ۴-۱۹: پارامترهای S برای سوئیپ توان یک تداخل با فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز در توان های ۱۰-، ۵-، ۰، ۱، ۲، ۳، ۴ و ۵ dBm (الف) S_{21} (ب) S_{11} ۱۰۳
- شکل ۴-۲۰: پارامترهای S برای سوئیپ فرکانس های ۲۴۵، ۲۷۰ و ۲۹۵ مگاهرتز و توان های ۵-، ۰ و ۵ dBm تداخل (الف) S_{21} (ب) S_{11} ۱۰۴
- شکل ۴-۲۱: پاسخ پهن باند فیلتر شامل پارامترهای S_{21} و S_{11} ۱۰۵
- شکل ۴-۲۲: میزان توان IM3 در خروجی فیلتر با وجود یک تداخل با توان ۵ dBm در فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز و سوئیپ فرکانسی یک تون با توان ۲۰ dBm- ۱۰۶
- شکل ۴-۲۳: پاسخ تأخیر گروه فیلتر پیشنهادی در برابر تداخل با فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز و سطوح توان ۱۰- و ۵ dBm ۱۰۷
- شکل ۵-۱: فیلتر اولیه تمام گذر ۱۱۱
- شکل آ-۱: خط انتقال میکرواستریپ و پارامترهای فیزیکی آن ۱۱۴

فهرست علائم

BSF	Bandstop Filter
PDBSF	Power Dependent Bandstop Filter
BPF	Bandpass Filter
VHF	Very High Frequency
UHF	Ultra High Frequency
IF	Intermediate Frequency
RF	Radio Frequency
dB	Decibel
dBm	Decibel-milliwatt
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
ADS	Advanced Design System
TEM	Transverse Electromagnetic
FIR	Frequency Invariant Reactance
NRN	Non Resonating Node
LNA	Low Noise Amplifier
PA	Power Amplifier
FSL	Frequency Selective Limiter
LO	Local Oscillator

TFS	Transverse Filtering Section
-----	------------------------------

AN	Absorptive Notch
----	------------------

SPDT	Single Pole Double Throw
------	--------------------------

فصل اول

پیش‌گفتار

۱-۱ مقدمه

امروزه در بیشتر سیستم‌های فرستنده-گیرنده، از فیلترها برای انتخاب باند فرکانسی مورد نظر، حذف تداخل داخل باند جهت جلوگیری از به اشباع رفتن مدارهای فعال و ... استفاده می‌گردد. فیلترها یکی از مهمترین بخش‌های یک سیستم مخابراتی هستند. با افزایش فرکانس کاری سیستم‌ها، با توجه به محدودیت‌های تقویت-کننده‌های عملیاتی، امکان پیاده‌سازی فیلترهای فعال با استفاده از تقویت‌کننده عملیاتی وجود ندارد. بنابراین در بسیاری از کاربردهای فرکانس‌های رادیویی^۱، از فیلترهای غیرفعال^۲ جهت حذف سیگنال‌های ناخواسته استفاده می‌گردد. همچنین با افزایش فرکانس به علت وجود اثراتی مانند اثر پوستی^۳ و کاهش ضریب کیفیت رزونانورها^۴، کاربرد المان‌های فشرده^۵ مانند سلف‌ها و خازن‌های موجود در بازار کمتر می‌شود. بنابراین در بسیاری از کاربردهای فرکانس‌های بالا و مخابراتی، پیاده‌سازی با استفاده از المان‌های توزیع شده^۶ (خطوط انتقال) صورت می‌گیرد. همچنین ممکن است به منظور کاهش اندازه، اضافه کردن قابلیت تنظیم و مصالحه در دیگر پارامترها در باندهای فرکانسی مانند VHF و UHF، ترکیبی از هر دو المان به کار رود.

با وسیع شدن کاربردهای مخابرات بی‌سیم، چالش‌های طراحی فیلتر از قبیل عملکرد خوب، قابلیت تنظیم و پیکربندی مجدد، اندازه کوچکتر، وزن کمتر و ساخت با هزینه و پیچیدگی کمتر افزایش می‌یابد و طراحی یک فیلتر با عملکرد خوب در سیستم، دشوارتر می‌گردد. در طراحی هر فیلتر پارامترهای مهمی نقش دارند. از جمله مهم‌ترین این پارامترها می‌توان به پارامترهای الکتریکی نظیر فرکانس مرکزی، پهنای باند، میزان تلفات در باند عبور، میزان تضعیف در باند توقف، تأخیر گروه و پارامترهای فیزیکی مانند اندازه، وزن، فناوری مورد استفاده و ... اشاره کرد. بنابراین جهت طراحی یک فیلتر که عملکرد خوبی در سیستم مخابراتی داشته باشد، نیاز به شناخت مشخصه‌های آن، کاربردهای آن و نحوه پیاده‌سازی درست آن است.

^۱ Radio Frequency (RF)

^۲ Passive

^۳ Skin Effect

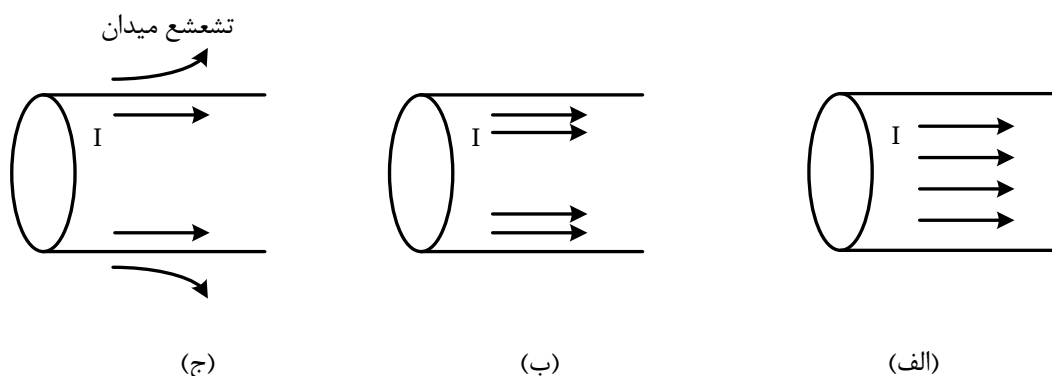
^۴ Resonator

^۵ Lumped Element

^۶ Distributed Element

۲-۱ پیاده‌سازی فیلترها با استفاده از خطوط انتقال

بسته به کاربرد و باند فرکانسی مورد نظر، فیلترها با استفاده از المان فشرده، المان توزیع شده و یا ترکیبی از آنها پیاده‌سازی می‌شوند. جدول ۱-۱ باندهای فرکانسی امواج فرکانس رادیویی و مایکروویو را نشان می‌دهد. در فرکانس‌های میانی (IF)^۱، فیلترها اغلب در داخل تراشه پیاده‌سازی می‌شوند. در فرکانس‌های رادیویی، باندهای فرکانسی مایکروویو و امواج میلی‌متری به علت اثراتی مانند اثر پوستی، تلفات در باند عبور افزایش می‌یابد و با افزایش فرکانس بخشی از توان در محیط اطراف تشعشع می‌کند. شکل ۱-۱ بیانگر توزیع جریان عبوری از یک هادی با افزایش فرکانس است [۱]. در پیاده‌سازی فیلترها با خطوط انتقال، خازن‌ها و القاگرها به وسیله خطوط انتقال پیاده‌سازی می‌شوند. این نوع پیاده‌سازی، تقریبی از حالت المان فشرده خواهد بود. در این حالت طول خطوط نسبت نزدیکی با طول موج سیگنال عبوری دارد. بنابراین سیگنال رفتار موجی (وابسته به مکان و زمان) خواهد داشت. در باند فرکانسی VHF، به علت پایین بودن فرکانس نسبت به دیگر باندهای جدول ۱-۱، طول موج سیگنال‌ها بزرگ است و ابعاد خطوط انتقال آنقدر بزرگ خواهد بود که قابل پیاده‌سازی به صورت مدار مجتمع نیست. بنابراین این فیلترها معمولاً بر روی بردهای مدار چاپی^۲ با یک ساختار خط انتقال و یک زیرلایه مناسب طراحی می‌شوند. در باندهای فرکانسی بالاتر نظیر ریز موج، امکان پیاده‌سازی فیلترها در مدارهای مجتمع یکپارچه ریز موج^۳ وجود دارد.



شکل ۱-۱: اثر پوستی و توزیع جریان در یک هادی در (الف) فرکانس پایین، (ب) فرکانس متوسط و (ج) فرکانس بالا [۱]

^۱ Intermediate Frequency

^۲ Printed Circuit Board (PCB)

^۳ Monolithic Microwave Integrated Circuit (MMIC)

جدول ۱-۱: نام‌گذاری باندهای فرکانسی [۲]

محدوده فرکانسی	باند فرکانسی	محدوده فرکانسی	باند فرکانسی
۴۰-۲۶/۵ گیگاهرتز	Ka Band	۵۰-۵۰۰ مگاهرتز	VHF
۵۰-۳۳ گیگاهرتز	Q Band	۱۰۰۰-۵۰۰ مگاهرتز	UHF
۶۰-۴۰ گیگاهرتز	U Band	۲-۱ گیگاهرتز	L Band
۷۰-۵۰ گیگاهرتز	V Band	۴-۲ گیگاهرتز	S Band
۹۰-۶۰ گیگاهرتز	E Band	۸-۴ گیگاهرتز	C Band
۱۱۰-۷۵ گیگاهرتز	W Band	۱۲/۴-۸ گیگاهرتز	X Band
۱۷۰-۱۱۰ گیگاهرتز	D Band	۱۸-۱۲/۴ گیگاهرتز	Ku Band
۲۲۰-۱۴۰ گیگاهرتز	G Band	۲۶/۵-۱۸ گیگاهرتز	K Band

۳-۱ مسئله تداخل در گیرنده‌ها

طبقات فعال مانند تقویت‌کننده‌ها و مخلوط‌کننده‌ها^۱ در محدوده‌ای از توان ورودی که با عنوان محدوده دینامیکی^۲ شناخته می‌شود، رفتار خطی دارند. این محدوده از سمت توان‌های پایین توسط نویز و از سمت توان‌های بالا توسط اعوجاج^۳ ناشی از غیر خطی شدن افزاره‌های فعال محدود می‌شود. بنابراین اگر توان ورودی از این محدوده خارج شود، میزان غیرخطینگی افزایش یافته و عملکرد گیرنده مختل می‌شود. محدوده دینامیکی یک گیرنده در شکل ۱-۲ نشان داده شده است. بازه‌ای از توان ورودی که بین دو نقطه MDS^۴ و P_{1dB} قرار دارد، محدوده دینامیکی نامیده می‌شود. نقطه $P_{in,1dB}$ ، نقطه فشردگی 1dB نامیده می‌شود و برابر با مقدار توان ورودی است که در آن بهره توان به اندازه ۱ دسی‌بل از مقدار آن در محدوده دینامیکی کاهش می‌یابد. نقطه MDS در شکل نیز به معنی حداقل سیگنال قابل تشخیص (معرف حساسیت^۵) است که به مقدار ۳ دسی‌بل بالاتر از کف نویز^۶ است [۱]. دسته‌ای از تداخل‌ها^۷ سیگنال‌هایی با توان بالایی هستند که

^۱ Mixer

^۲ Dynamic Range

^۳ Distortion

^۴ Minimum Detectable Signal

^۵ Sensitivity

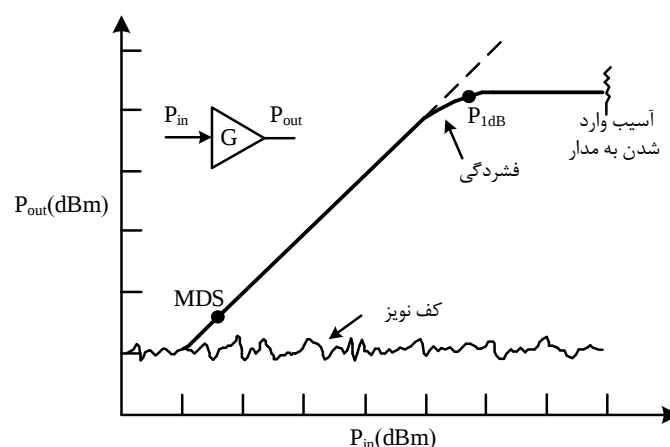
^۶ Noise Floor

^۷ Interferer

می‌توانند مدار فعال را از محدوده دینامیکی خود خارج کنند. بنابراین در صورتی که این دسته از تداخل‌ها به خوبی تضعیف نشوند، می‌توانند طبقات فعال را به اشباع ببرند و یا به آنها آسیب جدی وارد کنند.

۴-۱ حذف تداخل‌های داخل باند در گیرنده‌ها

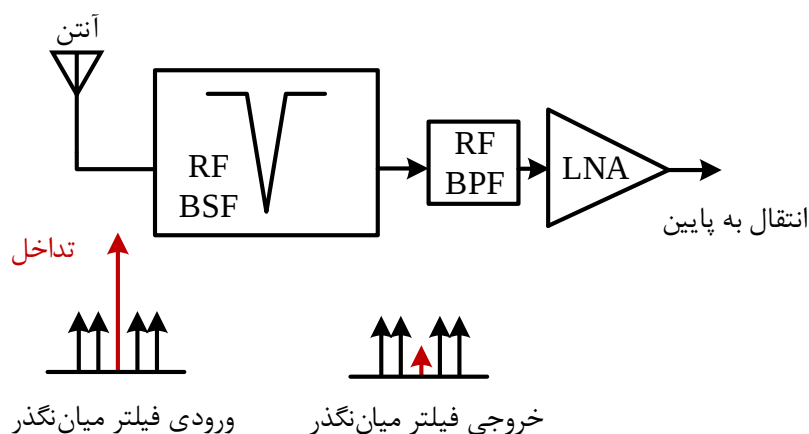
در صورتی که تداخل خارج از باند فرکانسی گیرنده باشد، به راحتی توسط یک فیلتر میان‌گذر قابل حذف است اما اگر تداخل داخل باند فرکانسی گیرنده باشد، نیاز به ساختارهای دیگری جهت تضعیف آن می‌باشد. روش‌های متفاوتی جهت حذف تداخل‌های داخل باند وجود دارد. از جمله این روش‌ها می‌توان به استفاده از محدودکننده‌های دیودی، محدودکننده‌های فیریتی^۱، محدودکننده‌های مبتنی بر مالتی‌پلکسر^۲ و ... اشاره کرد که در فصل سوم به آنها پرداخته می‌شود. اغلب محدودکننده‌های دیودی، انتخاب‌گر فرکانس نیستند و به همین دلیل کاربرد چندانی ندارند. محدودکننده‌های فیریتی، انتخاب‌گر فرکانس هستند و بنابراین می‌توانند بین تداخل و سیگنال‌های توان پایین تفاوتی قائل شوند، اما به دلیل هزینه زیاد، پیچیدگی ساخت و تلفات عبوری نسبتاً زیاد در حالت عدم وجود تداخل، چندان کاربرد ندارند. همچنین محدودکننده‌های مبتنی بر مالتی‌پلکسر در صورتی که نیاز به پوشش وسیع‌تری از باند فرکانسی مورد نظر باشد، اندازه بزرگی دارند و بنابراین در کاربردهایی که اندازه اهمیت دارد، مناسب نیستند.



شکل ۱-۲: محدوده دینامیکی گیرنده و نقطه فشرده‌گی 1dB [۳]

^۱ Ferrite Limiter

^۲ Multiplexer



شکل ۱-۳: استفاده از یک فیلتر ناچ جهت حذف تداخل داخل باند

روش دیگر استفاده از یک فیلتر میان‌گذر^۱ (معمولاً ناچ^۲) است تا تداخل مورد نظر را تا حد امکان تضعیف کند. این روش نیازی به مواد مغناطیسی نظیر فریت ندارد و انتخاب‌گر فرکانس هم است. همچنین در صورت استفاده از یک فناوری مناسب و طراحی صحیح، اندازه کوچکی دارد. بنابراین می‌تواند به عنوان یک روش جایگزین مورد استفاده قرار گیرد. شکل ۱-۳ نشان‌دهنده محل قرار گرفتن این فیلتر می‌باشد. این فیلتر می‌تواند در کنار فیلتر انتخاب کانال قرار داده شود یا حتی با آن ادغام شود تا اندازه فیلتر و تلفات باند عبور آن کاهش یابد. همچنین ممکن است به علت تغییر فاصله گیرنده با فرستنده‌هایی که با آنها تداخل دارد و یا تغییر طیف خروجی فرستنده‌های فوق، میزان توان آنها در ورودی گیرنده و یا فرکانس آنها تغییر کند. در این صورت می‌توان عملکردهای زیادی نظیر تغییر پاسخ به تمام‌گذر در حالت عدم وجود تداخل، تنظیم پهنای باند به منظور کنترل بهتر، ردیابی خودکار تداخل و ... را به فیلتر فوق اضافه کرد.

۱-۵ انگیزه و اهداف تحقیق

با توجه به بخش‌های قبل، یکی از راه‌های حذف یا تضعیف تداخل فرکانس بالا، استفاده از یک فیلتر میان‌گذر با پیاده‌سازی مبتنی بر خطوط انتقال است. در صورتی که تداخل پویا^۳ باشد و مشخصه‌های آن تغییر کند، فیلتر فوق باید قابلیت تنظیم و پیکربندی مجدد را داشته باشد. امروزه تحقیقات بسیاری در زمینه

^۱ Bandstop Filter (BSF)

^۲ Notch

^۳ Dynamic

فیلترهای میان‌گذر قابل تنظیم صورت گرفته است که در این پایان‌نامه به آنها پرداخته می‌شود. در این پایان‌نامه ابتدا از یک ساختار فیلتر میان‌گذر مایکرواستریپ^۱ با پهنای باند کم (ناچ) با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی جهت ردیابی و حذف تداخل داخل باند استفاده شده است و سپس قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف با استفاده از توان تداخل به آن اضافه شده است. این قابلیت موجب می‌شود تا زمانی که تداخلی در باند فرکانسی سیستم وجود ندارد، میزان تضعیف تا حد امکان کاهش یابد و بخشی از طیف سیگنال مورد نظر از بین نرود. در نهایت ساختار فوق توسط بخش مومنتوم^۲ نرم افزار ADS^۳ شبیه‌سازی شده و نتایج آن مورد بررسی قرار گرفته است.

۱-۶ ساختار پایان‌نامه

این پایان‌نامه شامل پنج فصل است. پس از ارائه پیش‌گفتار در فصل اول، در فصل دوم مفاهیمی از خطوط انتقال و شبکه‌های دو دهانه^۴، معرفی مختصری از خط انتقال مایکرواستریپ، مقدماتی از فیلترهای میان‌گذر مایکرواستریپ، قابلیت تنظیم آنها و انواع طبقه‌بندی کلی فیلترهای مایکروویو ارائه می‌شود. فصل سوم به مطالعه منابعی از تحقیقات صورت گرفته بر روی فیلترهای میان‌گذر مایکرواستریپ و بیان مزایا و معایب آنها می‌پردازد. تحلیل تئوری فیلتر مذکور به همراه اعمال ایده مورد نظر جهت اضافه کردن قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف و نتایج شبیه‌سازی آن در فصل چهارم ارائه می‌شود. در نهایت در فصل پنجم نتیجه‌گیری و بیان پیشنهادها برای تحقیقات آینده ارائه می‌شوند.

^۱ Microstrip

^۲ Momentum

^۳ Advanced Design System

^۴ Port

فصل دوم

مفاهیم پایه‌ای از فیلترهای میان‌گذر

مایکرواستریپ

۲-۱ مقدمه

برای طراحی یک فیلتر میان‌گذر، نیاز به آشنایی با کاربردهای فیلتر و پارامترهای مهم آنها می‌باشد. بسته به کاربرد فیلتر مورد نظر، هر یک از این پارامترها باید به گونه‌ای انتخاب شوند تا فیلتر عملکرد خوبی در سیستم داشته باشد. سپس با استفاده از یک تقریب مناسب، شبکه به صورت فیلتر اولیه^۱ پایین‌گذر (یا بالاگذر) سنتز می‌شود. این شبکه برای فرکانس قطع و امپدانس منبع و بار نرمالیزه سنتز می‌شود. در مرحله بعد با استفاده از تبدیل‌های فرکانس و امپدانس، مقادیر المان‌های فیلتر میان‌گذر بدست می‌آید. در نهایت فیلتر فوق با یک فناوری مناسب پیاده‌سازی می‌شود. در این فصل به معرفی کاربردهای فیلترها، مفاهیم پایه از خطوط انتقال و شبکه‌های دو دهانه، پارامترهای مهم فیلتر، تقریب‌های مورد نیاز جهت طراحی فیلتر، روند طراحی یک فیلتر میان‌گذر شامل فیلتر اولیه پایین‌گذر و تبدیل‌های امپدانس و فرکانس و پیاده‌سازی المان فشرده آن، مباحث مربوط به فیلترهای پیشرفته میکروویو و انواع ساختارهای میان‌گذر مرسوم بر فناوری میکرواستریپ پرداخته می‌شود.

۲-۲ کاربرد فیلترها در سیستم‌های مخابراتی

فیلترها بر اساس نوع پاسخ فرکانسی، به چند دسته پایین‌گذر، بالاگذر، میان‌گذر، میان‌نگذر، چند بانده^۲ و ... تقسیم می‌شوند. بسته به کاربرد فیلتر در سیستم، هر یک از این پاسخ‌ها به همراه روش پیاده‌سازی مناسب طراحی می‌شوند. علاوه بر کاربرد حذف تداخل داخل بانده^۳ در گیرنده‌ها که در فصل قبل بیان شد، دیگر کاربردهای مهم فیلترها در فرستنده-گیرنده‌ها شامل موارد زیر است:

- انتخاب کانال یا بانده مورد نظر در گیرنده‌ها
- حذف مؤلفه‌های جعلی^۴ در خروجی مخلوط‌کننده‌های فرکانسی

^۱ Prototype

^۲ Multi-Band

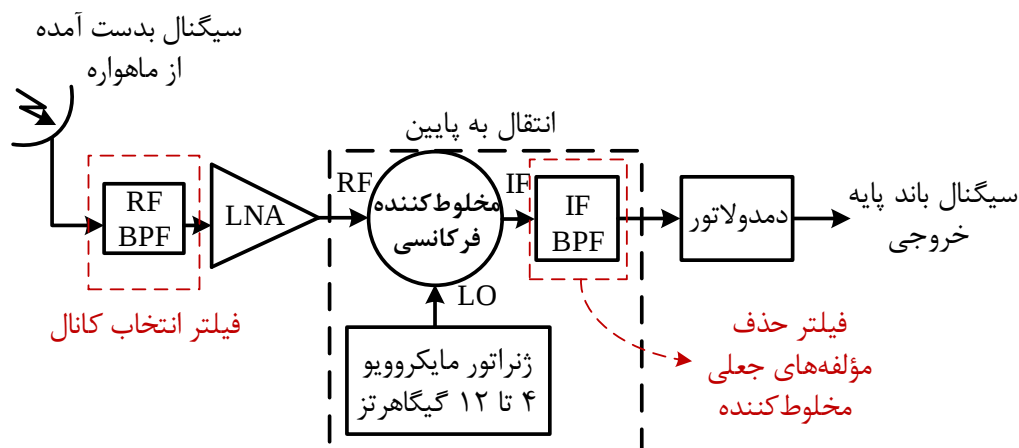
^۳ In-Band

^۴ Spurious Product

- استفاده از دو فیلتر با یک دهانه مشترک به عنوان داپلکسر^۱ در فرستنده-گیرنده‌ها
- و ...

۲-۲-۱ انتخاب کانال یا باند مورد نظر

در گیرنده‌ها پس از دریافت سیگنال توسط آنتن، از یک طبقه فیلتر فرکانس رادیویی میان‌گذر جهت انتخاب کانال یا باند کاری سیستم و محدود کردن طیف فرکانسی سیگنال ورودی استفاده می‌شود. در شکل ۱-۲ محل قرار گرفتن فیلتر فوق در یک سیستم مخابراتی نشان داده شده است. با قرار دادن این فیلتر، سیگنال‌های ناخواسته در باندهای مجاور تا حد امکان تضعیف می‌شوند. مقدار ضریب کیفیت این فیلتر باید بالا باشد تا بتواند به خوبی کانال مورد نظر را انتخاب کند. در طراحی این فیلتر مصالحه‌ای بین تلفات عبوری و انتخاب‌گری^۲ فیلتر وجود دارد، زیرا با افزایش مرتبه فیلتر، انتخاب‌گری و تلفات عبوری افزایش می‌یابند. از طرفی با افزایش تلفات عبوری، عدد نویز^۳ بخش فرکانس رادیویی افزایش می‌یابد. بنابراین فیلتر باید به گونه‌ای طراحی گردد که انتخاب‌گری مطلوب و تلفات اندکی در باند عبور داشته باشد [۴]. در برخی کاربردها مانند رادیو نرم افزاری^۴ ممکن است از فیلترهای میان‌گذر چند باند و یا فیلترهای میان‌گذر قابل تنظیم^۵ استفاده شود.



شکل ۲-۱: کاربرد فیلتر در انتخاب کانال و حذف مؤلفه‌های جعلی خروجی مخلوط‌کننده [۵]

^۱ Duplexer

^۲ Selectivity

^۳ Noise Figure

^۴ Software Defined Radio (SDR)

^۵ Tunable

۲-۲-۲ حذف مؤلفه‌های جعلی در مخلوط‌کننده‌های فرکانسی

مخلوط‌کننده‌های فرکانسی جهت تبدیل فرکانس سیگنال از فرکانس رادیویی به میانی یا برعکس مورد استفاده قرار می‌گیرند. در گیرنده‌های هتروداین^۱، از چندین طبقه (معمولاً دو طبقه) مخلوط‌کننده استفاده می‌شود تا سیگنال تصویر به راحتی حذف گردد، اما در مقابل طراحی فیلتر انتخاب کانال دشوارتر می‌شود. فرکانس خروجی یک مخلوط‌کننده انتقال به پایین (IF)، برابر با اختلاف فرکانس ورودی (RF) و فرکانس نوسان‌ساز محلی^۲ (LO) است. امکان نشت هر یک از ورودی‌ها، بخصوص ورودی نوسان‌ساز (به علت دامنه بزرگ آن) به خروجی وجود دارد. همچنین در عمل به علت غیرخطینگی مخلوط‌کننده، ممکن است مؤلفه‌های مدولاسیون تداخلی^۳ در خروجی ظاهر شوند. بنابراین استفاده از یک فیلتر جهت حذف این سیگنال‌های ناخواسته ضروری است. شکل ۲-۱، محل قرار گرفتن فیلتر انتخاب کانال و فیلتر حذف سیگنال‌های ناخواسته خروجی مخلوط‌کننده را برای مثال در یک گیرنده ماهواره‌ای نشان می‌دهد.

۲-۲-۳ استفاده از دو فیلتر با یک دهانه مشترک به عنوان داپلکسر در فرستنده-گیرنده‌ها

در فرستنده-گیرنده‌های^۴ بی‌سیم که از یک آنتن جهت ارسال و دریافت داده استفاده می‌کنند، جهت جلوگیری از تداخل و نشت سیگنال بین مدار فرستنده و گیرنده از راه‌های مختلفی استفاده می‌شود. یکی از این راه‌ها این است که فرستنده و گیرنده در دو محدوده فرکانسی متفاوت (اما نزدیک هم) عمل کنند و سپس توسط دو فیلتر میان‌گذر با یک دهانه مشترک (یک داپلکسر) مطابق با شکل ۲-۲، به آنتن مشترک متصل شوند. از چالش‌های مهم طراحی داپلکسر، می‌توان به نیازمند بودن به میزان تضعیف زیاد در باند توقف هر دو فیلتر و مشکلات ناشی از نشت سیگنال فرستنده به مسیر گیرنده، نیاز به تلفات داخل باند کم در مسیر فرستنده جهت تلف نشدن توان خروجی تقویت‌کننده توان^۵ و ... اشاره کرد. در صورتی که میزان تضعیف در

¹ Heterodyne

² Local Oscillator (LO)

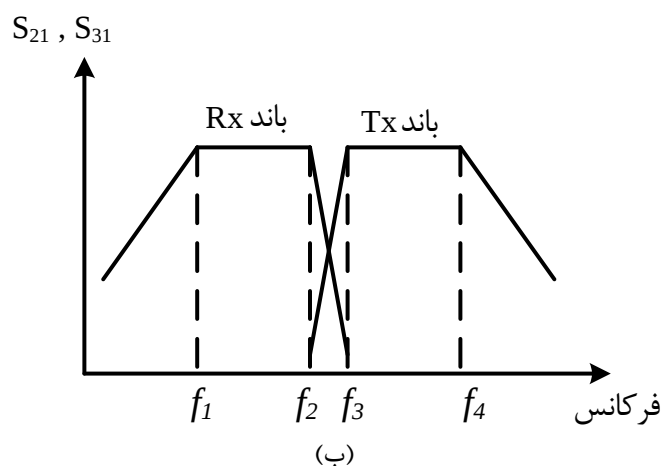
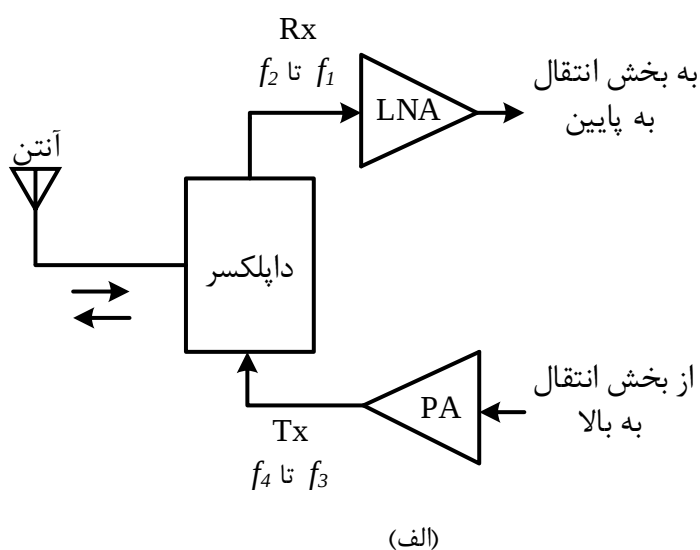
³ Intermodulation Products

⁴ Transceiver

⁵ Power Amplifier (PA)

باند توقف زیاد نباشد و توان خروجی فرستنده زیاد باشد، سیگنالی با توان زیاد از فرستنده به گیرنده نشت پیدا می‌کند و طبقات فعال آن را به اشباع می‌برد. در این صورت باید نقطه فشردگی^۱ گیرنده بالا باشد تا از اشباع شدن آن جلوگیری شود [۴].

از کاربردهای دیگر فیلترها می‌توان به حذف سیگنال تصویر^۲ در ورودی مخلوط‌کننده‌ها، تضعیف هارمونی‌های ناشی از غیرخطی‌نگی تقویت‌کننده‌های توان در فرستنده‌ها، جداسازی سیگنال‌ها در مالتی‌پلکسرها، شبکه‌های تطبیق امپدانس^۳، افزایش پهنای باند در تقویت‌کننده‌های مقاومت-منفی و ... اشاره کرد [۶].



شکل ۲-۲: (الف) بلوک دیاگرام داپلکسر در یک فرستنده-گیرنده (ب) پاسخ فرکانسی آن

^۱ Compression Point

^۲ Image

^۳ Impedance Matching

۲-۳ معرفی مختصر خطوط انتقال^۱

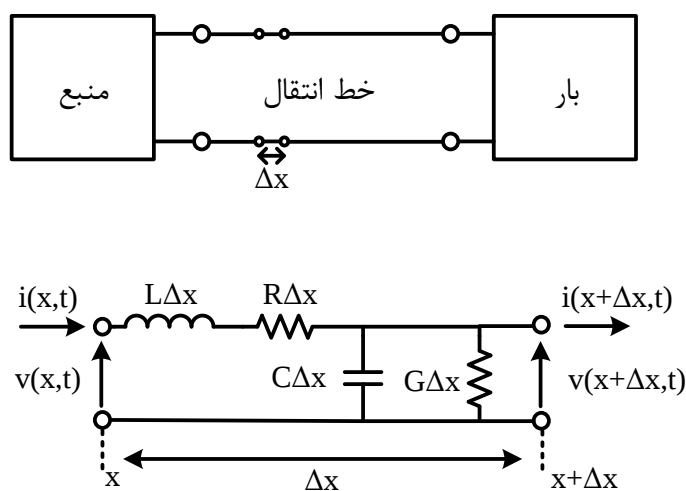
شکل ۲-۳ نشان‌دهنده مدل RLGC یک خط انتقال است. از پارامترهای مهم خطوط انتقال که در طراحی مدارها کاربرد دارند، می‌توان به امپدانس مشخصه^۲ (Z_c)، ثابت انتشار موج^۳ (γ)، طول الکتریکی^۴ (θ) و پارامترهای مدل خط شامل مقاومت واحد طول خط (R)، اندوکتانس واحد طول (L)، ظرفیت خازنی واحد طول (C) و رسانایی واحد طول (G) اشاره کرد. با نوشتن قوانین ولتاژ و جریان کیرشهف در مدل RLGC و بردن آنها به حوزه فازور و با فرض اینکه Δx به صفر میل کند، معادلات موج ولتاژ و جریان طبق روابط (۱-۲) و (۲-۲) بدست می‌آیند [۱].

$$\frac{d^2 V(x)}{dx^2} - \gamma^2 V(x) = 0 \quad (1-2)$$

$$\frac{d^2 I(x)}{dx^2} - \gamma^2 I(x) = 0 \quad (2-2)$$

که ثابت انتشار γ از رابطه (۳-۲) بدست می‌آید.

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (3-2)$$



شکل ۲-۳: خط انتقال و مدل RLGC آن [۱]

¹ Transmission Line

² Characteristic Impedance

³ Propagation Constant

⁴ Electrical Length

پارامتر α ثابت تضعیف^۱ نامیده می‌شود و نشان‌دهنده میزان تضعیف خط انتقال است. β نیز ثابت فاز^۲ نامیده می‌شود.

با حل معادلات موج ولتاژ و جریان، مقادیر آنها در هر نقطه از خط مطابق با روابط (۴-۲) و (۵-۲) قابل محاسبه‌اند. این روابط پاسخ‌های معادلات موج را نشان می‌دهند [۱].

$$V(x) = V_+ e^{-\gamma x} + V_- e^{\gamma x} \quad (4-2)$$

$$I(x) = I_+ e^{-\gamma x} + I_- e^{\gamma x} \quad (5-2)$$

علامت تابع نمایی، جهت حرکت موج را نشان می‌دهد. اولین عبارت سمت راست تساوی نشان‌دهنده موج رونده به سمت بار، و دومین عبارت سمت راست نشان‌دهنده موج بازگشتی به سمت منبع است. زمانی که بین امپدانس منبع و بار تطبیق وجود نداشته باشد، بخشی از موج به منبع باز می‌گردد. همچنین امپدانس مشخصه یک خط انتقال با استفاده از رابطه (۶-۲) قابل محاسبه است.

$$Z_c = \frac{V_+}{I_+} = \frac{V_-}{I_-} = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (6-2)$$

در اکثر موارد، مقادیر مقاومت واحد طول خط و رسانایی واحد طول زیرلایه ناچیز هستند. در این صورت، خط انتقال بی‌اتلاف^۳ می‌باشد و از مقادیر مقاومت خط و رسانایی زیرلایه صرف نظر می‌شود ($R=G=0$). در نتیجه، مقادیر ثابت انتشار، امپدانس مشخصه و سرعت فاز^۴ (v_p) که همان سرعت انتشار موج در خط انتقال است، مطابق با روابط (۷-۲) تا (۹-۲) قابل محاسبه‌اند.

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{LC} \quad (7-2)$$

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (8-2)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = f\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9-2)$$

^۱ Attenuation Constant

^۲ Phase Constant

^۳ Lossless

^۴ Phase Velocity

در (۲-۹)، f فرکانس و λ_g طول موج هدایت شده^۱ در خط انتقال است. این پارامتر مربوط به طول موج سیگنال در خط انتقال است و با طول موج آن در خلا متفاوت است.

برای طراحی و سنتز هر المان مداری نظیر فیلتر، کوپلر، مقسم توان، شبکه‌های تطبیق امپدانس و ... به کمک خطوط انتقال، نیاز به دانستن مقدار صحیح پارامترهای آن می‌باشد.

۲-۴ انواع خطوط انتقال و معرفی خط انتقال میکرواستریپ

ساختارهای متنوعی برای خطوط انتقال وجود دارند. شکل ۲-۴ نشان دهنده انواع ساختارهای خطوط انتقال مرسوم در صنعت است. در میان این ساختارها آنهایی که به صورت سطحی^۲ پیاده‌سازی می‌شوند، محبوبیت زیادی پیدا کرده‌اند. یک نوع از خطوط انتقال سطحی که کاربرد فراوانی در صنعت دارد، خط انتقال میکرواستریپ است. در ادامه به معرفی مختصر خط انتقال میکرواستریپ پرداخته می‌شود.

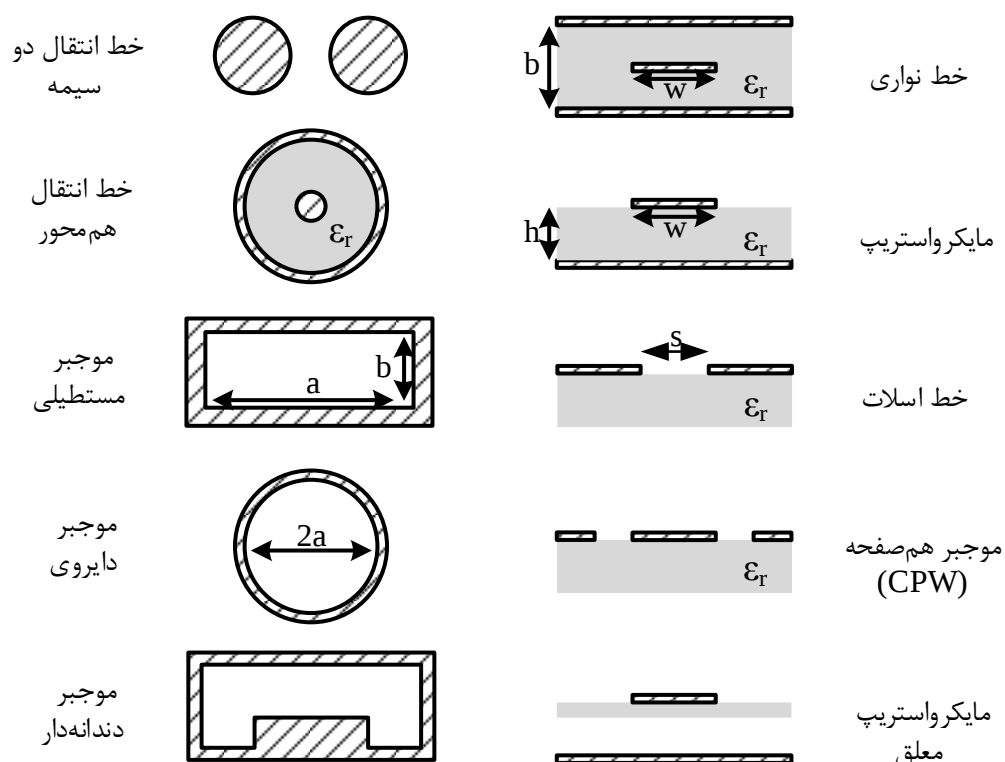
مطابق با شکل ۲-۴، خط انتقال میکرواستریپ شامل یک هادی با ضخامت کم و عرض مشخص (w) که بر روی یک زیرلایه دی‌الکتریک با مقدار ثابت دی‌الکتریک (ϵ_r) و ارتفاع (h) مشخص قرار گرفته و سمت دیگر دی‌الکتریک را هادی با ضخامت کم پوشانده است. به علت ناهمگن بودن ساختار (هوا در بالا و دی‌الکتریک در پایین خط)، قابلیت انتقال موج TEM^۳ (موجی که میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی در جهت انتشار مؤلفه‌ای نداشته باشند) وجود ندارد. با در نظر گرفتن تقریب شبه TEM^۴، ساختار به صورت همگن فرض می‌شود و اثر آن در امپدانس مشخصه و ثابت دی‌الکتریک نمایان می‌شود. در این صورت در دو طرف خط، ماده‌ای با ثابت دی‌الکتریک مؤثر (ϵ_{re}) در نظر گرفته می‌شود. در نتیجه از مؤلفه‌های طولی موج در مقابل مؤلفه‌های عرضی می‌توان چشم‌پوشی کرد و موج را TEM در نظر گرفت [۲]. مقادیر امپدانس مشخصه و ثابت دی‌الکتریک مؤثر (ϵ_{re})، از طریق پارامترهای ساختار مانند عرض خط (w)، جنس (ϵ_r) و ارتفاع (h) زیرلایه دی‌الکتریک مطابق با پیوست آ در انتهای پایان‌نامه قابل محاسبه‌اند.

^۱ Guided Wave Length

^۲ Planar

^۳ Transverse Electromagnetic

^۴ quasi-TEM



شکل ۲-۴: انواع ساختارهای خطوط انتقال شامل موجبرها و خطوط انتقال سطحی [۱]

۲-۵ شبکه‌های دو دهانه

در فرکانس‌های بالا، فیلترها به صورت یک شبکه دو دهانه در نظر گرفته می‌شوند. به علت رفتار موجی ولتاژها و جریان‌ها، نمی‌توان بطور مستقیم از قوانین کیرشهف استفاده کرد و نیازمند به حل معادلات موج هستیم. بنابراین برای تحلیل این شبکه‌ها از پارامترهای دیگری مانند پارامترهای پراکندگی^۱ (پارامترهای S) استفاده می‌شود. به منظور اندازه‌گیری پارامترهای S، از دستگاهی به نام تحلیل‌گر شبکه^۲ استفاده می‌شود. همچنین در شبکه‌های متوالی^۳، از پارامترهای ABCD نیز استفاده می‌شود. پارامترهای S و ABCD غالباً به صورت ماتریس بیان می‌شوند.

^۱ Scattering Parameters

^۲ Network Analyzer

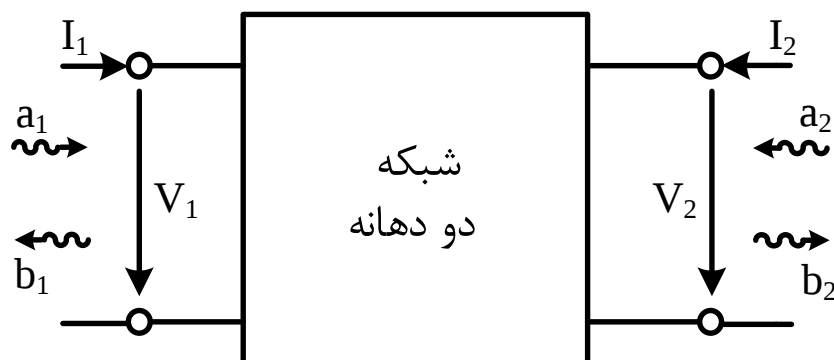
^۳ Cascade

ماتریس پارامترهای S ، به صورت رابطه (۱۰-۲) بیان می‌شود. منظور از متغیرهای a و b ، به ترتیب موج‌های تابشی^۱ و بازتابشی^۲ از هر یک از دهانه‌ها است. S_{21} نشان‌دهنده میزان بهره از دهانه ۱ به دهانه ۲ است. در فیلترها این پارامتر بیانگر پاسخ فرکانسی فیلتر است. S_{11} نیز نشان‌دهنده میزان تطبیق امپدانس در دهانه ۱ است. به همین صورت برای دهانه ۲ نیز، S_{12} و S_{22} تعریف می‌شود. شکل ۲-۵، شبکه دو دهانه به همراه موج تابشی و بازتابشی را نشان می‌دهد.

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \quad \begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \Big|_{a_2=0} & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \Big|_{a_1=0} \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \Big|_{a_2=0} & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \Big|_{a_1=0} \end{aligned} \quad (10-2)$$

ماتریس پارامترهای $ABCD$ ، نیز به صورت رابطه (۱۱-۲) بیان می‌شود. کاربرد این ماتریس در شبکه‌های متوالی است، زیرا می‌توان این شبکه‌ها را به چندین زیر شبکه تقسیم کرد، ماتریس $ABCD$ هر کدام را بدست آورد و در نهایت در هم ضرب کرد تا ماتریس $ABCD$ کل شبکه بدست آید. پارامترهای S و $ABCD$ می‌توانند به یکدیگر تبدیل شوند. جداول تبدیل آنها در [۲] ارائه شده است.

$$[ABCD] = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \quad \begin{aligned} A &= \frac{V_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} & B &= \frac{V_1}{-I_2} \Big|_{V_2=0} \\ C &= \frac{I_1}{V_2} \Big|_{I_2=0} & D &= \frac{I_1}{-I_2} \Big|_{V_2=0} \end{aligned} \quad (11-2)$$



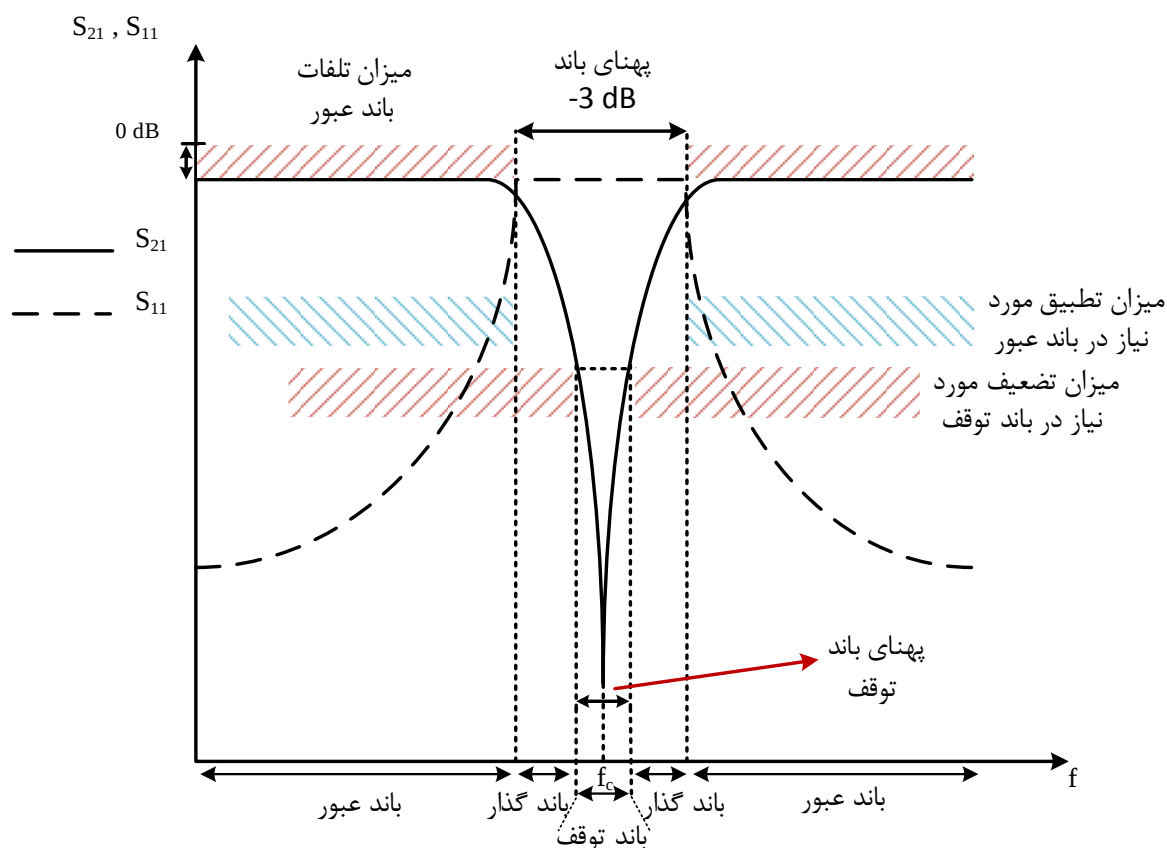
شکل ۲-۵: شبکه دو دهانه

¹ Incident Wave

² Reflected Wave

۲-۶ پارامترهای مهم فیلترهای میان‌گذر

برای طراحی یک فیلتر با عملکرد خوب در یک سیستم مخابراتی، باید با پارامترهای آن آشنا بود. برخی از این پارامترها مانند وزن، اندازه، فناوری مورد استفاده و ... فیزیکی‌اند و برخی دیگر مانند فرکانس مرکزی، پهنای باند^۱، میزان تضعیف باند توقف^۲، میزان افت باند عبور^۳، انتخاب‌گری و ... پارامترهای الکتریکی به شمار می‌آیند. از آنجایی که بین پارامترهای فوق مصالحه وجود دارد، فیلتر باید به‌گونه‌ای طراحی شود تا از هر نظر بهینه باشد. شکل ۲-۶ پارامترهای S یک فیلتر میان‌گذر را نشان می‌دهد که برخی از پارامترهای مداری آن روی شکل مشخص شده‌اند. در ادامه تعریف مختصری از هر یک از پارامترهای فوق ارائه می‌شود.



شکل ۲-۶: پارامترهای S یک فیلتر میان‌گذر

^۱ Bandwidth

^۲ Stopband

^۳ Passband

۲-۶-۱ فرکانس مرکزی

فرکانس مرکزی، همان فرکانس وسط باند فیلتر است. با توجه به شکل ۲-۶، در فیلترهای میان‌گذر بیشینه تضعیف یا به عبارتی محل قرار گرفتن ناچ در این فرکانس (روی شکل f_c) قرار دارد. این فرکانس باید بر روی سیگنال ناخواسته‌ای مانند تداخل قرار گیرد تا بتواند آن را به خوبی تضعیف کند.

۲-۶-۲ پهنای باند

در فیلترهای میان‌گذر، باند توقف در محدوده‌ای حول فرکانس مرکزی قرار دارد. این محدوده پهنای باند نام دارد. برای فیلترهای میان‌گذر دو نوع پهنای باند تعریف می‌شود:

۱- پهنای باند 3dB- که محدوده بین دو فرکانسی است که اندازه S_{21} حدود ۳ دسی‌بل از مقدار آن در باند عبور افت می‌کند. به عبارتی این پهنای باند محدوده فرکانسی بین دو باند عبور را شامل می‌شود.

۲- پهنای باند توقف که محدوده بین دو فرکانسی است که فقط باند توقف را تشکیل می‌دهند.

پارامتر دیگری که نشان‌دهنده پهن باند یا باریک باند بودن سیستم است، پهنای باند کسری^۱ فیلتر است. این پارامتر طبق رابطه (۲-۱۲) قابل محاسبه است و معمولاً برحسب درصد بیان می‌شود.

$$FBW(\%) = \frac{\Delta\omega_{3dB}}{\omega_c} \times 100 \quad (2-12)$$

۲-۶-۳ میزان تضعیف باند توقف و تلفات باند عبور

فیلترهای میان‌گذر شامل سه محدوده فرکانسی باند عبور، باند توقف و باند گذار^۲ هستند. میزان تضعیف سیگنال در هر دو باند عبور و توقف اهمیت زیادی در طراحی فیلتر دارد. باند گذار محدوده فرکانسی بین باند عبور و باند توقف است، که تضعیف آن بیشتر از باند عبور و کمتر از باند توقف است. در حالت ایده‌آل تمایل داریم که باند عبور بی‌اتلاف و باند توقف تضعیف نامحدود داشته باشد. اما در عمل پارامتری مانند ضریب

^۱ Fractional Bandwidth (FBW)

^۲ Transition Band

کیفیت^۱ رزوناتورها هر دو پارامتر را محدود می‌کند. به عنوان مثال، شکل ۲-۷ نشان‌دهنده تأثیر تلفات (هادی و زیرلایه) بر پاسخ یک فیلتر میان‌گذر است. در فیلترهای میان‌گذر نیز با کاهش ضریب کیفیت، تلفات باند عبور افزایش و میزان تضعیف در فرکانس مرکزی (عمق ناچ) کاهش می‌یابد.

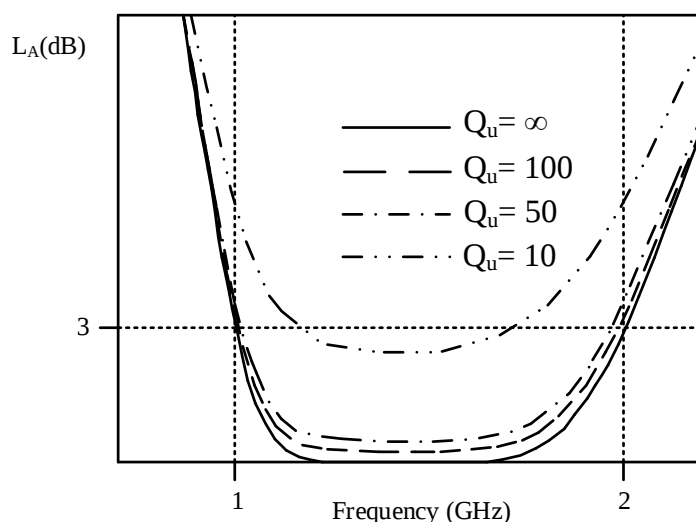
۲-۶-۴ تلفات عبوری^۲ و تلفات بازگشتی^۳

تلفات عبوری و تلفات بازگشتی دو پارامتر مهمی هستند که معمولاً در باند عبور تعریف می‌شوند. تلفات عبوری نشان‌دهنده میزان تلفات سیگنال عبوری از دهانه ورودی به دهانه خروجی (یا همان تلفات باند عبور) است. تلفات عبوری را با L_A نیز نشان می‌دهند و مقدار این پارامتر طبق رابطه (۲-۱۳) بر حسب دسی‌بل قابل محاسبه است.

$$L_A(dB) = -20 \log |S_{21}| \quad (2-13)$$

در اینجا فرض شده ورودی دهانه ۱ و خروجی دهانه ۲ باشد.

تلفات بازگشتی نیز میزان تطبیق امپدانس در هر دهانه را نشان می‌دهد. تلفات بازگشتی را با L_R نیز نشان



شکل ۲-۷: تأثیر تلفات بر پاسخ یک فیلتر میان‌گذر [۲]

¹ Quality Factor

² Insertion Loss (IL)

³ Return Loss (RL)

می‌دهند و مقدار این پارامتر طبق رابطه (۱۴-۲) برحسب دسی‌بل بدست می‌آید.

$$L_R(dB) = 20 \log |S_{11}| \quad (14-2)$$

۲-۶-۵ مرتبه فیلتر و میزان انتخاب‌گری

تعداد المان‌های ذخیره‌کننده انرژی (سلف و خازن) در مدار فیلتر اولیه پایین‌گذر، مرتبه یک فیلتر را نشان می‌دهد. هر چه این تعداد بیشتر باشد، میزان انتخاب‌گری فیلتر افزایش می‌یابد و بدین معناست که فیلتر باند گذار باریک‌تری دارد. باریک‌تر بودن باند گذار موجب می‌شود تا فیلتر بهتر بتواند بین سیگنال مورد نظر و سیگنالی که باید حذف شود، انتخاب کند. معمولاً در طراحی فیلترها سعی می‌شود تا مرتبه فرد باشد، چون در این حالت شبکه متقارن می‌شود و طراحی ساده‌تر می‌شود. فیلترهای مرتبه زوج معمولاً زمانی که امپدانس‌های منبع و بار برابر نیستند، کاربرد دارند.

۲-۶-۶ پاسخ فاز و تأخیر گروه^۱

پاسخ فاز یک فیلتر در کاربردهایی مانند آرایه‌های فازی که تأخیر انتشار مؤلفه‌های فرکانسی سیگنال اهمیت دارد، حائز اهمیت است. در صورتی که پاسخ فاز یک فیلتر با فرکانس رابطه خطی داشته باشد، تمام مؤلفه‌های فرکانسی ورودی به یک میزان تأخیر می‌یابند. برای نشان دادن میزان خطی بودن فاز یک فیلتر، از دو پارامتر به نام‌های تأخیر فاز^۲ و تأخیر گروه استفاده می‌شود. تأخیر فاز به معنی تأخیر زمانی انتشار یک موج سینوسی از ورودی به خروجی است که به آن تأخیر حامل^۳ نیز می‌گویند. از آنجایی که یک سینوس به تنهایی قابلیت انتقال اطلاعات را ندارد، این پارامتر اهمیت چندانی ندارد و از رابطه (۱۵-۲) بدست می‌آید [۲].

$$\tau_p = \frac{\varphi_{21}}{\omega} (\text{sec}) \quad (15-2)$$

که φ_{21} پاسخ فاز S_{21} و ω فرکانس زاویه‌ای بر حسب رادیان بر ثانیه است.

^۱ Group Delay

^۲ Phase Delay

^۳ Carrier Delay

تأخیر گروه به معنی تأخیر انتشار همه مؤلفه‌های فرکانسی یک سیگنال باند پایه است و به همین دلیل برای نشان دادن میزان خطی بودن فاز فیلتر اهمیت بسیاری دارد. هر چقدر پاسخ تأخیر گروه در باند عبور فیلتر هموارتر باشد، به معنی این است که همه مؤلفه‌های فرکانس به یک میزان تأخیر می‌یابند و اعوجاج فاز^۱ کاهش می‌یابد. تأخیر گروه طبق رابطه (۱۶-۲) قابل محاسبه است.

$$\tau_d = -\frac{d\phi_{21}}{d\omega} \text{ (sec)} \quad (16-2)$$

در روابط فوق ϕ_{21} نشان‌دهنده پاسخ فاز فیلتر یا همان آرگومان S_{21} از دهانه ۱ به دهانه ۲ است.

۷-۲ تقریب‌های مورد نیاز جهت طراحی فیلتر

فیلتر ایده‌آل باند گذار ندارد، بنابراین باید مرتبه آن بی‌نهایت باشد. اما در عمل باند گذار وجود دارد و مرتبه فیلتر محدود است. همچنین پاسخ دارای تلفات اندک در باند عبور و تضعیف محدود در باند توقف است. جهت سنتز پاسخ فیلتر (S_{21} آن)، از تقریب‌های مختلفی استفاده می‌گردد که هر کدام ویژگی منحصر به فردی دارند و دارای کاربرد خاص خود می‌باشند. در این بخش بطور مختصر انواع تقریب‌های فیلتر ارائه می‌شوند.

۱-۷-۲ تقریب باترورث^۲

در کاربردهایی که نیاز به پاسخی با باند عبور هموار باشد، از تقریب باترورث استفاده می‌گردد. در واقع این تقریب بیشینه صافی^۳ در باند عبور را ارائه می‌دهد. در این تقریب، قطب‌های فیلتر بر روی نیم‌دایره‌ای در صفحه S به نام دایره باترورث قرار دارند. پاسخ اندازه S_{21} این تقریب برای فیلتر اولیه پایین‌گذر، در رابطه (۱۷-۲) ارائه شده است که Ω متغیر فرکانس برای فیلتر اولیه پایین‌گذر و n مرتبه فیلتر است.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \Omega^{2n}} \quad (17-2)$$

^۱ Phase Distortion

^۲ Butterworth

^۳ Maximally Flat

۲-۷-۲ تقریب چبی شف^۱

در این تقریب، از تابع چبی شف جهت سنتز فیلتر استفاده می‌شود. این تقریب انتخاب‌گری بهتری نسبت به تقریب باتروث ارائه می‌دهد اما پاسخ اندازه در یکی از دو باند عبور یا توقف دارای نوسان^۲ یکنواخت است. بنابراین، این تقریب شامل دو نوع پاسخ است:

۱- چبی شف نوع اول (چبی شف): دارای رپل در باند عبور

۲- چبی شف نوع دوم (چبی شف معکوس^۳): دارای رپل در باند توقف

قطب‌های این تقریب بر روی نیمه یک بیضی در صفحه S قرار دارند. پاسخ اندازه S_{21} نوع اول این تقریب، در رابطه (۱۸-۲) ارائه شده است.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 T_n^2(\Omega)} \quad (18-2)$$

که در این رابطه، $T_n(\Omega)$ نشان‌دهنده تابع چبی شف و ε ثابت رپل^۴ می‌باشد. تابع چبی شف و ثابت رپل به ترتیب طبق روابط (۱۹-۲) و (۲۰-۲) قابل محاسبه‌اند [۲].

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cos^{-1} \Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cosh^{-1} \Omega) & |\Omega| \geq 1 \end{cases} \quad (19-2)$$

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (20-2)$$

که L_{Ar} میزان رپل باند عبور بر حسب dB است.

این تقریب انتخاب‌گری بهتری نسبت به تقریب باتروث دارد اما به علت وجود رپل و تغییرات زیاد تأخیر گروه، پاسخ فاز مناسبی ندارد. بنابراین برای کاربردهایی که اعوجاج فاز چندان اهمیت ندارد مناسب است.

^۱ Chebyshev

^۲ Ripple

^۳ Inverse Chebyshev

^۴ Ripple Constant

۲-۷-۳ تقریب الیپتیک^۱ یا کائر^۲ (تابع بیضوی)

با استفاده از دو تقریب باترورث و چبی شف نوع اول، می‌توان فیلترهای تمام قطب^۳ را سنتز کرد. در پاسخ این فیلترها، صفر انتقال^۴ در فرکانس محدود وجود ندارد یا به عبارتی صورت S_{21} ریشه ندارد و زمانی S_{21} صفر می‌شود که مخرج آن بی‌نهایت شود. با اضافه کردن صفر انتقال (یا قله تضعیف) به باند توقف و در نزدیکی باند عبور، می‌توان انتخاب‌گری فیلتر را بهبود داد. در این صورت نیازی به افزایش مرتبه جهت بهبود انتخاب‌گری نیست. تقریب تابع بیضوی شامل صفر انتقال است که منجر به بهبود انتخاب‌گری می‌شود اما در هر دو باند عبور و توقف دارای ریبیل است. رابطه (۲-۲۱) پاسخ اندازه S_{21} این تقریب را نشان می‌دهد. $F_n(\Omega)$ تابع بیضوی است که در [۲] ارائه شده است.

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 F_n^2(\Omega)} \quad (2-21)$$

۲-۷-۴ تقریب گوسی^۵

این تقریب انتخاب‌گری خوبی ندارد اما بهترین پاسخ فاز و هموارترین تأخیر گروه در بین تقریب‌ها را داراست. بنابراین برای کاربردهایی که تأخیر گروه اهمیت زیادی دارد، مناسب است. نام‌های دیگر این تقریب، تقریب بسل و یا تقریب تامسون^۶ است.

تقریب‌های دیگری نیز برای طراحی فیلترها مورد استفاده قرار می‌گیرند که از تقریب‌های فوق حاصل شده‌اند و برای کاربردهای خاص مورد استفاده قرار می‌گیرند [۷].

شکل ۲-۸ نشان‌دهنده پاسخ اندازه سه تقریب باترورث، چبی شف و بیضوی مرتبه چهار برای فیلتر پایین‌گذر اولیه است. با توجه به شکل در صورتی که هر سه فیلتر مرتبه یکسانی داشته باشند، تقریب بیضوی دارای

^۱ Elliptic

^۲ Cauer

^۳ All-Pole

^۴ Transmission Zero (TZ)

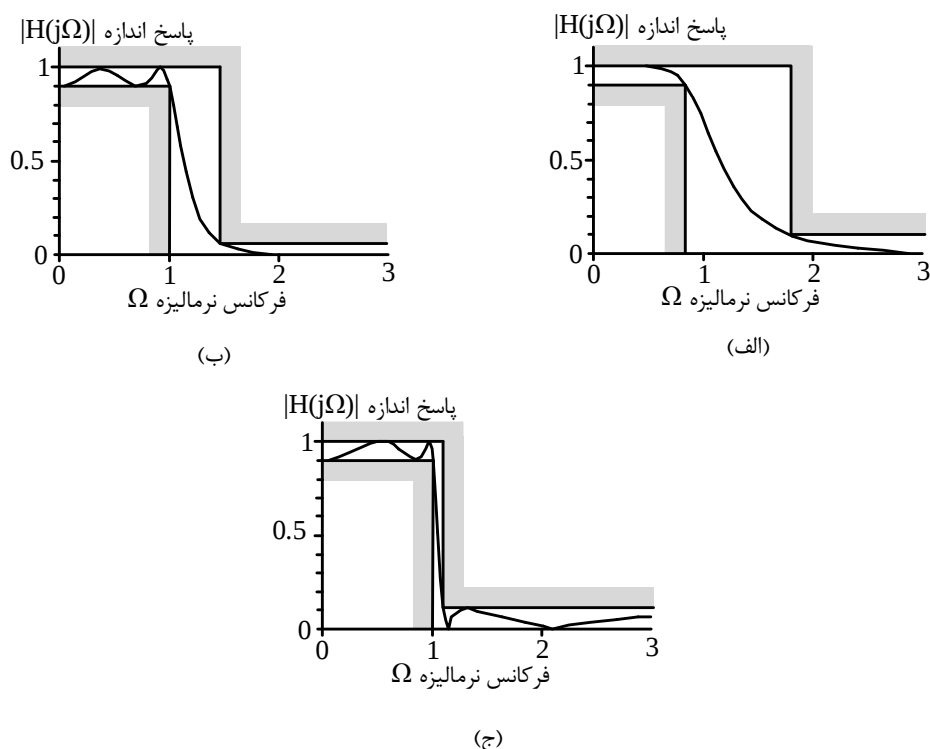
^۵ Gaussian

^۶ Thomson

بهترین انتخاب‌گری و تقریب باترورث بهترین پاسخ از نظر هموار بودن باندها را دارد. در این بین تقریب چبی شف پاسخی بین این دو حالت دارد و به همین دلیل بسیار پرکاربرد است.

۸-۲ روند سنتز یک فیلتر میان‌گذر

برای سنتز یک فیلتر میان‌گذر، با توجه به کاربرد ابتدا یک تقریب مناسب انتخاب می‌شود سپس با استفاده از پارامترهای پاسخ فیلتر مانند کمینه تضعیف قابل قبول برای باند توقف، بیشینه تلفات باند عبور و ...، مرتبه فیلتر تخمین زده می‌شود. مرحله بعد سنتز یک فیلتر اولیه پایین‌گذر^۱ است. این پاسخ برای فرکانس ۱ Rad/s و امپدانس منبع و بار ۱ اهم نرمالیزه شده است. در پایان با استفاده از تبدیل‌های امپدانس و فرکانس، پاسخ پایین‌گذر به پاسخ میان‌گذر با فرکانس مرکزی و پهنای باند مورد نظر و تطبیق یافته با امپدانس سیستم تبدیل می‌شود.



شکل ۸-۲: مقایسه تقریب‌ها برای یک فیلتر مرتبه ۴ (الف) باترورث (ب) چبی‌شف (ج) بیضوی [۸]

^۱ Lowpass Prototype

۲-۸-۱ فیلتر اولیه پایین‌گذر

اولین قدم در سنتز یک فیلتر، یافتن مرتبه آن به کمک پارامترهای مورد نظر است. در اینجا جهت تخمین مرتبه برای دو تقریب پرکاربرد باترورث و چبی‌شف می‌توان به ترتیب از روابط (۲-۲۲) و (۲-۲۳) استفاده نمود. برای دیگر تقریب‌ها می‌توان به جداول موجود در [۲] مراجعه کرد.

$$n \geq \frac{\log(10^{0.1L_{As}} - 1)}{2 \log \Omega_s} \quad (2-22)$$

$$n \geq \frac{\cosh^{-1} \sqrt{\frac{10^{0.1L_{As}} - 1}{10^{0.1L_{Ar}} - 1}}}{\cosh^{-1} \Omega_s} \quad (2-23)$$

در روابط فوق L_{As} کمینه مقدار تضعیف بر حسب دسی‌بل در لبه باند توقف (Ω_s) و L_{Ar} میزان رپل باند عبور بر حسب دسی‌بل است.

پس از تخمین مرتبه، به کمک روابط ارائه شده برای تقریب‌ها و یا به کمک جداول [۲]، مقادیر المان‌های فشرده فیلتر پایین‌گذر اولیه بدست می‌آیند. در این صورت یک فیلتر پایین‌گذر با فرکانس قطع ۱ Rad/s و تطبیق یافته با امپدانس‌های منبع و بار ۱ اهم طراحی شده است. سپس باید از تبدیل‌های امپدانس برای تطبیق با امپدانس‌های مانند ۵۰ اهم و تبدیل‌های فرکانس برای تبدیل فیلتر اولیه پایین‌گذر به فیلتر میان‌گذر با فرکانس مرکزی و پهنای باند مورد نظر استفاده شود.

به عنوان مثال در تقریب باترورث، می‌توان از روابط (۲-۲۴) و یا جدول ۲-۱ جهت بدست آوردن مقادیر سلف و خازن‌های فیلتر اولیه پایین‌گذر استفاده کرد. برای تقریب‌های دیگر مانند چبی‌شف و بیضوی نیز از جدول استفاده می‌گردد. در [۲] جداول مربوط به این تقریب‌ها ارائه شده است.

$$\begin{aligned} g_0 &= 1.0 \\ g_i &= 2 \sin\left(\frac{(2i-1)\pi}{2n}\right) \quad \text{for } i=1 \text{ to } n \\ g_{n+1} &= 1.0 \end{aligned} \quad (2-24)$$

g_0 و g_{n+1} بسته به نوع پیاده‌سازی تونن یا نرتن، نشان‌دهنده مقدار مقاومت یا رسانایی به ترتیب برای منبع و بار است. چون فیلتر برای امپدانس‌های منبع و بار ۱ اهم طراحی شده است، این مقادیر برابر با ۱ در نظر گرفته می‌شوند و پس از تبدیل امپدانس، تغییر مقیاس پیدا می‌کنند. مقادیر g_i ها مقدار سلف یا خازن در فیلتر اولیه پایین‌گذر را نشان می‌دهند. در صورتی که المان سلف باشد، این مقدار اندوکتانس و در صورتی که المان خازن باشد، مقدار ظرفیت خازنی آن را نشان می‌دهد.

شکل ۲-۹، پیاده‌سازی نردبانی^۱ مدار فیلتر پایین‌گذر اولیه را نشان می‌دهد. هر دو نوع پیاده‌سازی پاسخ یکسانی دارند یا به عبارتی دوگان^۲ یکدیگرند. البته باید به این موضوع توجه کرد که از نظر امپدانس ورودی متفاوت‌اند. این پیاده‌سازی برای فیلترهای تمام قطب کاربرد دارد و برای تقریب‌هایی مانند تقریب بیضوی که صفر انتقال در فرکانس محدود دارند، بجای شاخه‌های سری یا موازی، رزوناتور^۳ قرار می‌گیرد.

در برخی از منابع و متون برای طراحی فیلترهای میان‌نگذر، از فیلتر اولیه بالاگذر استفاده می‌گردد که با استفاده از تبدیل پایین‌گذر به میان‌گذر، آنرا به فیلتر میان‌نگذر تبدیل می‌کنند.

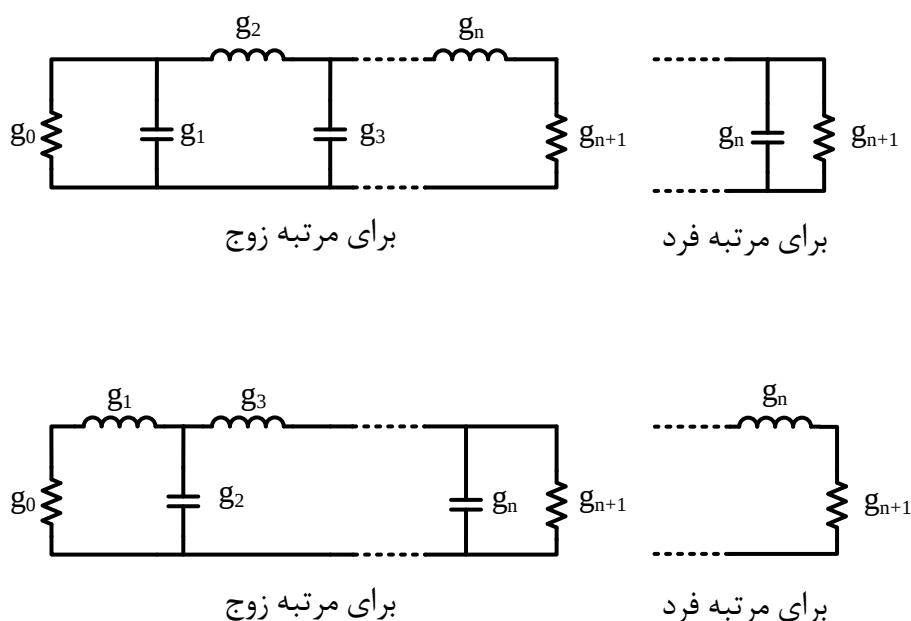
جدول ۲-۱: مقادیر فیلتر پایین‌گذر اولیه باترورث (در فرکانس قطع $\Omega_c=1.0$, $L_{Ar}=3.01$ dB , $g_0=1.0$) (۲)

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	2.0000	1.0								
2	1.4142	1.4142	1.0							
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0						
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0					
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0				
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0			
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0		
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.6629	1.1111	0.3902	1.0	
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0

¹ Ladder

² Dual

³ Resonator



شکل ۲-۹: پیاده‌سازی نردبانی مدار فیلتر پایین‌گذر اولیه برای فیلترهای تمام-قطب

۲-۸-۲ تبدیل‌های امپدانس و فرکانس

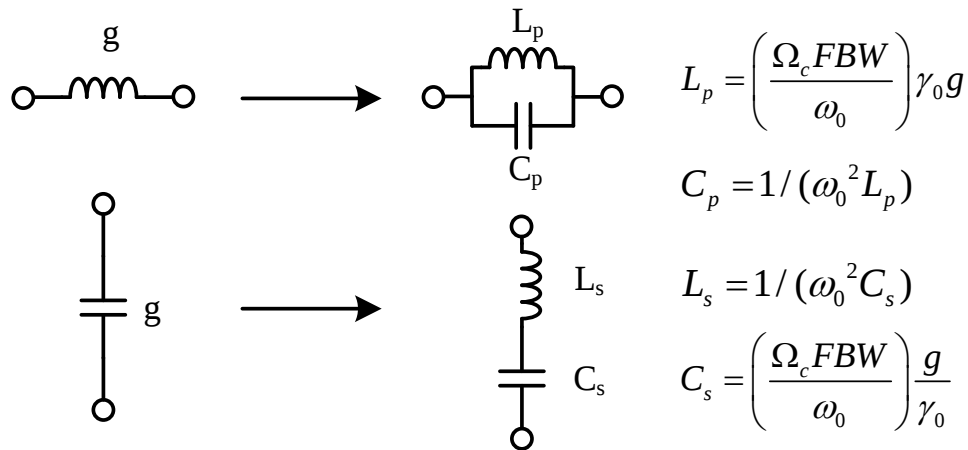
برای اینکه فیلتر با امپدانس‌های سیستم (مانند ۵۰ اهم) تطبیق داشته باشد، باید تمامی امپدانس‌ها تغییر مقیاس پیدا کنند. برای اینکار یک ضریب تعریف می‌شود که برابر با نسبت امپدانس (یا ادمیتانس) سیستم به امپدانس (یا ادمیتانس) منبع و بار در فیلتر پایین‌گذر اولیه است. این ضریب در صورتی که g_0 مقاومت باشد، در رابطه (۲-۲۵) و در صورتی که رسانایی باشد، در رابطه (۲-۲۶) نشان داده شده است. در نهایت این ضریب مقادیر سلف و خازن‌ها و مقادیر امپدانس‌های منبع و بار را مطابق با رابطه (۲-۲۷) تغییر مقیاس می‌دهد [۲]. تبدیل امپدانس تأثیری بر روی نوع پاسخ فیلتر نمی‌گذارد و فقط میزان تطبیق امپدانس مورد نیاز را برای امپدانس مورد نظر فراهم می‌کند.

$$\gamma_0 = \frac{Z_0}{g_0} \quad (۲-۲۵)$$

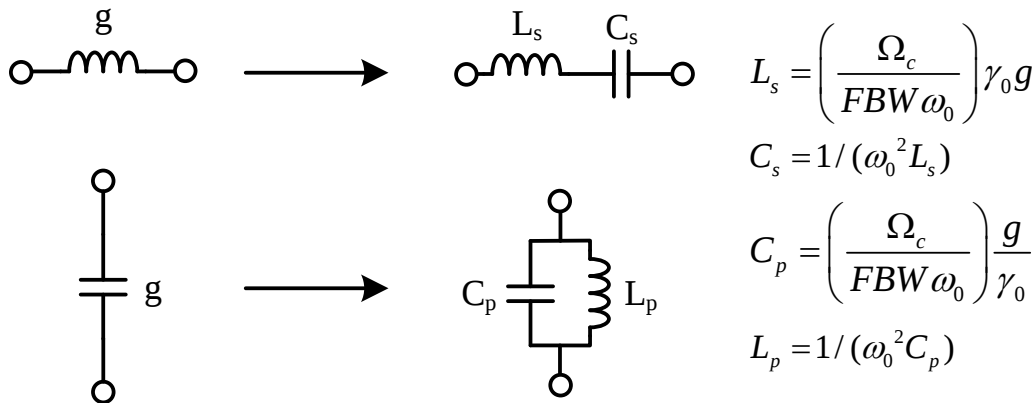
$$\gamma_0 = \frac{g_0}{Y_0} \quad (۲-۲۶)$$

$$\begin{aligned}
 L &\rightarrow \gamma_0 L \\
 C &\rightarrow \frac{C}{\gamma_0} \\
 R &\rightarrow \gamma_0 R \\
 G &\rightarrow \frac{G}{\gamma_0}
 \end{aligned}
 \tag{۲۷-۲}$$

برای تغییر نوع پاسخ از پایین‌گذر به فیلتر مورد نظر، نیاز به تبدیل فرکانس است. در این تبدیل، متغیر فرکانس تغییر می‌یابد. در اینجا به دو تبدیل فرکانسی پایین‌گذر به میان‌گذر و پایین‌گذر به میان‌گذر جهت طراحی فیلتر میان‌گذر پرداخته می‌شود. شکل ۲-۱۰ و شکل ۲-۱۱ به ترتیب تبدیل فرکانسی از پایین‌گذر به میان‌گذر و تبدیل فرکانسی از پایین‌گذر به میان‌گذر را نشان می‌دهند [۲].



شکل ۲-۱۰: تبدیل فرکانسی از پایین‌گذر به میان‌گذر [۲]



شکل ۲-۱۱: تبدیل فرکانسی از پایین‌گذر به میان‌گذر [۲]

۹-۲ فیلترهای میان‌نگذر میکرواستریپ مرسوم

پس از سنتز فیلتر پایین‌گذر اولیه و استفاده از تبدیل‌های امپدانس و فرکانس، فیلتر میان‌نگذر المان فشرده بدست می‌آید. مرحله بعد پیاده‌سازی این فیلتر بر خط انتقال میکرواستریپ است. فیلترهای میان‌نگذر میکرواستریپ مرسوم به روش‌های متفاوتی پیاده‌سازی می‌شوند. از جمله این روش‌ها می‌توان به پیاده‌سازی فیلتر به کمک معکوس‌کننده‌های امپدانس^۱ یا ادمیتانس^۲ و پیاده‌سازی فیلتر با استفاده از تبدیل ریچاردز^۳ و شاخص‌های کروادا^۴ اشاره کرد. در این بخش بطور مختصر به معکوس‌کننده‌های امپدانس و ادمیتانس، پیاده‌سازی فیلتر میان‌نگذر به کمک معکوس‌کننده‌ها، تبدیل ریچاردز و شاخص‌های کروادا پرداخته می‌شود.

۹-۲-۱ معکوس‌کننده‌های امپدانس یا ادمیتانس

معکوس‌کننده امپدانس، یک شبکه دو دهانه است که اگر دهانه دوم به امپدانس Z_2 ختم شود، امپدانس ورودی که از دهانه اول دیده می‌شود برابر با معکوس این امپدانس است و طبق رابطه (۲-۲۸) بدست می‌آید.

$$Z_1 = \frac{K^2}{Z_2} \quad (2-28)$$

که K امپدانس مشخصه معکوس‌کننده نامیده می‌شود و مقدار آن حقیقی است. برای معکوس‌کننده ادمیتانس نیز مانند رابطه فوق، رابطه (۲-۲۹) تعریف می‌شود که در آن J ادمیتانس مشخصه معکوس‌کننده نامیده می‌شود [۲].

$$Y_1 = \frac{J^2}{Y_2} \quad (2-29)$$

روابط (۲-۳۰) و (۲-۳۱) به ترتیب ماتریس $ABCD$ یک معکوس‌کننده امپدانس و یک معکوس‌کننده ادمیتانس را نشان می‌دهند. هر شبکه دو دهانه‌ای که ماتریس $ABCD$ مانند معکوس‌کننده‌ها داشته باشد، می‌تواند به

^۱ Impedance Inverter

^۲ Admittance Inverter

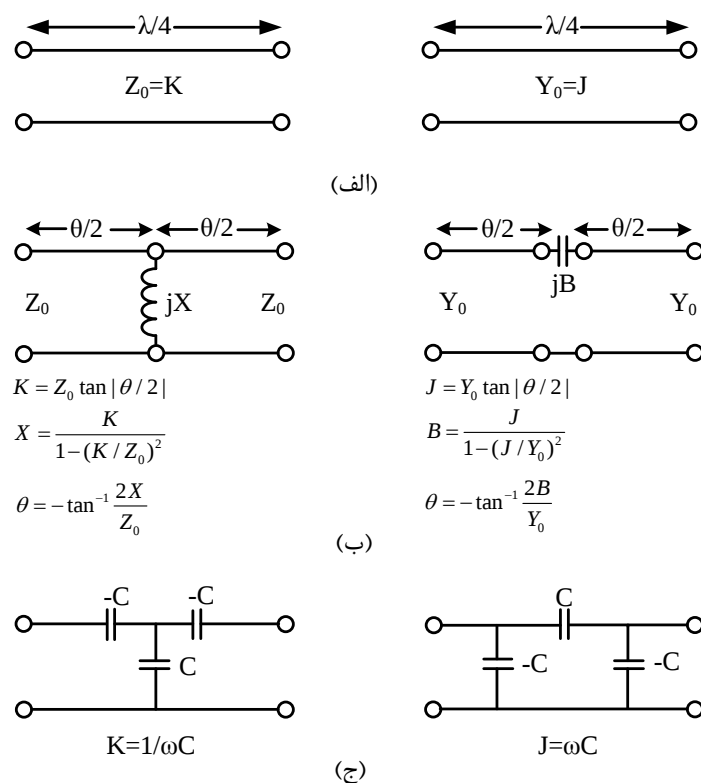
^۳ Richards Transformation

^۴ Kuroda's Identities

عنوان یک معکوس‌کننده در مدار به کار رود. چند نمونه شبکه معادل برای معکوس‌کننده‌ها که در عمل به کار می‌روند در شکل ۱۲-۲ آمده است. اگر از خط $\lambda_g/4$ مطابق با شکل ۱۲-۲(الف) استفاده شود، در این صورت معکوس‌کننده‌ها فقط در پهنای باند باریکی حول فرکانسی که طول خط در آن برابر با ربع طول موج باشد، خاصیت معکوس‌کنندگی دارند. بنابراین از این معکوس‌کننده‌ها فقط در کاربردهای باند باریک می‌توان استفاده کرد. در صورتی که از المان فشرده مانند شکل ۱۲-۲(ج) استفاده شود، مقادیر منفی المان‌ها جذب رزوناتورها می‌شوند. همچنین می‌توان از ترکیبی از المان فشرده و توزیع شده مطابق با شکل ۱۲-۲(ب) استفاده کرد.

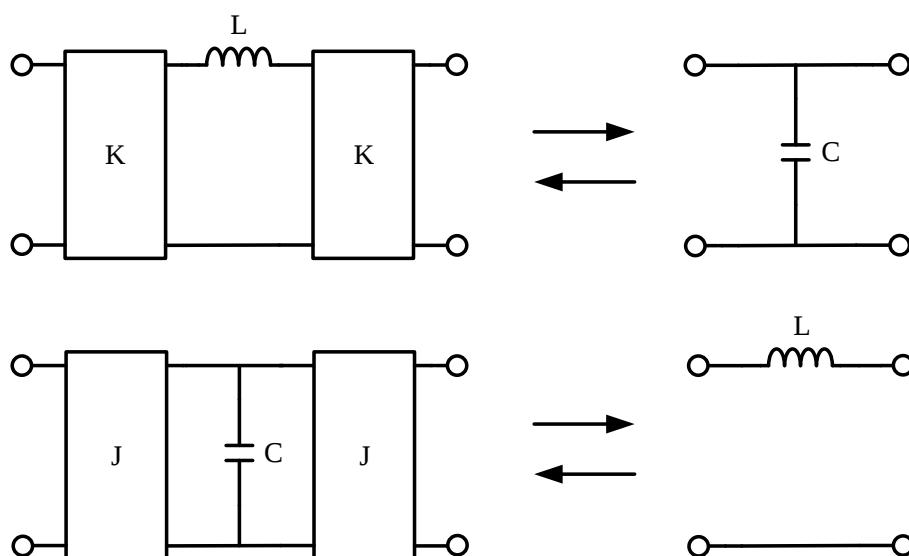
$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \mp jK \\ \pm \frac{1}{jK} & 0 \end{pmatrix} \quad (۳۰-۲)$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \pm \frac{1}{jJ} \\ \mp jJ & 0 \end{pmatrix} \quad (۳۱-۲)$$

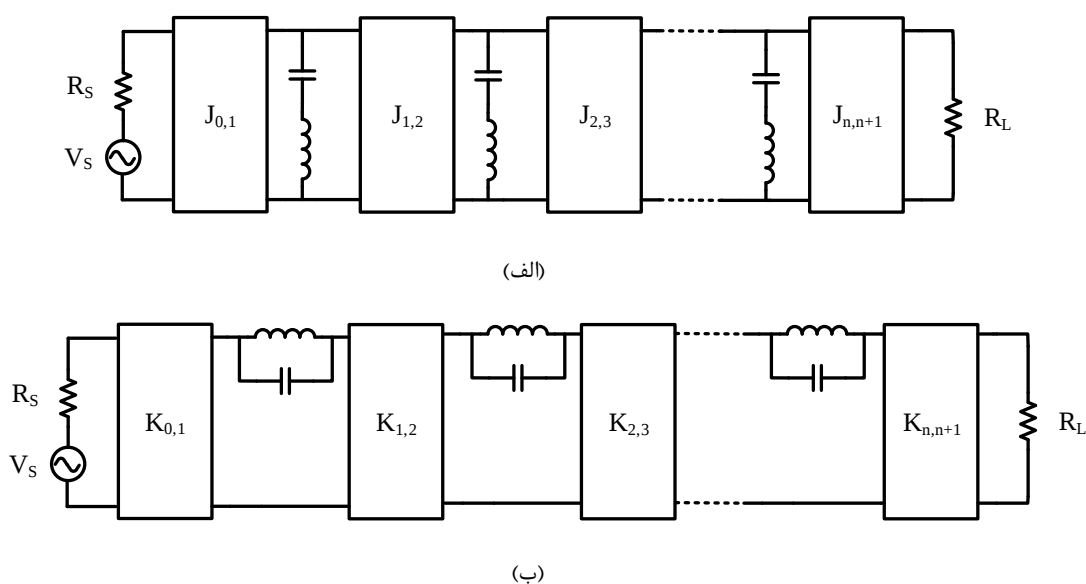


شکل ۱۲-۲: پیاده‌سازی عملی معکوس‌کننده‌های امپدانس و ادmittانس (الف) خط $\lambda_g/4$ (ب) ترکیبی (ج) المان فشرده [۳]

با استفاده از معکوس‌کننده‌ها در فیلتر اولیه پایین‌گذر، می‌توان سلف‌های سری یا خازن‌های موازی را حذف کرد تا پیاده‌سازی ساده شود. شکل ۱۳-۲ نشان‌دهنده این موضوع است. اگر ماتریس‌های ABCD در دو شبکه برابر باشند، آن دو شبکه معادل یکدیگرند. بنابراین فیلتر میان‌گذر می‌تواند فقط با شاخه‌های رزونانسی سری و یا موازی مطابق با شکل ۱۴-۲ پیاده‌سازی شود و در پیاده‌سازی میکرواستریپ، مدار شکل ۱۴-۲(الف) می‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.

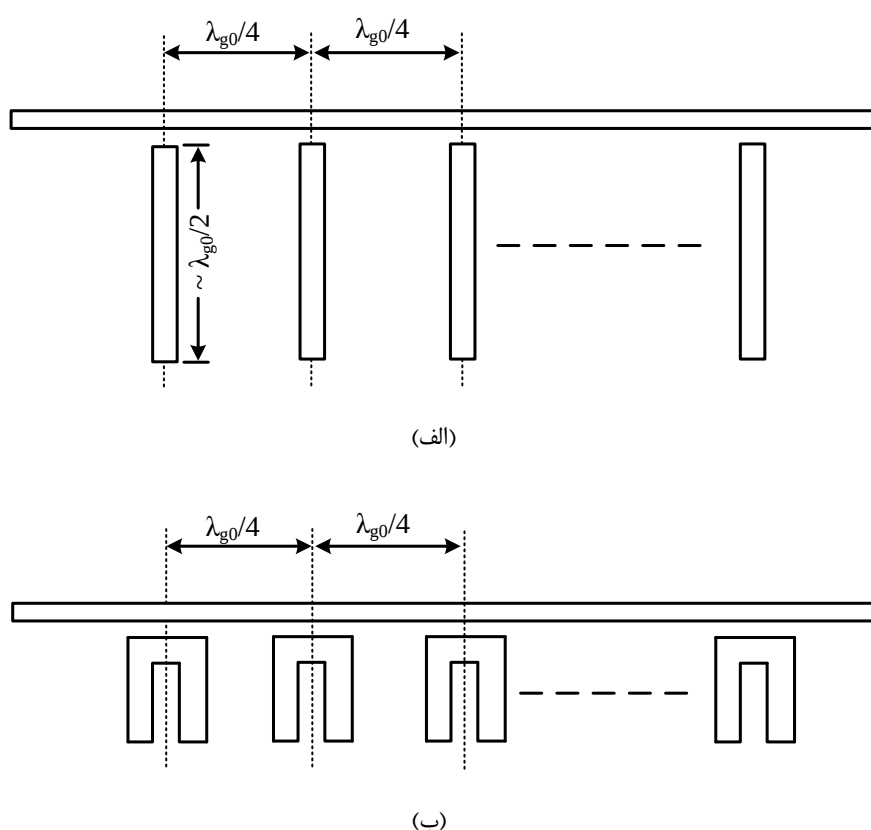


شکل ۱۳-۲: استفاده از معکوس‌کننده‌ها جهت حذف شاخه‌های سری یا موازی [۲]



شکل ۱۴-۲: پیاده‌سازی فیلتر میان‌گذر با معکوس‌کننده‌ها: (الف) معکوس‌کننده ادمیتانس (ب) معکوس‌کننده امپدانس

شکل ۲-۱۵، نشان‌دهنده طرح جانمایی (لی‌اوت)^۱ یک فیلتر میان‌گذر است. برای طراحی جانمایی در خط میکرواستریپ، از یک خط واسطه^۲ به عنوان مسیری مستقیم از منبع به بار استفاده می‌گردد. این خط باید با امپدانس‌های منبع و بار تطبیق داشته باشد، بنابراین عرض خط باید به دقت انتخاب شود. در نهایت هر یک از رزوناتورها به این خط تزویج می‌یابند. تزویج^۳ با استفاده از فاصله هوایی صورت می‌گیرد و می‌تواند شامل سه نوع الکتریکی، مغناطیسی و یا ترکیبی^۴ باشد. رزوناتورها می‌توانند طولی برابر با نصف طول موج یا ربع طول موج در فرکانس تشدید خود داشته باشند و عرض آنها با توجه به امپدانس مشخصه وابسته به مقادیر سلف و خازن رزوناتور انتخاب می‌شود. همچنین برای پیاده‌سازی معکوس‌کننده‌ها مطابق با شکل ۲-۱۲ (الف)، هر رزوناتور با رزوناتور مجاور به اندازه ربع طول موج در فرکانس مرکزی فاصله دارند.



شکل ۲-۱۵: طرح جانمایی در خط میکرواستریپ با استفاده از تزویج (الف) الکتریکی (ب) مغناطیسی [۲]

^۱ Layout

^۲ Through Line

^۳ Coupling

^۴ Mixed Coupling

۲-۹-۲ تبدیل ریچاردز و شاخص‌های کورادا

یکی از روش‌های پیاده‌سازی فیلترهای فرکانس بالا با استفاده از خطوط انتقال، استفاده از تبدیل ریچاردز است. این تبدیل در رابطه (۳۲-۲) نشان داده شده است [۳].

$$\Omega = \tan(\beta\ell) = \tan\left(\frac{\omega\ell}{v_p}\right) \quad (32-2)$$

که β ثابت فاز، ℓ طول فیزیکی خط و v_p سرعت فاز است.

در صورتی که این تبدیل بر روی سلف و خازن اعمال شود، روابط (۳۳-۲) و (۳۴-۲) بدست می‌آیند.

$$jX_L = j\Omega L = jL \tan \beta\ell \quad (33-2)$$

$$jB_C = j\Omega C = jC \tan \beta\ell \quad (34-2)$$

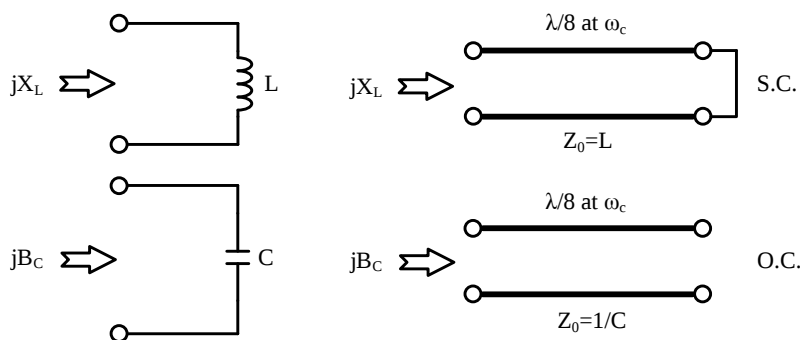
این روابط نشان می‌دهد که می‌توان سلف را معادل با یک قطعه فرعی یا استاب^۱ (خط انتقالی با طول مشخص که فقط از یک سر به مدار متصل است و سر دیگر آن اتصال کوتاه یا مدار باز است) اتصال کوتاه به طول ℓ و امپدانس مشخصه L ، و خازن را معادل با یک استاب مدار باز با همان طول و امپدانس مشخصه $1/C$ مطابق شکل ۱۶-۲ در نظر گرفت. در اینجا فرض شده فیلتر پایین‌گذر اولیه نرمالیزه شده است. به همین دلیل برای اینکه فیلتر جدید فرکانس قطع 1 Rad/s را داشته باشد، باید رابطه (۳۲-۲) برابر با ۱ شود. بنابراین طول الکتریکی خطوط باید ۴۵ درجه باشد و طول همه خطوط باید برابر با $\lambda_g/8$ در فرکانس مرکزی ω_c باشد. از آنجایی که طول همه‌ی خطوط با هم برابرند، به این خطوط، خط‌های متناسب^۲ می‌گویند [۳]. همچنین به دلیل وجود توابع مثلثاتی در این تبدیل و ماهیت خطوط انتقال، پاسخ این فیلترها متناوب خواهد بود.

خازن‌ها و سلف‌هایی که در شاخه سری فیلتر نردبانی قرار داشته باشند، در میکرواستریپ قابل پیاده‌سازی نیستند. همچنین تمام قطعه‌های فرعی از نظر فیزیکی از هم جدا نیستند. برای جداسازی قطعه‌های فرعی و

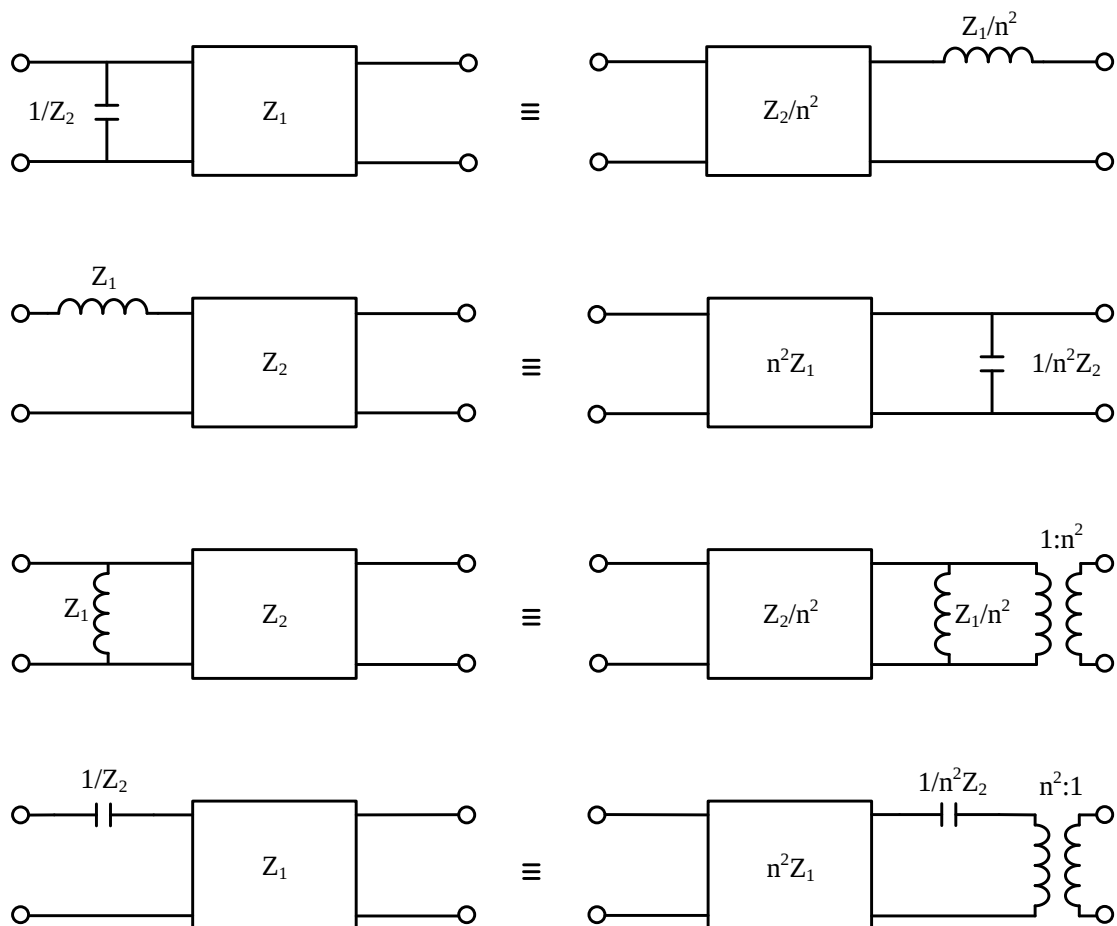
^۱ Stub

^۲ Commensurate Line

تبدیل قطعه‌های سری به موازی باید از شاخص‌های کورادا استفاده کرد. در این شاخص‌ها با اضافه کردن چند المان واحد^۱، می‌توان موارد فوق را پیاده‌سازی کرد [۳]. شکل ۲-۱۷ چهار شاخص کورادا را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۱۶: تبدیل ریچاردز بر روی سلف و خازن [۳]



شکل ۲-۱۷: چهار شاخص کورادا $(n^2=1+Z_2/Z_1)$ [۳]

^۱ Unit Element

۲-۱۰ قابلیت تنظیم فیلترها

از آنجایی که مشخصه‌های تداخل می‌توانند متغیر باشند، فیلتر میان‌نگذر باید قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی، پهنای باند و دیگر پارامترها مانند میزان تضعیف باند توقف را داشته باشد تا بتواند هر تداخلی را حذف کند. جهت تنظیم فرکانس مرکزی ابتدا فیلتر در وسط محدوده تنظیم طراحی می‌شود و سپس فرکانس تشدید رزونانورها به صورت الکتریکی و یا مغناطیسی تنظیم می‌شوند. در صورتی که محدوده تنظیم فرکانس مرکزی وسیع باشد، از بانک فیلتر^۱ استفاده می‌شود. همچنین تنظیم پهنای باند دشوارتر از تنظیم فرکانس مرکزی است و برای تنظیم آن نیاز به تغییر میزان تزویج رزونانورها به خط واسط است.

جدول ۲-۲، برخی از ادواتی که برای تنظیم فیلترها به کار می‌روند را نشان می‌دهد. دیود ورکتور یکی از پرکاربردترین المان‌ها برای تنظیم مشخصه‌های فیلتر به صورت الکتریکی است. دیودهای p-i-n نیز معمولاً در فیلترهایی با قابلیت کلیدزنی بین چندین پاسخ مورد استفاده قرار می‌گیرند. همچنین از خازن‌های متغیر به صورت مکانیکی (تریمر^۲) در تنظیم برخی پارامترها مانند میزان تزویج استفاده می‌شود.

جدول ۲-۲: مقایسه بین المان‌های تنظیم کننده فیلتر [۲]

توان مصرفی	بایاس لازم	ضریب کیفیت یا مقاومت R_s	محدوده سرعت تنظیم	المان تنظیم کننده
زیاد	۱۰ - ۳۰ mA	$1 - 4 \Omega$	ns	دیود p-i-n
کم	کمتر از ۳۰ V	۳۰ - ۴۰	ns	ورکتور
بسیار کم	۳۰ - ۹۰ V	۵۰ - ۴۰۰	μs	MEMS
بسیار کم	کمتر از ۳۰ V	۳۰ - ۱۵۰	ns	فروالکتریک
بسیار کم	بیشتر از ۱۰۰ V	بیشتر از ۵۰۰	بیشتر از $100 \mu s$	مبدل پیزو

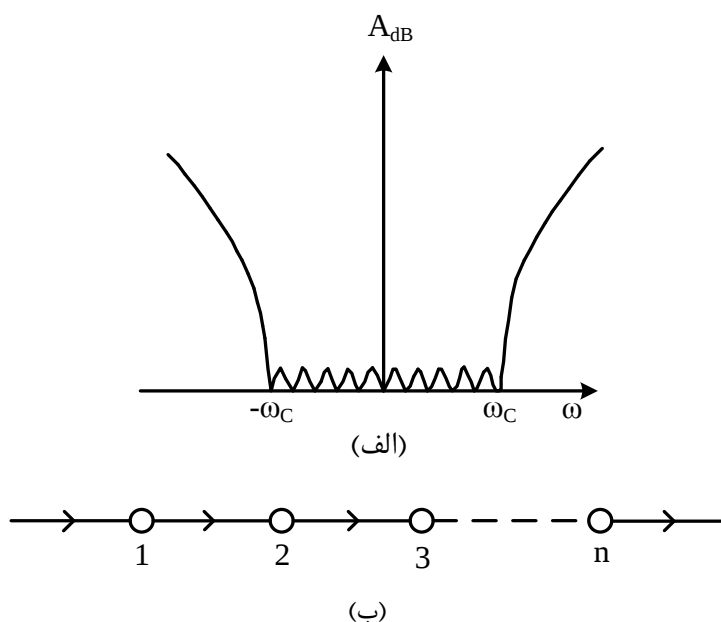
^۱ Filter Bank^۲ Trimmer

۱۱-۲ دسته‌بندی فیلترهای میکروویو

فیلترهای میکروویو براساس نوع تابع تبدیل و نوع پاسخ فرکانسی به دو دسته کلی تقسیم می‌شوند:

- فیلترهای مینیمم فاز^۱
- فیلترهای نامینیمم فاز^۲

در فیلترهای مینیمم فاز مرتبه چند جمله‌ای صورت در تابع تبدیل صفر است، بنابراین فاز فیلتر کمینه است و فقط به فاز چند جمله‌ای مخرج وابسته است. همچنین این فیلترها فاقد صفر انتقال در فرکانس محدود هستند و فقط امکان پیاده‌سازی تقریب‌های تمام قطب را دارند. در این فیلترها بین منبع و بار فقط یک مسیر عبور سیگنال وجود دارد [۹]. در شکل ۱۸-۲ پاسخ تضعیف فیلتر اولیه پایین‌گذر به همراه گراف تزویج بین رزوناتورها نشان داده شده است. در طراحی این فیلترها ابتدا از یکی از تقریب‌های مرسوم استفاده و فیلتر به صورت نردبانی طراحی می‌شود، در نهایت از تبدیل‌های مرسوم امپدانس و فرکانس استفاده می‌شود.



شکل ۱۸-۲: فیلترهای مینیمم فاز (الف) پاسخ تضعیف فیلتر اولیه پایین‌گذر (ب) گراف فیلتر [۹]

^۱ Minimum Phase

^۲ Non-Minimum Phase

در فیلترهای نامینیم فاز، مرتبه چند جمله‌ای صورت بزرگتر از صفر است در نتیجه فاز فیلتر از اختلاف فاز چند جمله‌ای صورت و چند جمله‌ای مخرج بدست می‌آید. به همین دلیل به این فیلترها نامینیم فاز می‌گویند. به علت وجود چند جمله‌ای در صورت، امکان پیاده‌سازی صفر انتقال در فرکانس‌های محدود وجود دارد. در طراحی این فیلترها ابتدا از یک تقریب به نام شبه بیضوی^۱ استفاده می‌شود. تفاوت این تقریب و تقریب بیضوی در این است که تعداد صفرهای انتقال کمتر و در نتیجه پیاده‌سازی آن راحت‌تر است [۹]. جهت پیاده‌سازی صفرهای انتقال از تزویج ضربدری بین رزوناتورهای نامجاور استفاده می‌شود. همچنین در این فیلترها بین منبع و بار چندین مسیر عبور سیگنال وجود دارد.

فیلترهای نامینیم فاز می‌توانند پاسخ فرکانسی متقارن^۲ و یا نامتقارن^۳ داشته باشند. در فیلترهایی با پاسخ متقارن، پاسخ فرکانسی فیلتر اولیه پایین‌گذر حول فرکانس صفر متقارن است. این فیلترها می‌توانند به صورت پایین‌گذر، بالاگذر، میان‌گذر و میان‌نگذر طراحی شوند. شکل ۲-۱۹ پاسخ تضعیف فیلتر پایین‌گذر اولیه و گراف تزویج بین رزوناتورهای فیلتر نامینیم فاز با پاسخ متقارن را نشان می‌دهد.

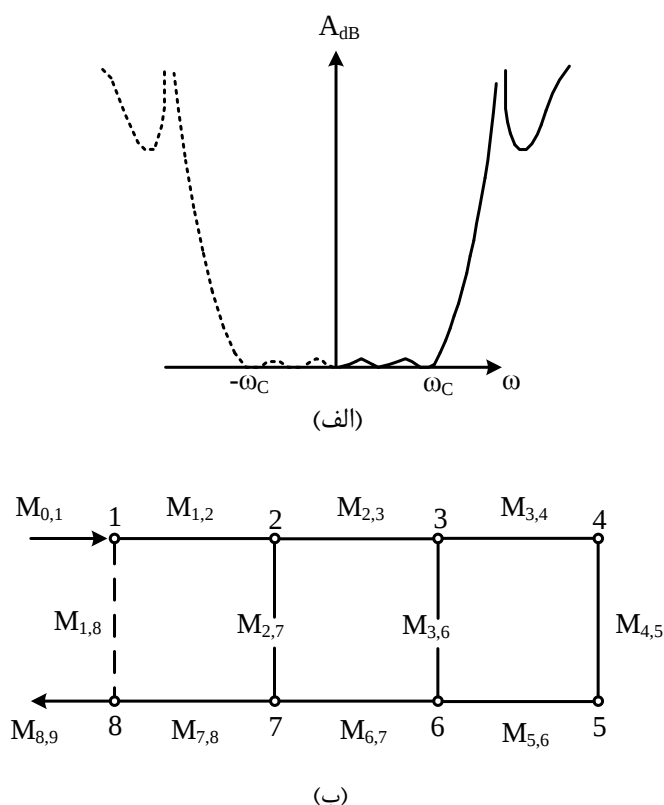
در برخی کاربردها نیاز به انتخاب‌گری بالا فقط در یک سمت فرکانس مرکزی است. در این کاربردها، می‌توان از فیلترهای نامینیم فاز با پاسخ نامتقارن استفاده کرد. در این صورت نیازی به افزایش مرتبه نیست و در نتیجه اندازه و تلفات عبوری افزایش نمی‌یابند. به منظور طراحی یک فیلتر با پاسخ نامتقارن حول فرکانس مرکزی، نیاز به طراحی فیلتر اولیه پایین‌گذر با پاسخ نامتقارن حول فرکانس صفر است. این فیلتر نمی‌تواند با المان‌هایی نظیر مقاومت، خازن و سلف پیاده‌سازی شود. در اینجا المان جدیدی به نام راکتانس نامتغیر با فرکانس (FIR)^۴ تعریف می‌شود. این المان یک امپدانس موهومی مستقل از فرکانس است که قابلیت پیاده‌سازی فیزیکی را ندارد. بنابراین این فیلترها نمی‌توانند به صورت پایین‌گذر یا بالاگذر پیاده‌سازی شوند و فقط در کاربردهای میان‌گذر و میان‌نگذر با استفاده از تقریبی که در ادامه بیان می‌شود، قابل پیاده‌سازی اند [۹].

^۱ Quasi-Elliptic

^۲ Symmetrical Response

^۳ Asymmetrical Response

^۴ Frequency-Invariant Reactance



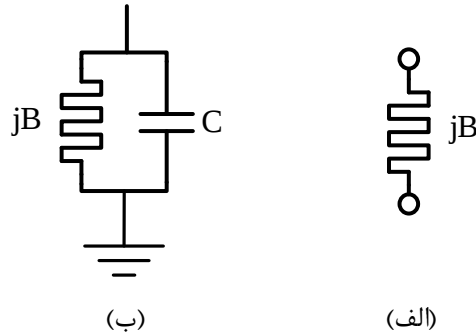
شکل ۲-۱۹: فیلترهای نامینیم فاز با پاسخ متقارن (الف) پاسخ تضعیف فیلتر اولیه پایین‌گذر (ب) گراف فیلتر [۹]

شکل ۲-۲۰ (الف) نحوه نمایش FIR در مدار را نشان می‌دهد. این المان می‌تواند راکتانس^۱ (X) و یا سوسپتانس^۲ (B) باشد. در فیلترهای میان‌گذر که معمولاً از فیلتر اولیه بالاگذر استفاده می‌شود، این المان می‌تواند با خازن فیلتر اولیه بالاگذر مطابق شکل ۲-۲۰ (ب) موازی شود. معمولاً رزوناتورها در فیلتر اولیه بالاگذر به صورت یک خازن با ظرفیت ۱ فاراد و یک FIR موازی با آن با مقدار jB مدل می‌شوند. در این صورت فرکانسی که در آن ادمیتانس صفر شود، به صورت رابطه (۲-۳۵) است.

$$Y = j\omega C + jB = j(\omega C + B) \xrightarrow{C=1} Y = j(\omega + B) = 0 \longrightarrow \omega = -B \quad (2-35)$$

این رابطه نشان می‌دهد که FIR می‌تواند یک آفست^۳ فرکانسی با مقدار B نسبت به فرکانس مرکزی فیلتر اولیه بالاگذر ایجاد کند [۱۰].

^۱ Reactance
^۲ Susceptance
^۳ Offset



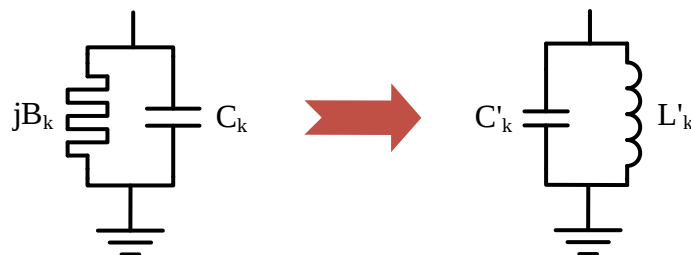
شکل ۲-۲۰: FIR (الف) نحوه نمایش در مدار (ب) ترکیب موازی FIR و خازن در فیلتر اولیه بالاگذر

با استفاده از ادمیتانس (۲-۳۵) و قرار دادن آن در تابع تبدیل، ضرایب تابع تبدیل مختلط می‌شوند و دیگر حقیقی نیستند. این امر موجب ایجاد پاسخ نامتقارن می‌شود که در عمل به صورت فیزیکی قابل پیاده‌سازی نیست. در واقع این فیلترها فقط برای کاربردهای میان‌گذر و میان‌نگذر کاربرد دارند. با استفاده از تبدیل فرکانسی مرسوم پایین‌گذر به میان‌گذر طبق رابطه (۲-۳۶) و با شرط باند باریک بودن فیلتر، تبدیل فرکانسی جدیدی مطابق با (۲-۳۷) بدست می‌آید.

$$S \longrightarrow \frac{1}{FBW} \left(\frac{S}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{S} \right) \quad (2-36)$$

$$S \longrightarrow \frac{2}{BW_{3dB}} (S - j\omega_0) \quad (2-37)$$

در صورتی که از تبدیل پایین‌گذر به میان‌گذر جدید (۲-۳۷) برای شکل ۲-۲۰(ب) استفاده شود، رزوناتور میان‌نگذر مطابق شکل ۲-۲۱ ظاهر می‌شود که مقادیر سلف و خازن این رزوناتور و فرکانس تشدید آن به ترتیب از روابط (۲-۳۸) و (۲-۳۹) قابل محاسبه‌اند [۹].

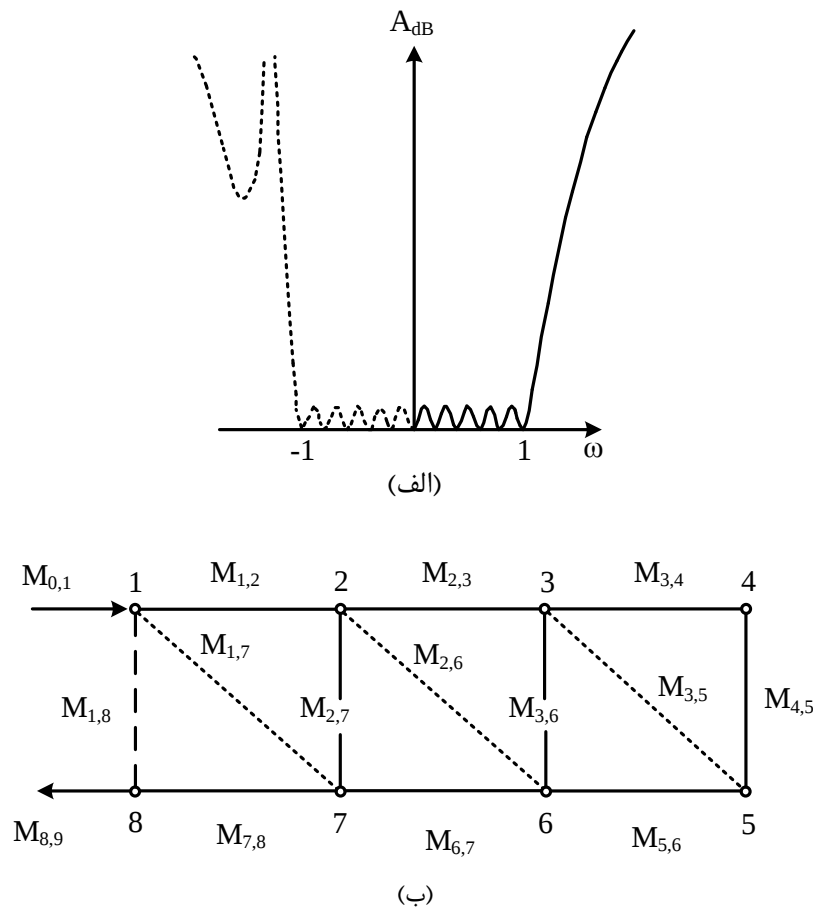


شکل ۲-۲۱: تبدیل ترکیب موازی خازن و FIR به رزوناتور با استفاده از تبدیل فرکانسی جدید

$$\begin{cases} C'_k = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{C_k}{FBW} + \frac{B_k}{2} \right) \\ L'_k = \frac{1}{\omega_0} \left(\frac{C_k}{FBW} - \frac{B_k}{2} \right)^{-1} \end{cases} \quad (2-38)$$

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L'_k C'_k}} \approx \omega_0 - \frac{B_k}{C_k} \left(\frac{BW_{3dB}}{2} \right) \quad (2-39)$$

همچنین شکل ۲-۲۲ نیز پاسخ تضعیف فیلتر اولیه پایین‌گذر به همراه گراف تزویج رزوناتورهای فیلتر نامینیم فاز با پاسخ نامتقارن را نشان می‌دهد. گره‌های ۱، ۲ و ... نشان‌دهنده رزوناتورهای پایین‌گذر (یا بالاگذر) است. در صورت تبدیل به فیلتر میان‌گذر یا میان‌نگذر شکل ۲-۲۲ (الف) نسبت به فرکانس صفر متقارن می‌شود و در نتیجه قابل پیاده‌سازی خواهد بود.



شکل ۲-۲۲: فیلترهای نامینیم فاز با پاسخ نامتقارن (الف) پاسخ تضعیف فیلتر اولیه پایین‌گذر (ب) گراف فیلتر [۹]

۲-۱۲ خلاصه فصل

در این فصل مقدماتی از خطوط انتقال و انواع آن از جمله خط انتقال میکرواستریپ، طراحی فیلترها، انواع تقریب‌های مورد استفاده جهت طراحی فیلتر، پیاده‌سازی فیلترهای میان‌گذر در خط انتقال میکرواستریپ با استفاده از معکوس‌کننده‌های امپدانس و ادمیتانس، تبدیل ریچاردز و شاخص‌های کروادا، قابلیت تنظیم فیلترها و دسته‌بندی کلی فیلترهای میکروویو ارائه شد. جهت مطالعه بیشتر در زمینه فیلترهای میکروویو و پیاده‌سازی میکرواستریپ آن می‌توان به [۲] مراجعه کرد.

فصل سوم

مرور و بررسی فیلترهای

مایکرواستریپ در تحقیقات گذشته

۳-۱ مقدمه

در این فصل به بررسی ساختارهای مختلف برای پیاده‌سازی فیلترهای میان‌نگذر میکروویو و پیاده‌سازی آن‌ها با خط انتقال میکرواستریپ، قابلیت تنظیم آنها، قابلیت کلیدزنی^۱ بین چندین پاسخ و کاربردهای آنها، فیلترهای چند منظوره^۲ و در نهایت به فیلترهای میان‌نگذر وابسته به توان که در تحقیقات اخیر ارائه شده‌اند، پرداخته می‌شود. لازم به ذکر است اغلب فیلترهایی که در این فصل ارائه شده‌اند، قابلیت پیاده‌سازی با انواع خطوط انتقال را دارند اما در اینجا تمرکز ما بر خط انتقال میکرواستریپ است.

۳-۲ ساختارهای مرسوم فیلتر میان‌نگذر

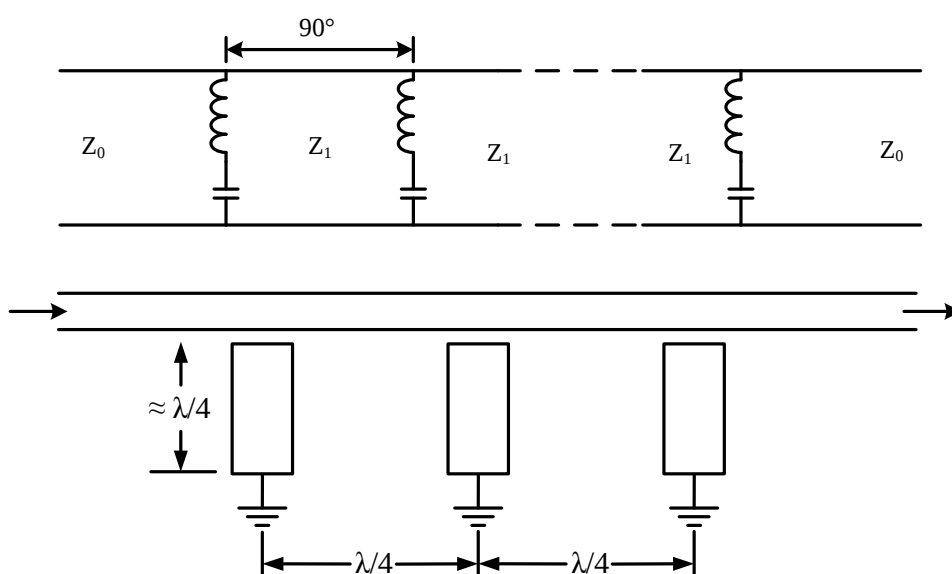
در [۱۱] یک ساختار میان‌نگذر برای کاربردهایی با پهنای باند باریک مطرح شده است. در این ساختار رزوناتورها به وسیله تزویج الکتریکی به خط واسط، موجب ایجاد یک پاسخ میان‌نگذر می‌شوند. سلف‌های رزوناتورها توسط خط نواری^۳ با طول نزدیک به $\lambda_g/4$ ، خازن‌های آنها توسط فاصله هوایی با خط و معکوس-کننده‌های مورد نیاز توسط فاصله‌های $\lambda_g/4$ رزوناتورها از یکدیگر، پیاده‌سازی می‌شوند. شکل ۳-۱، مدار فیلتر به همراه پیاده‌سازی آن در خط نواری را نشان می‌دهد. این ساختار می‌تواند به صورت میکرواستریپ نیز پیاده‌سازی شود. قابل ذکر است که به دلیل آنکه معکوس‌کننده‌ها وابسته به فرکانس هستند، در صورتی که نیاز به پهنای باند زیاد باشد، ساختار فوق نمی‌تواند مورد استفاده قرار گیرد.

با اضافه کردن ورکتور به رزوناتورهای ساختار فوق مطابق شکل ۳-۲، قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی به ساختار فیلتر مرسوم اضافه می‌شود [۱۲]. جهت طراحی این فیلتر، ابتدا فیلتر در وسط محدوده تنظیم مورد نظر طراحی می‌شود و سپس با محاسبه مقدار خازن مورد نیاز، قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی به آن اضافه می‌شود. در این صورت پاسخ فیلتر با تنظیم فرکانس مرکزی، تغییر زیادی نخواهد کرد.

^۱ Switching

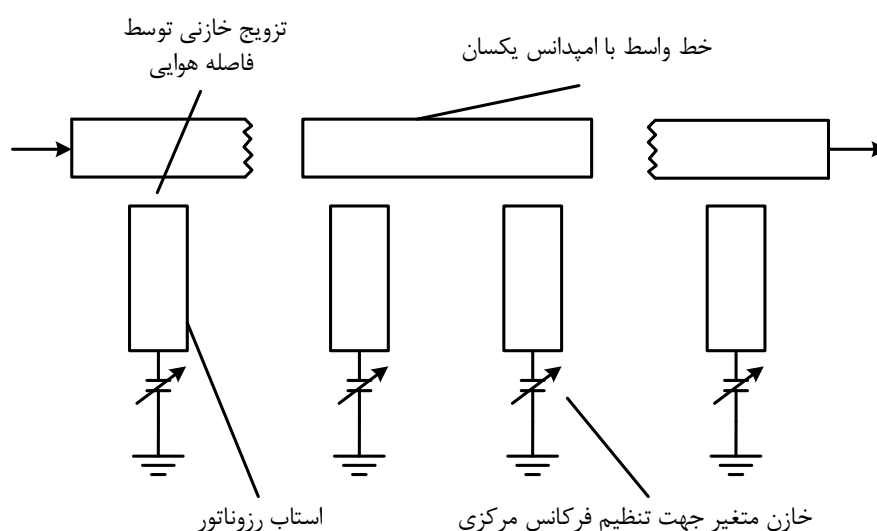
^۲ Multifunctional

^۳ Stripline



شکل ۳-۱: فیلتر میان‌گذر مرسوم با تزویج الکتریکی رزوناتورها به خط واسط [۱۱]

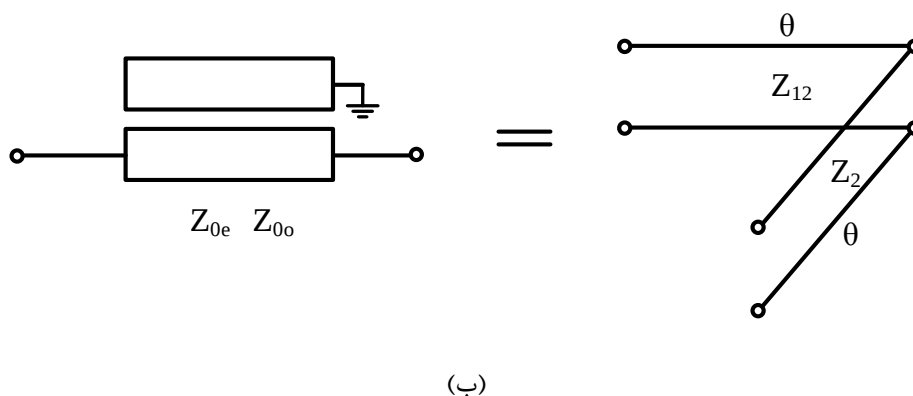
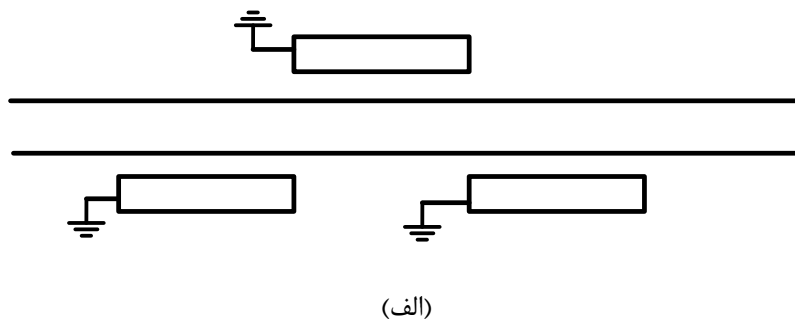
در صورتی که پهنای باند خیلی کمی مورد نیاز باشد، نیاز به امپدانس مشخصه بالا (عرض کم) برای رزوناتورها خواهد بود که در این حالت پیاده‌سازی این فیلتر دشوار می‌شود. در [۱۳] یک ساختار دیگر ارائه شده است که برای کاربردهایی با پهنای باند بسیار کم مناسب می‌باشد. در این ساختار رزوناتورها به صورت موازی با خط واسط، مطابق شکل ۳-۳ (الف) تزویج می‌یابند. پهنای باند توقف در این ساختار تابعی از درجه تزویج رزوناتورها به خط واسط خواهد بود.



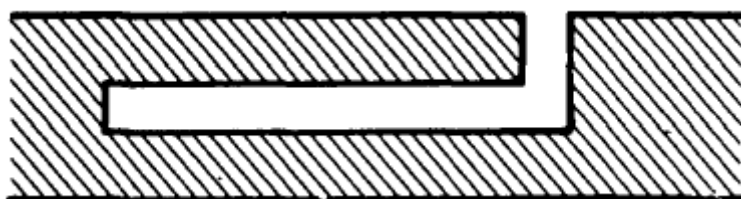
شکل ۳-۲: اضافه کردن قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی به فیلتر فوق به کمک دیود ورکتور [۱۲]

جهت طراحی این ساختار، ابتدا فیلتر به صورت پایین‌گذر اولیه طراحی می‌شود و با استفاده از تبدیل ریچاردز و شاخص‌های کورادا به صورت استاب‌های موازی مدار باز پیاده‌سازی می‌شود. در نهایت با استفاده از مدار معادل شکل ۳-۳(ب) که مقادیر پارامترهای آن برای خط میکرواستریپ در [۲] ارائه شده است، تبدیل به ساختار تزویج موازی رزوناتورها به خط می‌شود.

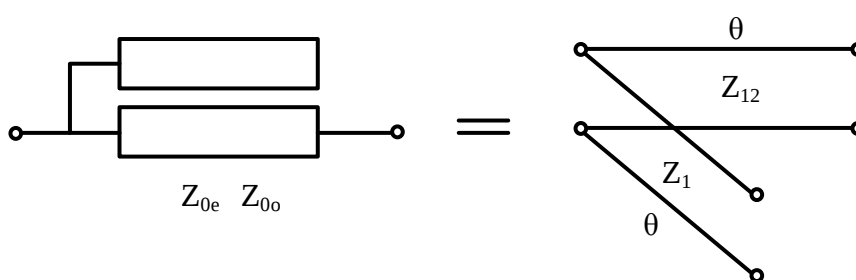
همچنین [۱۳] یک ساختار دیگر جهت طراحی فیلترهای میان‌گذر با پهنای باند کسری متوسط (حدود ۱۰٪) ارائه داده است. در این ساختار، رزوناتور به صورت موازی با خط تزویج شده‌اند اما یک انتهای آن مدار باز و انتهای دیگر آن به خط واسط متصل است که به آن خط spur می‌گویند. اینکار باعث تزویج قوی رزوناتور به خط واسط می‌گردد و در نتیجه پهنای باند افزایش می‌یابد. مرجع [۱۴] این ساختار را در خط میکرواستریپ پیاده‌سازی کرده است. خط spur در شکل ۳-۴(الف) نشان داده شده است. جهت طراحی این نوع فیلتر نیز ابتدا از فیلتر اولیه پایین‌گذر، تبدیل ریچاردز، شاخص‌های کورادا و سپس مدار معادل شکل ۳-۴(ب) استفاده می‌گردد.



شکل ۳-۳: تزویج موازی رزوناتورها به خط واسط (الف) نحوه جانمایی (ب) مدار معادل [۱۳]



(الف)



(ب)

شکل ۳-۴: خط spur (الف) ساختار آن (ب) مدار معادل آن [۱۴]

جهت تبدیل مدارهای معادل شکل ۳-۴ (ب) به یکدیگر از روابط (۱-۳) و (۲-۳) استفاده می‌شود [۱۴].

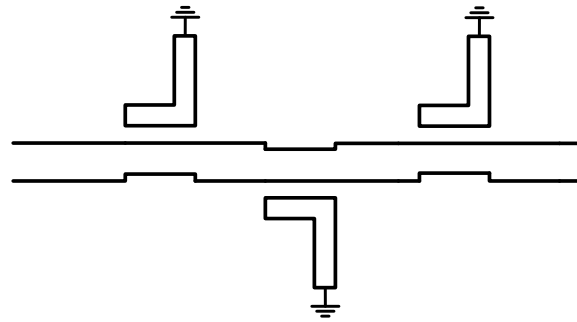
$$Z_{12} = \frac{Z_{0o} + Z_{0e}}{2} \quad (۱-۳)$$

$$Z_1 = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} \left(\frac{Z_{0o} + Z_{0e}}{2} \right) \quad (۲-۳)$$

که Z_{0e} و Z_{0o} به ترتیب امپدانس‌های مشخصه مدهای زوج و فرد خطوط تزویج یافته، Z_{12} امپدانس مشخصه خط انتقال بین دو دهانه ورودی و خروجی و Z_1 امپدانس مشخصه استاب مدار باز است.

ساختار خط spur توان تشعشی کمتری دارد و در نتیجه تلفات باند عبور کاهش می‌یابد. همچنین این ساختار سطح کمتری را اشغال می‌کند. در [۱۵] نیز یک ساختار خط spur تاشده^۱ ارائه شده است که منجر به فشرده‌تر شدن ساختار و کاهش اندازه آن می‌شود.

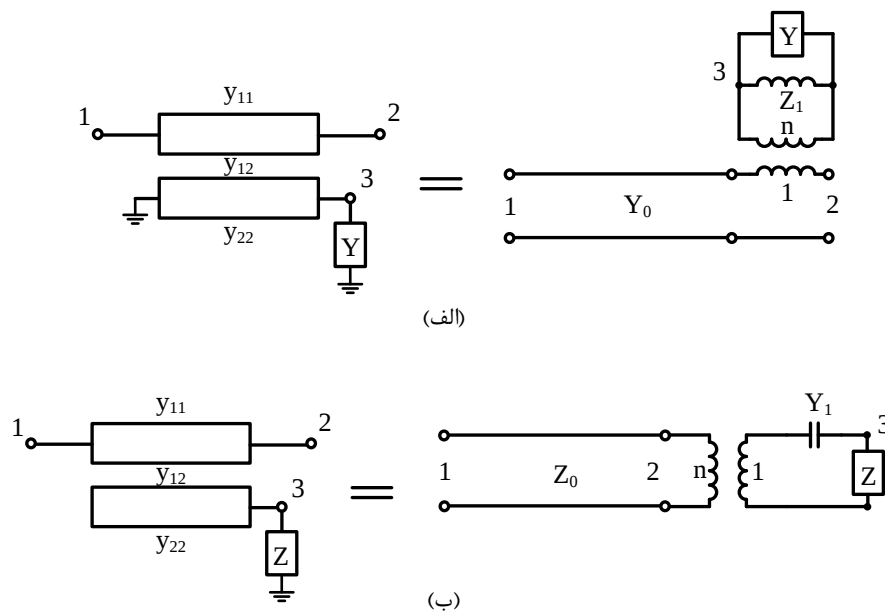
^۱ Folded



شکل ۳-۵: فیلتر میان‌گذر با رزوناتورهای L شکل [۱۶]

یک ساختار دیگر برای فیلتر میان‌گذر در [۱۶] ارائه شده است که در این ساختار رزوناتورها به شکل L می‌باشند. شکل ۳-۵ ساختار این فیلتر را نشان می‌دهد.

این فیلتر شامل یک جفت خط تزویج یافته موازی، یک استاب اتصال کوتاه و بخش‌هایی از خطوط انتقال برای تأمین طول الکتریکی مورد نیاز بین رزوناتورها است. اتصال کوتاه (وایا)^۱ می‌تواند در هر دو طرف رزوناتور L شکل باشد. شکل ۳-۶ رزوناتورهای L شکل و مدار معادل آن‌ها را نشان می‌دهد که معادلات طراحی آن در [۱۶] ارائه شده است.



شکل ۳-۶: رزوناتورهای L شکل و مدار معادل آنها [۱۶]

^۱ Via

در صورتی که نیاز به اتصال کوتاه بودن یا مدار باز بودن هر دو طرف رزوناتورها باشد، می‌توان با تغییر طول الکتریکی بین ۹۰ درجه تا ۱۸۰ درجه روابط را اصلاح نمود.

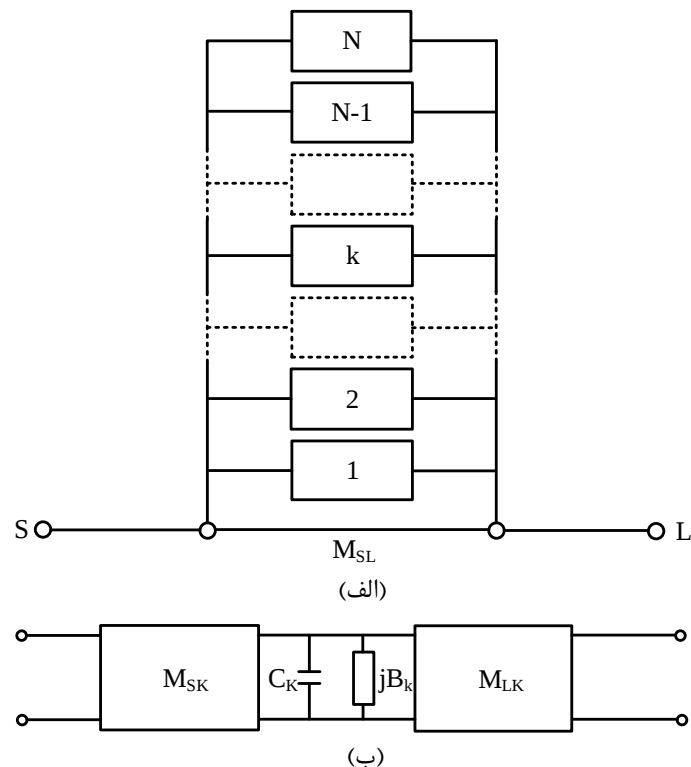
در [۱۷] با قرار دادن یک خط spur بجای خطوط مورد نیاز جهت پیاده‌سازی معکوس‌کننده‌ها در فیلترهای مرسوم با استاب‌های مدار باز یا اتصال کوتاه، میزان تضعیف باند توقف و پهنای باند توقف افزایش یافته است و اندازه و تلفات عبوری ثابت مانده‌اند. همچنین در [۱۸] یک بخش T شکل (استاب اضافی) بجای خطوط $\lambda/4$ معکوس‌کننده‌ها قرار داده شده است که موجب حذف پاسخ جعلی (هارمونی دوم) فیلتر میان‌گذر می‌شود.

۳-۳ ساختارهای پیشرفته تزویج بین رزوناتورها در فیلتر میان‌گذر

ساختارهای مرسوم فوق جهت پیاده‌سازی فیلترهای تمام قطب مورد استفاده قرار می‌گیرد. به منظور افزایش انتخاب‌گری در فیلترهای میان‌گذر نیاز به ایجاد صفر انتقال در فرکانس محدود است. همچنین جهت بهبود تطبیق امپدانس در باند عبور فیلترهای میان‌گذر، از صفر بازتابش در نزدیکی باند توقف فیلتر استفاده می‌شود. سنتز این فیلترها نیازمند به ساختارهای تزویج پیچیده‌تری است.

در [۱۹]، یک روش سنتز برای شبکه عرضی با N رزوناتور ارائه شده است که به کمک آن می‌توان فیلترهای تمام کانونی^۱ (فیلتری با تعداد صفر انتقال برابر با مرتبه آن) با N صفر انتقال را سنتز کرد. شکل ۳-۷ این ساختار را نشان می‌دهد. این ساختار به علت نیاز به تزویج همه رزوناتورها به منبع و بار در مرتبه‌های بالا کاربرد چندانی ندارد. بنابراین تبدیل‌هایی از آرایه عرضی به شبکه کانونی تاشده و توپولوژی cul-de-sac ارائه شده است. شبکه کانونی تاشده دارای تزویج ضربدری بین رزوناتورهای نامجاور جهت ایجاد صفرهای انتقال (یا بازتابش) است. مزیت توپولوژی cul-de-sac نیز این است که تنها یک ضریب تزویج منفی در ساختار آن وجود دارد و به همین دلیل پیاده‌سازی آن راحت‌تر است. این دو ساختار در شکل ۳-۸ نشان داده شده‌اند.

^۱ Fully Canonical



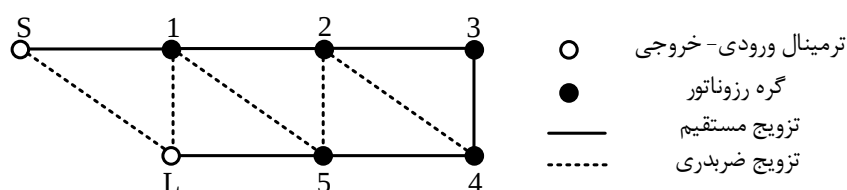
شکل ۳-۷: شبکه تزویج آرایه عرضی (الف) ساختار تزویج (ب) مدار معادل هر یک از شاخه‌های موازی [۱۹]

همانطور که در [۲۰] نشان داده شده است می‌توان از روش سنتز فیلتر و ساختارهای ارائه شده در [۱۹] برای طراحی فیلتر میان‌گذر نیز استفاده کرد. اینکار به سادگی با جایگزین کردن S_{11} و S_{21} به جای یکدیگر قبل از استفاده از پارامترهای ادمیتانس جهت سنتز شبکه، صورت می‌گیرد.

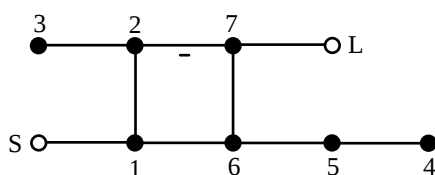
در [۲۱] یک ساختار دو رزوناتوری با تزویج مستقیم^۱ منبع و بار به یکدیگر جهت ایجاد صفرهای انتقال (و یا بازتابش) ارائه شده است. این ساختار دوگانه اصلاح شده نامیده شده است و قابلیت سنتز فیلترهای میان‌گذر، میان‌گذر و فاز خطی با تقریب‌های چبی‌شف، شبه بیضوی و بیضوی را دارد. همچنین به کمک این شبکه می‌توان فیلترهایی با پاسخ متقارن و یا نامتقارن را سنتز کرد. جهت ایجاد پاسخ‌های مرتبه بالاتر نیز می‌توان این ساختارها را با هم متوالی کرد. شکل ۳-۹ این ساختار را نشان می‌دهد. یکی از مزایای استفاده از ساختار مذکور این است که، می‌توان از این شبکه برای طراحی فیلتر به صورت ماژولی استفاده کرد. این کار به منظور

^۱ Direct Coupling

^۲ Modified Doublet (MD)

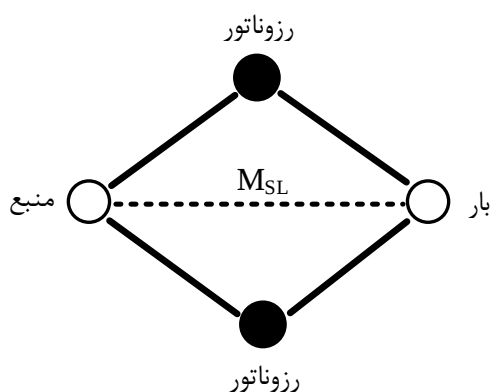


(الف)



(ب)

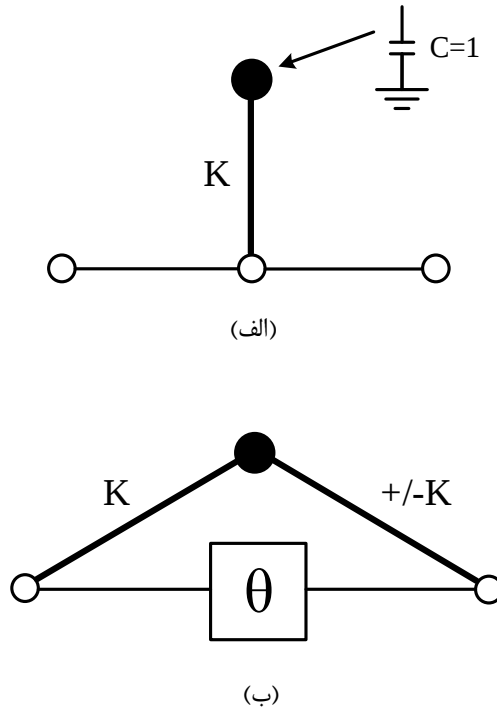
شکل ۳-۸: ساختارهای متنوع تزویج (الف) شبکه کانونی تاشده (ب) شبکه cul-de-sac [۱۹]



شکل ۳-۹: ساختار تزویج دوگانه اصلاح شده [۲۱]

کاهش خطاهای ساخت به کار می‌رود. در [۲۲] از یک ساختار تزویج جدید به نام تزویج دوگانه^۱ جهت حذف پاسخهای جعلی مرتبه دوم و سوم یک فیلتر میان‌گذر استفاده شده است. در شکل ۳-۱۰ هر دو ساختار مرسوم و تزویج دوگانه نشان داده شده است. در این ساختار رزوناتور به دو سر یک خط انتقال با طول الکتریکی مشخص تزویج می‌یابد. بنابراین موج از دو مسیر به سمت بار انتقال می‌یابد که می‌توانند تداخل سازنده یا مخرب داشته باشد.

^۱ Dual Coupled



شکل ۳-۱۰: فیلتر اولیه بالاگذر مرتبه ۱ (الف) ساختار مرسوم (ب) ساختار تزویج دوگانه رزوناتور به خط [۲۲]

پهنای باند این ساختار به کمک تحلیل مدهای زوج و فرد بسته به هم علامت بودن یا علامت‌های متفاوت تزویج‌ها به ترتیب مطابق با روابط (۳-۳) و (۴-۳) بدست می‌آید. بنابراین پهنای باند علاوه بر وابسته بودن به مقدار تزویج رزوناتور به خط واسط، به طول الکتریکی خط نیز بستگی دارد. به منظور حذف پاسخ‌های جعلی مرتبه دوم و سوم، باید طول خط را به گونه‌ای انتخاب کرد که در فرکانس اصلی، تداخل مخرب (بیشینه پهنای باند) و در پاسخ‌های جعلی، تداخل سازنده (پهنای باند صفر) صورت گیرد.

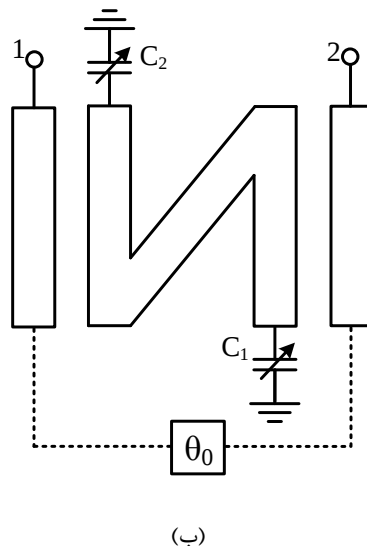
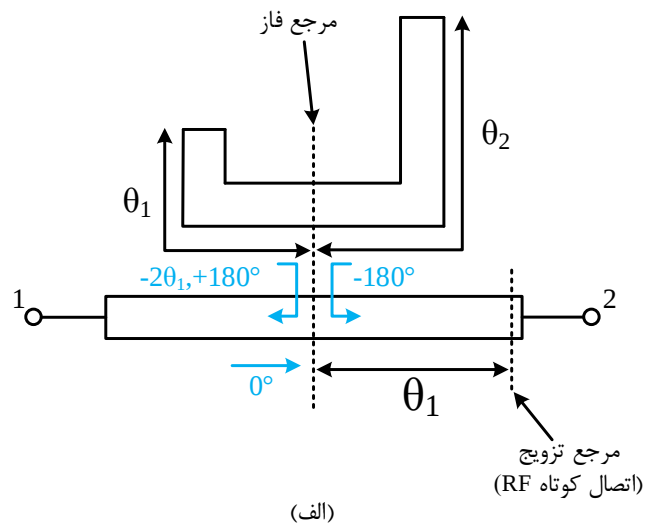
$$BW = 4K^2 \cos^2(\theta/2) \quad (۳-۳)$$

$$BW = 4K^2 \sin^2(\theta/2) \quad (۴-۳)$$

که در آن K ضریب تزویج و θ طول الکتریکی خط واسط است.

همچنین [۲۳] از ساختار فوق جهت تنظیم مستقل فرکانس مرکزی و پهنای باند فیلتر میان‌گذر استفاده کرده است. شکل ۳-۱۱ نشان‌دهنده فیلتر مورد نظر است. این فیلتر شامل یک خط با طول الکتریکی مشخص و یک رزوناتور با تزویج دوگانه به خط است که به دو انتهای رزوناتور آن، دو عدد ورکتور متصل شده است. با

تنظیم آنها به صورت یکسان، فرکانس تشدید تغییر می‌کند و در نتیجه فرکانس مرکزی فیلتر تنظیم می‌شود. با تنظیم آنها به صورت تفاضلی (افزایش یکی و کاهش دیگری)، محل قرارگیری صفحه‌های مرجع تزویج (اتصال کوتاه RF) تغییر کرده و در نتیجه طول الکتریکی خط واسط تغییر می‌کند. با اینکار می‌توان پهنای باند فیلتر را تغییر داد و حتی آنرا به صفر رساند تا پاسخ میان‌گذر تبدیل به تمام‌گذر شود. به این حالت تغییر پاسخ از میان‌گذر به تمام‌گذر، کلیدزنی ذاتی^۱ می‌گویند.



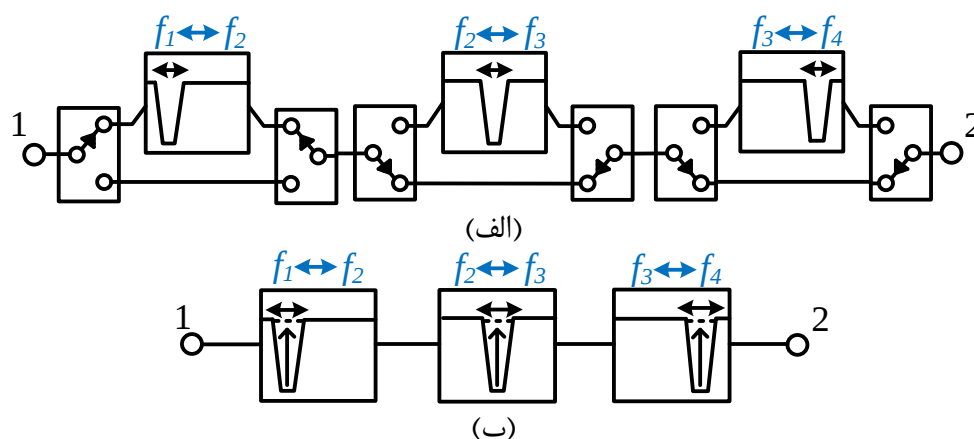
شکل ۳-۱۱: تنظیم مستقل فرکانس مرکزی و پهنای باند با استفاده از تزویج دوگانه رزوناتور به خط (الف) محل قرارگیری

صفحه مرجع تزویج وابسته به θ_1 و θ_2 (ب) پیاده‌سازی فیلتر میکرواستریپ [۲۳]

^۱ Intrinsically Switching

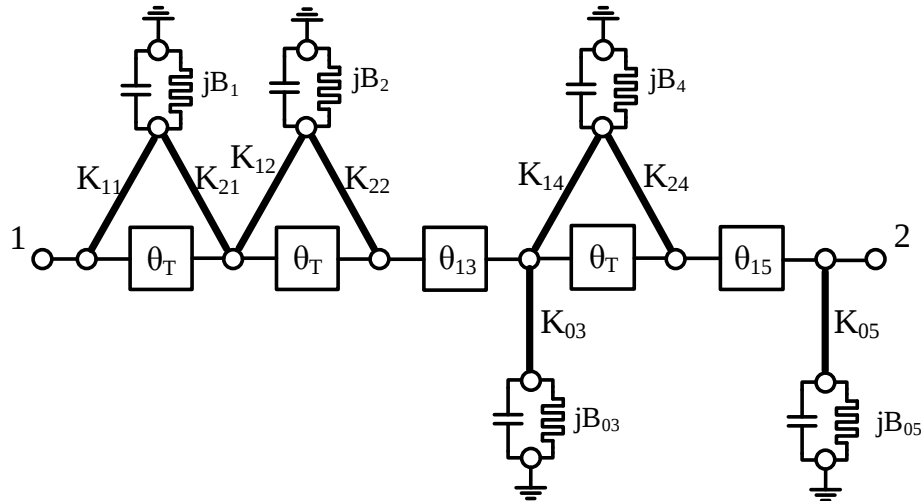
در [۲۴] از ساختار تزویج دوگانه رزوناتور به خط واسط به منظور کلیدزنی ذاتی بین فیلترهای یک بانک فیلتر استفاده شده است. به علت وابسته بودن ضریب کیفیت رزوناتورها و همچنین میزان تزویج آنها به فرکانس، طراحی فیلتر با محدوده تنظیم خیلی زیاد دشوار است [۲۴] و [۲۵]. بنابراین در این کاربردها از یک بانک فیلتر استفاده می‌گردد که هر یک از فیلترها بخشی از محدوده تنظیم را پوشش می‌دهند و برای ایجاد پاسخ مورد نظر باید بین این فیلترها مطابق شکل ۳-۱۲، کلیدزنی صورت گیرد. اضافه کردن کلید به مدار می‌تواند منجر به افزایش تلفات عبوری و همچنین کاهش خطینگی شود. بنابراین استفاده از ساختار تزویج دوگانه می‌تواند مزیت حذف کلید از بانک فیلتر را به همراه داشته باشد.

از ساختار تزویج دوگانه و همچنین ترکیبی از این ساختار و ساختار مرسوم، می‌توان جهت کاهش طول خط واسط استفاده کرد [۲۶]. در ساختار مرسوم بین رزوناتورهای مجاور نیاز به خطوط اضافی جهت ایجاد انتقال فاز مناسب وجود دارد. این انتقال فاز می‌تواند باعث افزایش اندازه و تلفات عبوری در فیلترهای مرتبه بالا شود. با استفاده از ساختار تزویج دوگانه این امکان وجود دارد که با تغییر نسبت تزویج‌ها، محل قرارگیری صفحه مرجع تغییر کند و در نتیجه انتقال فاز دلخواه بین رزوناتورهای مجاور ایجاد شود و نیازی به طول اضافی برای ایجاد آن نباشد. همچنین در [۲۶] روندی برای تبدیل ساختار مرسوم به ساختار تزویج دوگانه ارائه شده است. شکل ۳-۱۳ ساختار ترکیبی از تزویج دوگانه و ساختار مرسوم را نشان می‌دهد.



شکل ۳-۱۲: بانک فیلتر میان‌گذر (الف) پیاده‌سازی مرسوم با استفاده از کلید (ب) کلیدزنی ذاتی به کمک ساختار تزویج

دوگانه [۲۴]



شکل ۳-۱۳: پیاده‌سازی یک فیلتر میان‌گذر مرتبه ۵ با ترکیبی از ساختار مرسوم و تزویج دوگانه [۲۶]

۳-۴ ساختار جذبی (بدون بازتابش)^۲ فیلتر میان‌گذر

فیلترهایی که در بخش‌های قبل بررسی شدند، در صورتی که کاملاً بی‌اتلاف باشند، در باند توقف خود توان را به منبع برمی‌گردانند که در برخی موارد، این توان بازگشتی می‌تواند به مدار فعال طبقه قبل آسیب برساند. همچنین در فناوری‌هایی که ضریب کیفیت رزوناتورها پایین هستند، میزان انتخاب‌گری و تضعیف باند توقف کاهش می‌یابد. با افزایش تعداد رزوناتورها می‌توان مشکل کاهش انتخاب‌گری را برطرف نمود اما منجر به افزایش اندازه مدار و در نتیجه افزایش تلفات عبوری می‌شود. بنابراین در صورتی که ضریب کیفیت بالا نباشد، از ساختارهای دیگری استفاده می‌شود. در این ساختارها، مقاومت منبع با مقاومت رزوناتور (امپدانس آن در فرکانس تشدید) در باند توقف تطبیق دارد. اینکار باعث می‌شود تا توان به منبع باز نگردد. بنابراین در این فیلترها، در باند توقف نیز تطبیق امپدانس برقرار است و توان منبع در فیلتر تلف می‌شود [۷]. به این فیلترها، فیلترهای جذبی (بدون بازتابش) می‌گویند.

اگر از یک شبکه چند مسیره غیرفعال بین ورودی و خروجی فیلتر استفاده شود به صورتی که در محدوده فرکانسی پاسخ اندازه برابر اما انتقال فاز ۱۸۰ درجه داشته باشند، می‌توان به تضعیف نامحدودی در آن بازه

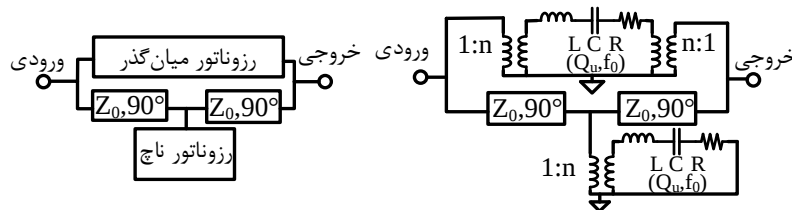
^۱ Absorptive

^۲ Reflectionless

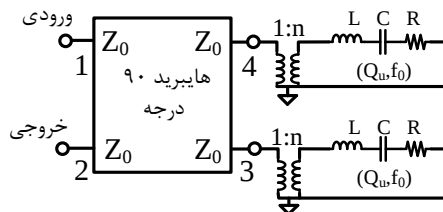
فرکانسی رسید [۲۷]. در [۲۷] ساختار پل T مطابق با شکل ۳-۱۴ ارائه شده است. ساختار شامل یک رزوناتور میان‌گذر و یک رزوناتور میان‌گذر و یک فرکانس تشدید و یک مسیر تأخیر با طول الکتریکی ۱۸۰ درجه است. این ساختار از نظر اندازه مناسب نیست زیرا طول فیزیکی آن برابر با نصف طول موج فرکانس کاری است. همچنین می‌توان از شبکه‌های غیرفعال با تعداد مسیر بیشتر نیز استفاده کرد.

برای پیاده‌سازی یک فیلتر جذبی، می‌توان از شبکه‌های با اتلاف مد بازتابشی^۲ کوپل شده به یک کوپلر هایبرید^۳ ۹۰ درجه مطابق شکل ۳-۱۵ استفاده کرد. در [۲۸] یک ساختار فیلتر بدون بازتابش بر اساس بخش برون^۴ مرتبه دوم ارائه شده است. شکل ۳-۱۶، این ساختار را نشان می‌دهد. جهت ایجاد میزان تضعیف نامحدود در فرکانس صفر (فیلتر اولیه بالاگذر)، می‌توان از رابطه (۳-۵) استفاده کرد. در این رابطه تغییرات پارامترها را می‌توان با تغییر b (آفست فرکانسی بین دو رزوناتور) جبران کرد.

$$k_{01} = \sqrt{Y_0 \frac{b^2 + g^2 + k_{11}^2}{k_{11} \sin \phi}} \quad (۵-۳)$$



شکل ۳-۱۴: ساختار پل T شامل یک رزوناتور میان‌گذر، یک رزوناتور میان‌نگذر و یک خط تأخیر ۱۸۰ درجه [۲۷]



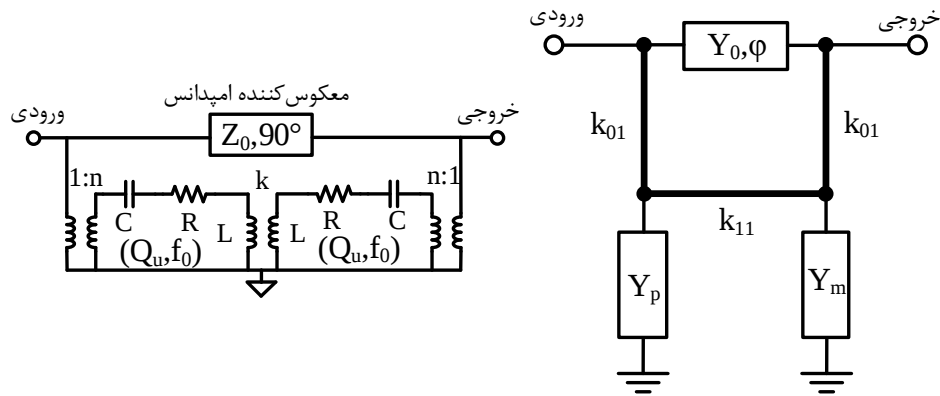
شکل ۳-۱۵: پیاده‌سازی یک فیلتر جذبی مرتبه ۱ با استفاده از تزویج دو رزوناتور به یک هایبرید ۹۰ درجه [۲۷]

^۱ Bridged-T

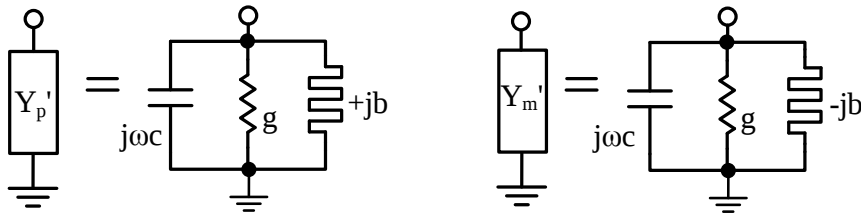
^۲ Reflection Mode

^۳ Hybrid Coupler

^۴ Brune Section



(الف)



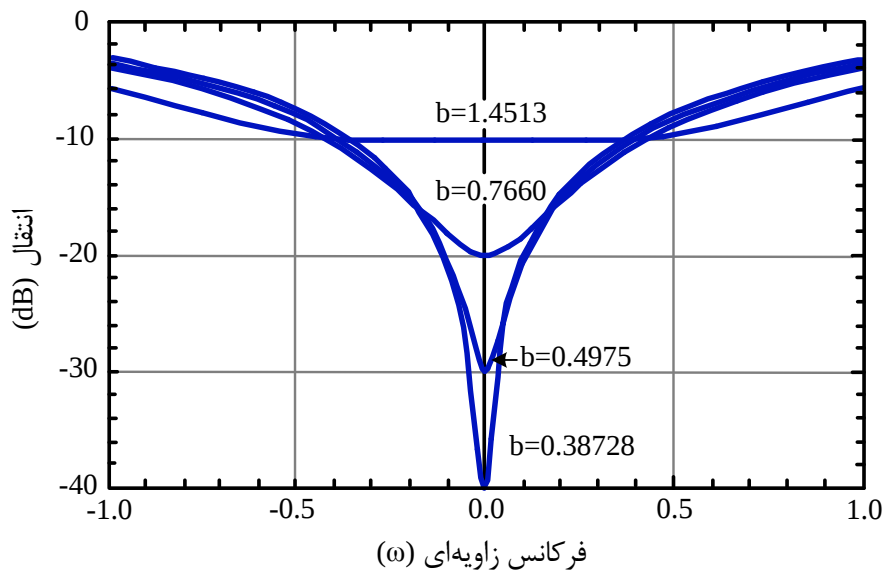
(ب)

شکل ۳-۱۶: یک فیلتر جذبی بر اساس بخش برون(الف) ساختار فیلتر جذبی به همراه مدار معادل آن (ب) مدار معادل هر یک از ادمیتانس‌ها در فیلتر اولیه بالاگذر [۲۸]

همچنین در [۲۹] و [۳۰]، از ساختار فوق در خط انتقال میکرواستریپ استفاده شده است. با استفاده از تزویج‌های ترکیبی و رزوناتورهای مد دوگانه^۱ می‌توان اندازه فیلتر را کاهش داد و جهت افزایش انتخاب‌گری، از اتصال متوالی آنها استفاده کرد.

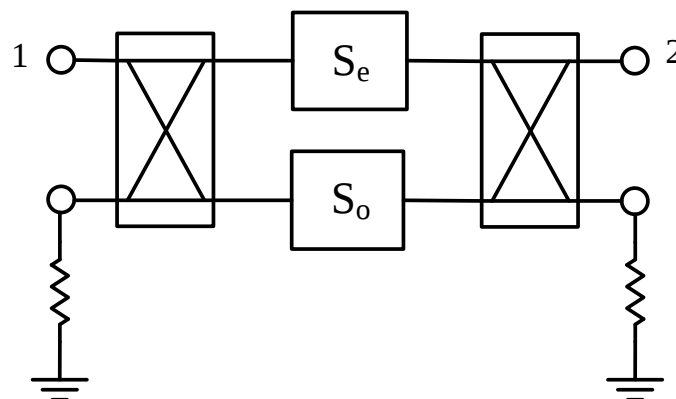
در [۳۱]، روشی جهت تنظیم میزان تضعیف باند توقف برای فیلتر ارائه شده در [۲۸] پیشنهاد شده است. این کار به کمک تغییر مقدار b (آفست فرکانسی بین رزوناتورها و فرکانس مرکزی) صورت می‌گیرد. در این ساختار از المان جدیدی جهت تنظیم میزان تضعیف استفاده نشده است و فقط ورکتورهای هر رزوناتور با ولتاژهای متفاوتی تنظیم می‌شوند. در نتیجه هر کدام آفست فرکانسی متفاوتی نسبت به فرکانس مرکزی دارند. میزان تغییرات تضعیف در باند توقف فیلتر اولیه بالاگذر در شکل ۳-۱۷ نشان داده شده است.

^۱ Dual Mode



شکل ۳-۱۷: تغییر میزان تضعیف در باند توقف با استفاده از تغییر مقدار b [۳۱]

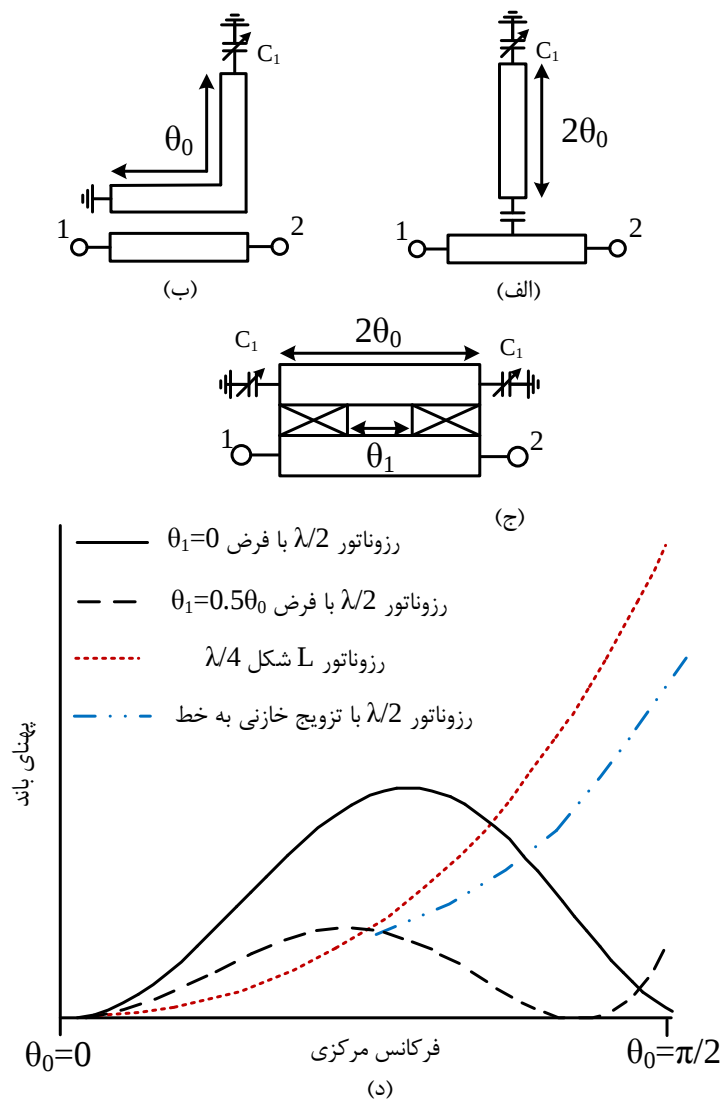
برای طراحی فیلترهای جذبی با استفاده از شبکه‌های تمام‌گذر روش جدیدی در [۳۲] ارائه شده است. در این روش از دو شبکه تمام‌گذر استفاده می‌شود که توسط کوپلر یا مقسم توان تطبیق یافته با آنها، به صورت موازی به هم متصل‌اند. دو شبکه تمام‌گذر ضرایب بازتابش مدهای زوج و فرد ساختار متقارن کلی را پیاده‌سازی می‌کنند. در نهایت، انتخاب‌گری فیلتر بر اساس خنثی کردن فاز (تداخل‌های سازنده و مخرب) تعیین می‌شود. این ساختار در شکل ۳-۱۸ نشان داده شده است. همچنین مرجع [۳۲] چند شبکه تمام‌گذر را بدین منظور پیشنهاد کرده است. از جمله مهمترین این شبکه‌ها، شبکه هایبیرید و شبکه پل T هستند.



شکل ۳-۱۸: پیاده‌سازی فیلتر جذبی با استفاده از دو شبکه تمام‌گذر موازی به کمک کوپلرها یا مقسم‌های توان [۳۲]

¹ Phase Cancellation

در [۳۳]، یک فیلتر ناچ میکرواستریپ جذبی و قابل تنظیم به کمک ورکتور با محدوده تنظیم حدود ۱ اکتاو ارائه شده است. شکل ۳-۱۹ نشان‌دهنده چندین ساختار تزویج رزوناتور به خط واسط است که در [۳۳] از ۳-۱۹ (ج) استفاده شده است. تغییرات پهنای باند بر حسب فرکانس مرکزی در ۳-۱۹ (د) نشان داده شده است. در این ساختار، در صورتی که تزویج یکنواخت باشد (θ_1 صفر باشد)، تغییرات پهنای باند با تنظیم فرکانس مرکزی زیاد است. با غیریکنواخت کردن تزویج (افزایش θ_1)، بیشینه پهنای باند مطابق با ۳-۱۹ (د) کاهش می‌یابد. در نتیجه تغییرات فرکانس مرکزی با تغییرات کم پهنای باند همراه است و محدوده تنظیم فرکانس مرکزی افزایش می‌یابد.

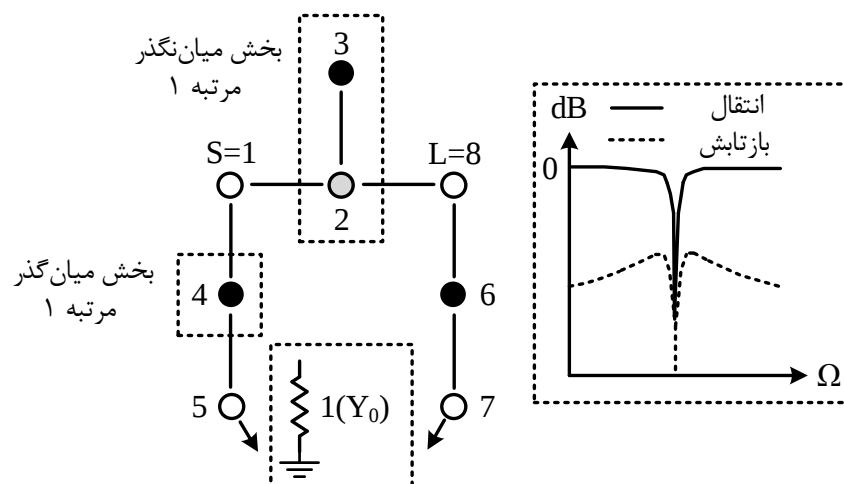


شکل ۳-۱۹: ساختارهای متفاوت تزویج رزوناتور به خط و تغییرات پهنای باند هر کدام با تغییر فرکانس مرکزی [۳۳]

یک ساختار متقارن برای فیلترهای بدون بازتابش در [۳۴] ارائه شده است. این ساختار، که در شکل ۳-۲۰ نشان داده شده است، از یک بخش میان‌نگذر با تزویج مستقیم به منبع و بار و دو بار مقاومتی متصل شده به منبع (ورودی) و بار (خروجی) از طریق دو بخش میان‌گذر، تشکیل شده است. تابع تبدیل بخش‌های میان‌گذر تقریباً مکمل تابع تبدیل بخش میان‌نگذر است. بنابراین بخشی از توان که در باند توقف فیلتر میان‌نگذر قرار دارد، جذب مقاومت‌ها می‌شود و بازتابش صورت نمی‌گیرد. این ساختار قابلیت پیاده‌سازی فیلترهای مرتبه بالا و یا فیلترهای میان‌نگذر چند باند را نیز دارد.

۳-۵ فیلترهای چند منظوره^۱

در سال‌های اخیر، تحقیقاتی بر روی طراحی فیلترهای چند منظوره صورت گرفته است. منظور از این فیلترها، فیلترهایی است که بتوانند همزمان چندین پاسخ فیلتر را در یک مدار داشته باشند. در این بین فیلترهای میان‌گذر با ناچ‌های داخل باند قابل تنظیم و فیلترهای چند منظوره با قابلیت کلیدزنی بین چندین پاسخ بیشتر مورد توجه قرار گرفته‌اند که در ادامه به بررسی این نوع فیلترها پرداخته خواهد شد.



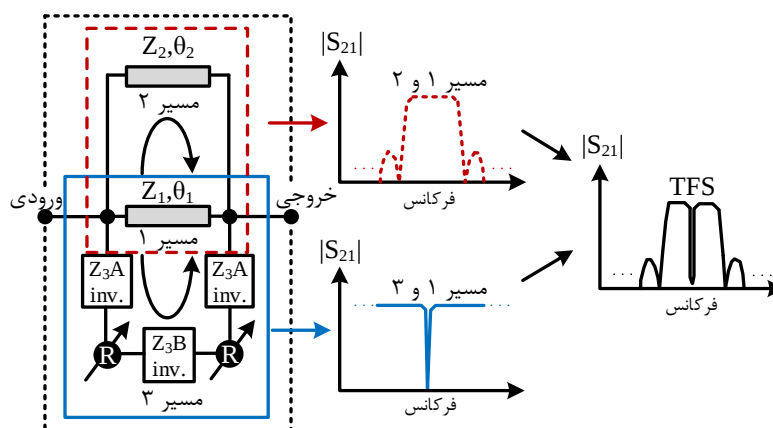
شکل ۳-۲۰: فیلتر بدون بازتابش متقارن شامل دو شبکه میان‌گذر متصل به بارهای مقاومتی [۳۴]

^۱ Multi-functional

۳-۵-۱ فیلترهای میان‌گذر با ناچ‌های قابل تنظیم

فیلترهای میان‌گذر به منظور حذف سیگنال‌های خارج از باند گیرنده و یا به صورت کلی جهت انتخاب باند مورد استفاده قرار می‌گیرند. با توجه به افزایش تعداد کاربران بی‌سیم احتمال وجود تداخل ناشی از دیگر فرستنده‌ها، در داخل باند گیرنده وجود دارد. جهت حذف تداخل‌های داخل باند، از فیلتر میان‌گذر استفاده می‌شود. روش مرسوم در قرار دادن این فیلترها در بخش گیرنده، اتصال متوالی آنها با یکدیگر است. معایب این روش شامل افزایش تلفات عبوری و اندازه مدار است. یک روش جایگزین استفاده از فیلترهای میان‌گذری است که قابلیت ایجاد ناچ در باند عبور را داشته باشد.

مراجع [۳۵] و [۳۶] یک ساختار شامل سه مسیر از ورودی به خروجی ارائه کرده‌اند که در شکل ۳-۲۱ نشان داده شده است. این ساختار شامل یک بخش فیلتر عرضی^۱ میان‌گذر است که در [۳۷] ارائه شده است. یکی از مسیرهای این بخش بطور مشترک به عنوان خط واسط برای فیلتر میان‌گذر جذبی به کار می‌رود. در نتیجه پاسخ یک فیلتر میان‌گذر پهن باند به همراه یک ناچ داخل باند است. در صورتی که رزوناتورهای میان‌گذر قابل تنظیم باشند، می‌توان فرکانس ناچ را تنظیم کرد. همچنین با اتصال متوالی این ساختار با یک ساختار مشابه می‌توان مرتبه و یا تعداد ناچ‌ها را افزایش داد.

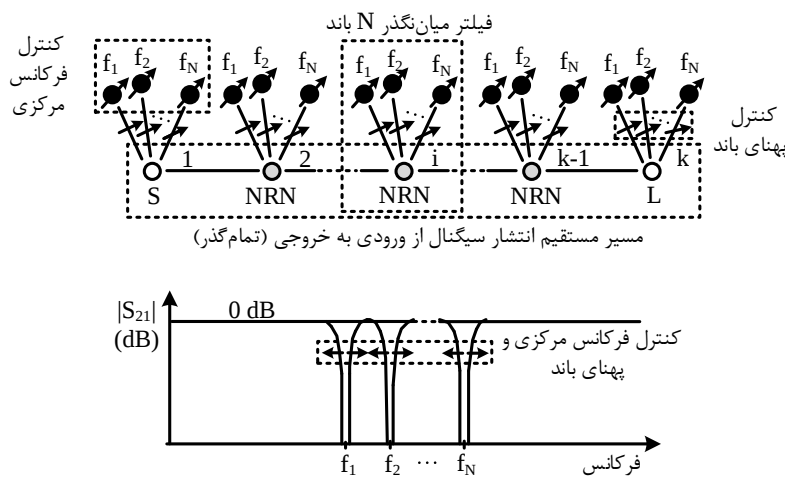


شکل ۳-۲۱: فیلتر میان‌گذر عرضی (TFS) به همراه ناچ جذبی^۲ داخل باند (AN) [۳۶]

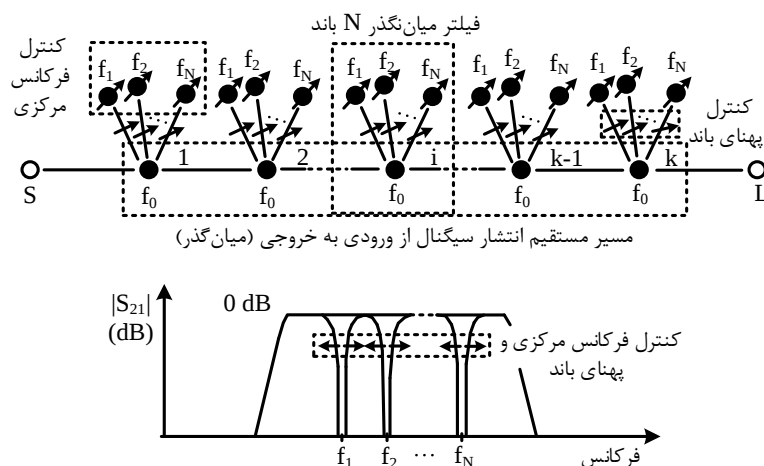
^۱ Tranversal Filtering Section (TFS)

^۲ Absorptive Notch (AN)

در [۳۸]، یک ساختار چند باند میان‌گذر با قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی و پهنای باند مطابق با شکل ۳-۲۲ ارائه شده است. در این ساختار فرکانس مرکزی توسط رزوناتورهای قابل تنظیم و پهنای باند توسط میزان تزویج رزوناتورها به گره‌های بدون رزونانس (NRN)^۱، تنظیم می‌شوند. با جایگزین کردن رزوناتور بجای این گره‌ها می‌توان فیلتر میان‌گذر با ناچ‌های داخل باند با قابلیت کنترل فرکانس مرکزی و پهنای باند ایجاد کرد که در شکل ۳-۲۳ نشان داده شده است. رابطه (۳-۶) نگاشتی از فیلتر پایین‌گذر به فیلتر میان‌گذر همراه با ناچ داخل باند است که شکل ۳-۲۴ نشان‌دهنده مثالی از این نگاشت برای یک فیلتر مرتبه چهار است.

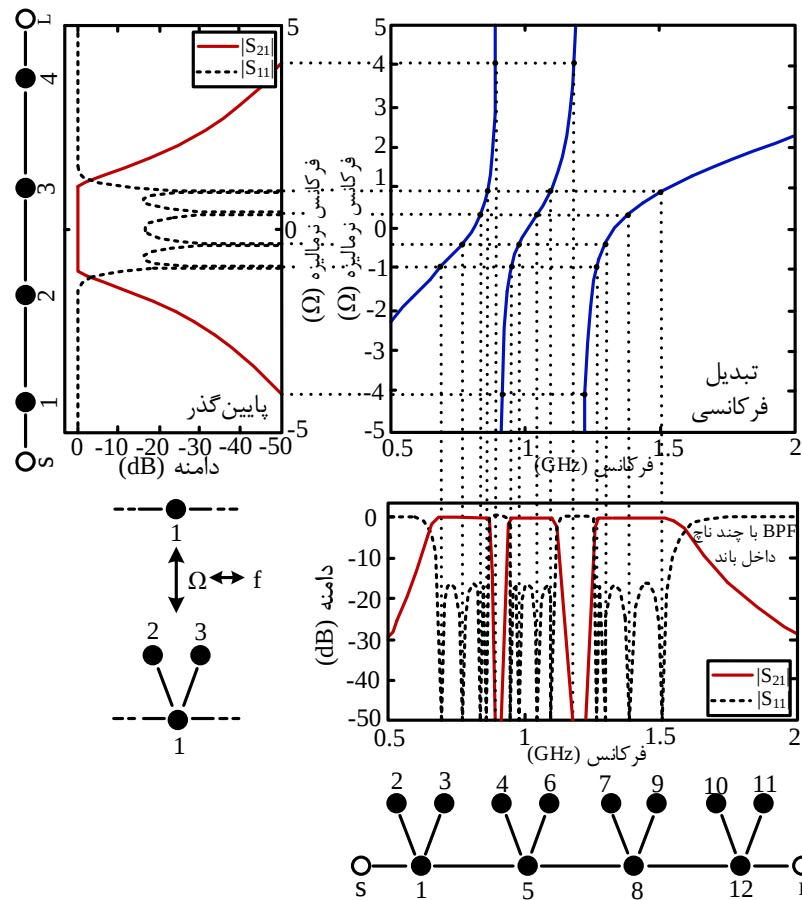


شکل ۳-۲۲: ساختار N باند میان‌گذر مرتبه K با قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی و پهنای باند ناچ‌ها [۳۸]



شکل ۳-۲۳: ساختار میان‌گذر پهن باند با N ناچ مرتبه K کاملاً تنظیم‌شونده [۳۸]

^۱ Non-Resonating Node

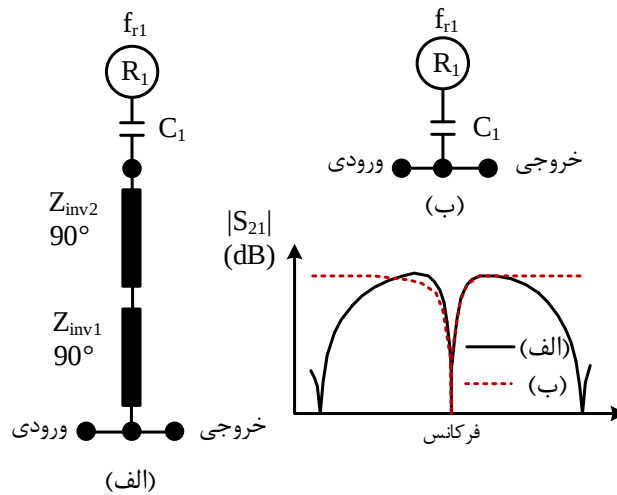


شکل ۳-۲۴: نگاشت از فیلتر پایین‌گذر مرتبه چهار به فیلتر میان‌گذر به همراه ناچ‌های داخل باند [۳۸]

$$\Omega(f) = \frac{1}{\Delta_0} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) - \sum_{i=1}^N \frac{1}{\Delta_i} \left(\frac{f}{f_i} - \frac{f_i}{f} \right) \quad (۳-۶)$$

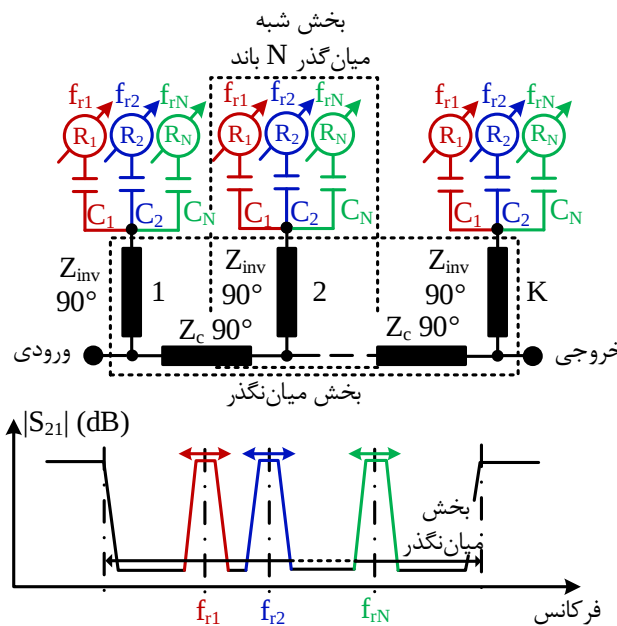
(در رابطه فوق، Ω متغیر فرکانس نرمالیزه فیلتر اولیه پایین‌گذر، f متغیر فرکانس فیلتر میان‌گذر، f_0 و Δ_0 به ترتیب فرکانس مرکزی و پهنای باند کسری فیلتر میان‌گذر، f_i و Δ_i نیز فرکانس مرکزی و پهنای باند کسری هر یک از ناچ‌ها می‌باشد)

در [۳۹] از یک ساختار شبه میان‌نگذر برای ایجاد ناچ در یک پاسخ میان‌گذر پهن باند استفاده کرده است. این ساختار در شکل ۳-۲۵ نشان داده شده است. ایده این ساختار از مرجع [۴۰] گرفته شده است که در آن یک ساختار میان‌نگذر پهن باند به همراه چند بخش میان‌گذر قابل تنظیم به عنوان یک فیلتر میان‌گذر چند باند مطابق شکل ۳-۲۶ ارائه شده است.

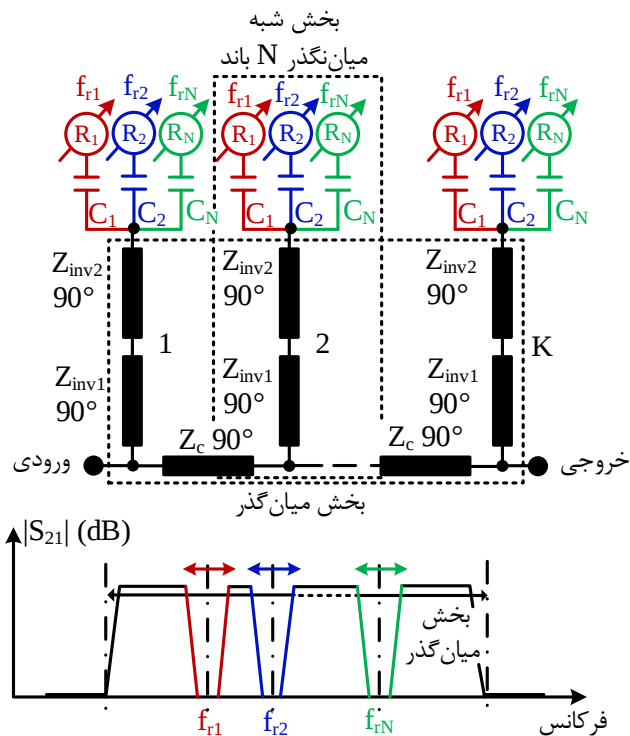


شکل ۳-۲۵: پاسخ انتقال (الف) ساختار شبه میان‌گذر (ب) ساختار میان‌گذر مرسوم [۳۹]

با اضافه کردن یک معکوس‌کننده به بخش‌های شبه میان‌گذر مطابق شکل ۳-۲۷ می‌توان آنها را به بخش‌های شبه میان‌گذر تبدیل کرد. در این صورت یک پاسخ میان‌گذر پهن باند به همراه چندین بخش میان‌گذر داخل باند ایجاد می‌شود. تنظیم هر یک از ناچ‌ها مستقل از دیگر ناچ‌ها است و روی آنها تأثیری ندارد. بنابراین هر یک از ناچ‌ها را به صورت مستقل می‌توان کنترل کرد که این قابلیت را دارد تا بتوان ناچ‌ها را با هم ادغام کرد تا یک باند توقف وسیع‌تر ایجاد شود.



شکل ۳-۲۶: فیلتر میان‌گذر چند باند با استفاده از بخش‌های شبه میان‌گذر [۳۹]



شکل ۳-۲۷: فیلتر میان‌گذر همراه با ناچ‌های داخل باند با استفاده از بخش‌های شبه میان‌گذر [۳۹]

۳-۵-۲ فیلترهای چند منظوره با قابلیت کلیدزنی بین چند پاسخ

در برخی کاربردها، ممکن است تداخل‌های ناشی از دیگر فرستنده‌ها پویا^۱ باشند یا به عبارتی مشخصه‌های آنها تغییر کنند. بنابراین ممکن است در شرایطی تداخل وجود نداشته باشد و یا اینکه توان آن به میزانی کم باشد که گیرنده به اشباع نرود. در این صورت وجود فیلتر میان‌گذر می‌تواند منجر به از دست رفتن بخشی از سیگنال مورد نظر در طیفی از فرکانس‌ها (باند توقف فیلتر) و یا کاهش حساسیت در گیرنده شود. در این کاربردها نیاز به فیلتر میان‌گذری است که بتواند در مواقعی که تداخل وجود ندارد، پاسخی تمام‌گذر با کمترین میزان تلفات عبوری نشان دهد.

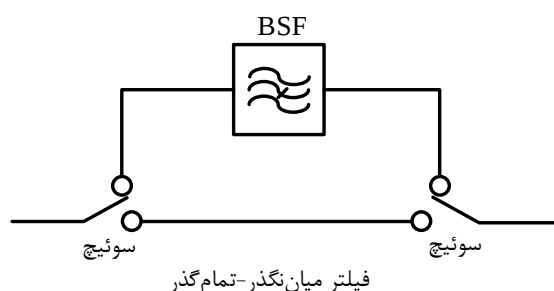
به منظور ایجاد یک پاسخ میان‌گذر-تمام‌گذر، ساده‌ترین راه اتصال موازی دو شبکه میان‌گذر و تمام‌گذر (یک خط انتقال) توسط دو کلید SPDT^۲ مطابق با شکل ۳-۲۸ است. استفاده از کلید در مسیر سیگنال RF

^۱ Dynamic

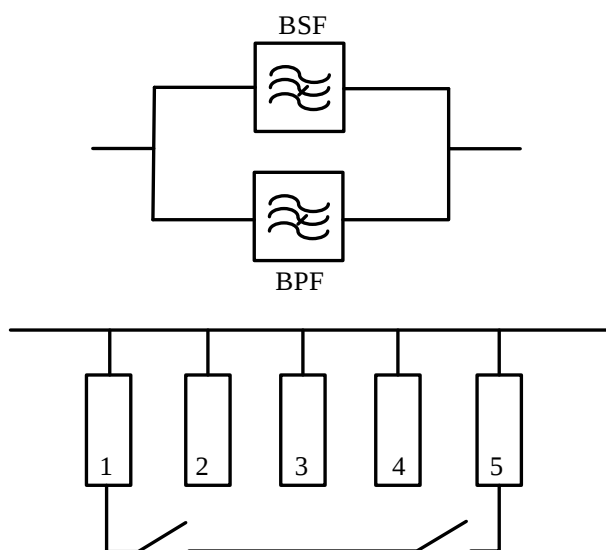
^۲ Single Pole Double Throw

می‌تواند باعث افزایش تلفات عبوری و همچنین کاهش خطینگی کل شبکه شود. بنابراین این روش در فیلترهای امروزی چندان مرسوم نیست.

در [۴۱]، اتصال موازی دو ساختار میان‌نگذر و میان‌گذر به صورت شکل ۳-۲۹ ارائه شده است. تابع تبدیل فیلتر میان‌گذر باید به گونه‌ای انتخاب شود که باند عبور آن در باند توقف فیلتر میان‌نگذر قرار گیرد. در مسیر فیلتر میان‌گذر از کلید استفاده شده است. در صورت نیاز به پاسخ تمام‌گذر، با استفاده از کلید، اتصال موازی دو فیلتر برقرار شده و شبکه کلی پاسخ تمام‌گذر نشان می‌دهد. مزیت این روش این است که در باند عبور فیلتر میان‌نگذر، تلفات عبوری کاهش می‌یابد اما در باند عبور فیلتر میان‌گذر به علت وجود کلید، تلفات عبوری زیاد است.



شکل ۳-۲۸: اتصال موازی شبکه‌های میان‌نگذر و تمام‌گذر با استفاده از کلید SPDT

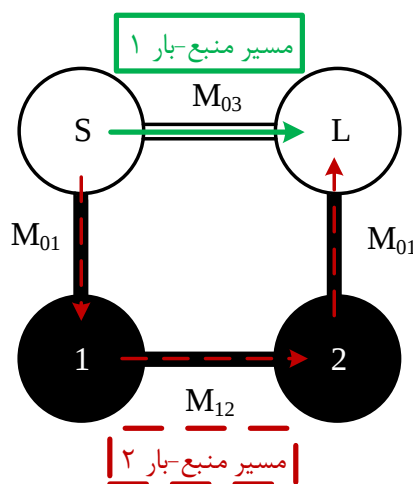


شکل ۳-۲۹: اتصال موازی فیلتر میان‌نگذر و فیلتر میان‌گذر با استفاده از کلید در مسیر BPF [۴۱]

روش کلیدزنی ذاتی که در [۲۴] و [۲۵] ارائه شده است نیز می‌تواند جهت ایجاد پاسخ میان‌نگذر-تمام‌گذر به کار رود. مزیت این روش عدم استفاده از کلید RF است که منجر به کاهش تلفات عبوری می‌شود. از معایب این روش نیز می‌توان به مواردی مانند نیاز به رزوناتور با طول الکتریکی زیاد (افزایش اندازه) و نیاز به دو المان تنظیم‌کننده (به صورت تفاضلی) برای هر رزوناتور اشاره کرد.

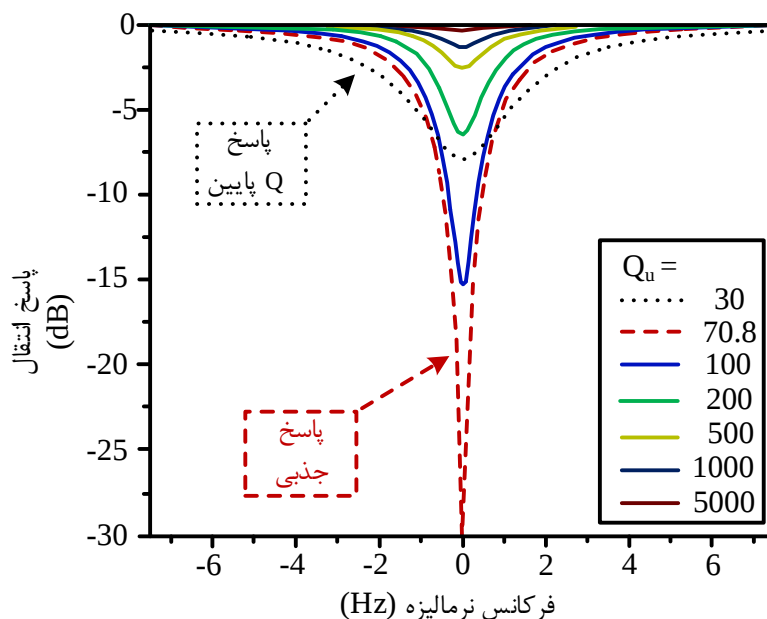
در [۴۲] از یک ساختار میان‌نگذر مرتبه دوم با تزویج مستقیم منبع و بار مطابق با شکل ۳-۳۰ استفاده شده است و نشان داده شده است که با تغییر مقدار تزویج خودی M_{11} در ماتریس تزویج می‌توان پاسخ فاز رزوناتورها را تغییر داد و در نتیجه تداخل‌های سازنده و مخرب در خروجی دو مسیر ایجاد نمود. بنابراین این ساختار نیازی به استفاده از کلید ندارد. در صورتی که M_{11} صفر باشد، پاسخ تمام‌گذر است که در این حالت میزان افت عبوری به ضریب کیفیت رزوناتورها بستگی دارد. همانطور که در شکل ۳-۳۱ نشان داده شده است در این فیلتر با کاهش میزان ضریب کیفیت، میزان تلفات عبوری افزایش می‌یابد.

در [۴۳] یک شبکه تمام‌گذر شامل تزویج دو خط انتقال مطابق با شکل ۳-۳۲ (الف) ارائه شده است. به علت تقارن شبکه، تزویج‌های الکتریکی و مغناطیسی متعادل‌اند و در نتیجه شبکه پاسخی تمام‌گذر با پهنای باند بی‌نهایت (در حالت ایده‌آل) دارد.



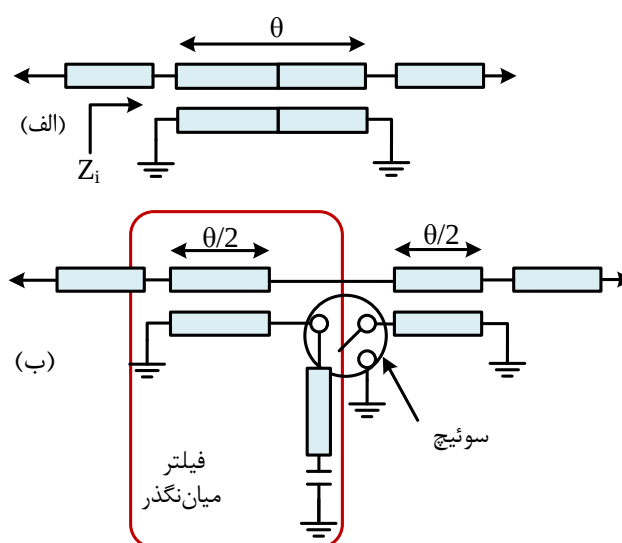
شکل ۳-۳۰: دیاگرام مسیر تزویج فیلتر میان‌نگذر-تمام‌گذر بدون استفاده از کلید [۴۲]

^۱ Self-Coupling



شکل ۳-۳۱: تأثیر مقدار ضریب کیفیت رزوناتورها بر تلفات عبوری در حالت تمام‌گذر [۴۲]

در صورت اضافه کردن یک رزوناتور میان‌نگذر به شبکه شکل ۳-۳۲(الف)، باز هم به علت وجود تقارن در شبکه پاسخ تمام‌گذر خواهد بود. با اضافه کردن یک کلید به شبکه مطابق با شکل ۳-۳۲(ب)، تقارن از بین می‌رود و شبکه به دو نیم‌شبکه میان‌نگذر و تمام‌گذر تبدیل می‌شود. در نتیجه پاسخ کل میان‌نگذر خواهد بود. مزیت این روش این است که کلید در مسیر عبور سیگنال از منبع به بار قرار ندارد و بنابراین تلفات عبوری کاهش می‌یابد.



شکل ۳-۳۲: استفاده از کلید خارج از مسیر عبور سیگنال: (الف) شبکه تمام‌گذر (ب) فیلتر میان‌نگذر-تمام‌گذر [۴۳]

۳-۶ محدودکننده‌ها و فیلترهای میان‌گذر وابسته به توان (PDBSF)

همه گیرنده‌ها دارای یک محدوده دینامیکی مشخص هستند که از سوی توان‌های پایین توسط عدد نویز و حساسیت و از سوی توان‌های بالا توسط خطاهای ناشی از غیرخطی شدن، سیگنال‌های جعلی (مدولاسیون تداخلی) و آسیب رسیدن به مدارهای فعال محدود می‌شود. بنابراین سیگنال‌هایی با دامنه بسیار بزرگ می‌توانند موجب به اشباع رفتن گیرنده و یا آسیب رساندن به آن شوند. روش‌هایی زیادی برای حذف این سیگنال‌ها و محافظت از گیرنده در برابر آسیب آنها وجود دارد که از جمله این روش‌ها استفاده از محدودکننده‌ها است.

محدودکننده بلوکی است که وظیفه حذف سیگنال بزرگ^۲ در ورودی گیرنده را دارد. محدودکننده‌های مرسوم شامل دو نوع دیود P-I-N [۴۴] و محدودکننده‌های مغناطیسی با استفاده از فریت‌ها (مانند YIG)^۳ [۴۵] هستند. محدودکننده‌های P-I-N تمام فرکانس‌ها را به یک اندازه تضعیف می‌کنند و در نتیجه حساسیت گیرنده را کاهش می‌دهند. با استفاده از خواص فریت‌ها، می‌توان محدودکننده انتخابگر فرکانس (FSL)^۴ طراحی کرد [۴۶]. این محدودکننده‌ها نیز از نظر هزینه، تلفات عبوری متوسط یا زیاد در شرایط عدم وجود سیگنال بزرگ (کاهش حساسیت) و ثابت بودن مقدار آستانه^۵ فعال شدن امروزه کاربرد چندانی ندارند.

در [۴۷] و [۴۸] یک روش برای طراحی FSL ارائه شده است که در آن از یک رزوناتور میان‌گذر متصل به یک دیود شاتکی استفاده شده است. شکل ۳-۳۳ این محدودکننده را نشان می‌دهد. عملکرد مدار شامل دو مد تمام‌گذر و میان‌گذر است. زمانی که سیگنال بزرگ به طور کلی وجود ندارد و یا در پهنای باند رزوناتور میان‌گذر قرار ندارد، دیود مقاومت بزرگی نشان می‌دهد و در نتیجه شاخه موازی همانند مدار باز عمل می‌کند. در صورت وجود سیگنال بزرگ در پهنای باند رزوناتور، رزوناتور همانند اتصال کوتاه عمل می‌کند و با افزایش توان ورودی، مقاومت دیود کاهش و میزان تضعیف افزایش می‌یابد.

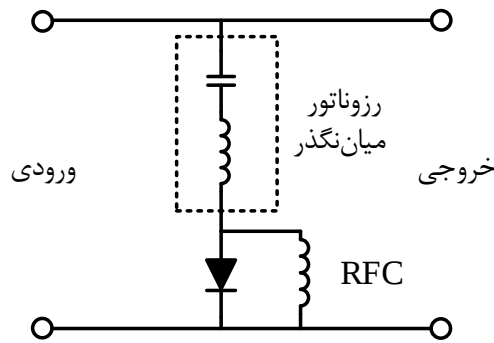
^۱ Power Dependent Bandstop Filter

^۲ Large Signal

^۳ Yttrium Iron Garnet

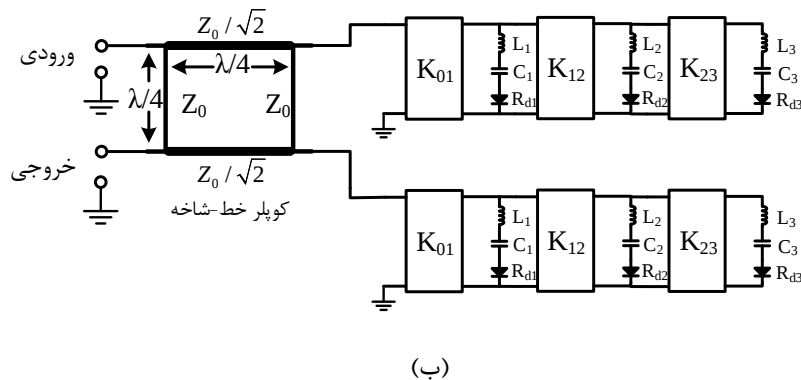
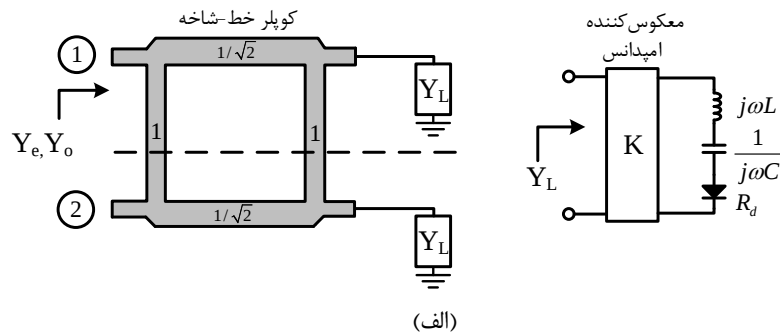
^۴ Frequency Selective Limiter

^۵ Threshold



شکل ۳-۳۳: FSL با استفاده از دیود شاکتی و رزوناتور میان‌نگذر [۴۸]

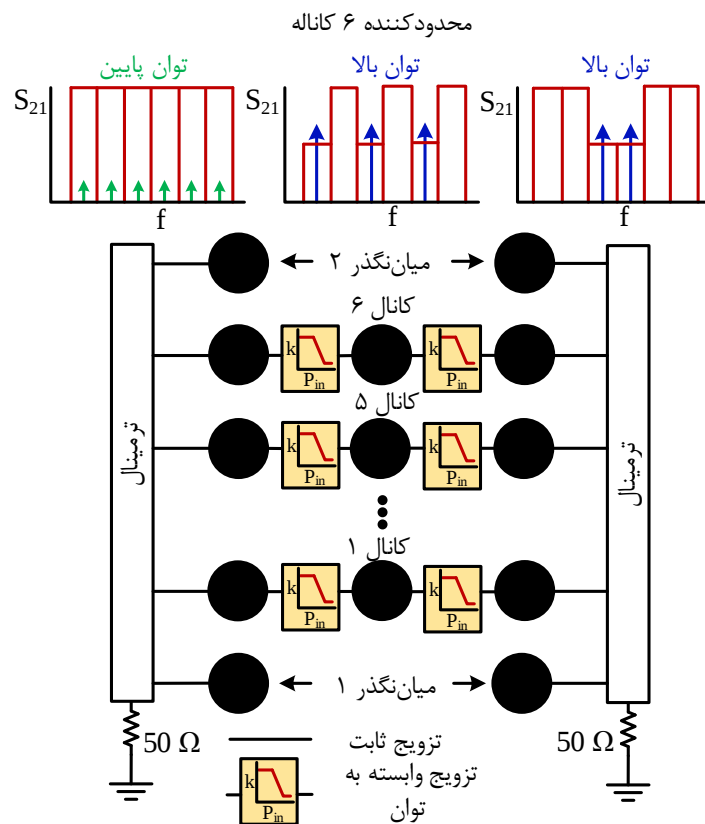
اتصال دیود به رزوناتور می‌تواند منجر به کاهش ضریب کیفیت آن و در نتیجه کاهش انتخاب‌گری محدودکننده شود. بنابراین در [۴۸] از شبکه‌های مد بازتابشی مطابق شکل ۳-۳۴(الف) استفاده شده است. این شبکه‌ها برای افزایش میزان تضعیف در فیلترهای میان‌نگذر با ضریب کیفیت پایین استفاده می‌شود. جهت افزایش مرتبه، می‌توان این ساختارها را با هم متوالی کرد و سپس به هایبرید ۹۰ درجه متصل نمود. شکل ۳-۳۴(ب) مثالی از یک محدودکننده مرتبه ۳ با ساختار مد بازتابشی است.



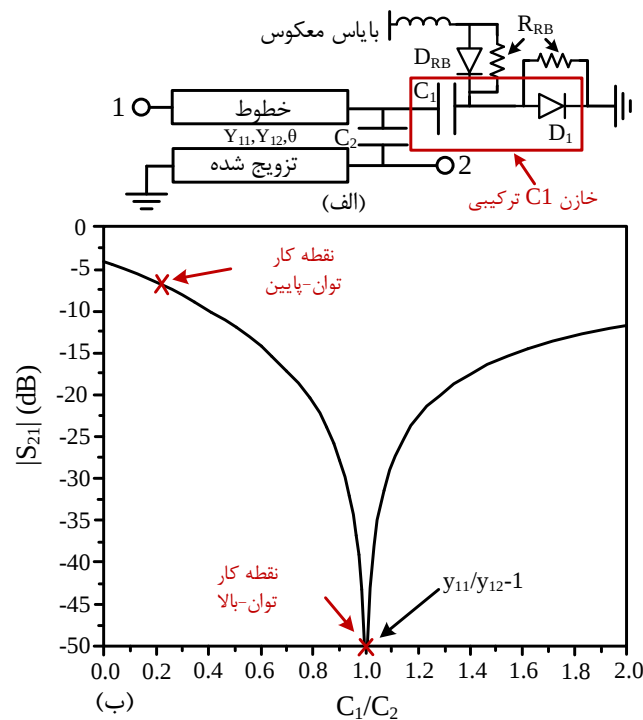
شکل ۳-۳۴: FSL (الف) استفاده از شبکه مد بازتابشی جهت افزایش Q (ب) متوالی کردن جهت افزایش مرتبه [۴۸]

در [۴۹] یک FSL با ۶ کانال مبتنی بر یک مالتی پلکسر مطابق با شکل ۳-۳۵ با تزویج‌های وابسته به توان ورودی ارائه شده است. این ساختار نیازی به مواد مغناطیسی ندارد و به علت وجود ۶ کانال دارای فیلتر، ساختار قابلیت حذف تداخل در طیف وسیع‌تری از فرکانس‌ها را دارد. هر کانال شامل رزوناتوری است که تزویج آن به ورودی و خروجی وابسته به توان است.

به منظور ایجاد تزویج وابسته به توان در شکل ۳-۳۵، از ساختاری استفاده شده که در [۵۰] ارائه شده است. شکل ۳-۳۶(الف) این ساختار را نشان می‌دهد. ساختار شامل یک جفت خط انتقال کوپل شده به یکدیگر است. میزان تزویج این خطوط وابسته به نسبت C_1 به C_2 است که در شکل ۳-۳۶(ب) نشان داده شده است. در صورت وجود سیگنال بزرگ، دیود محدودکننده در بایاس مستقیم قرار می‌گیرد و میزان تزویج به کمینه مقدار خود می‌رسد. زمانی که سیگنال بزرگ وجود نداشته باشد، دیود خاموش می‌شود و ظرفیت خازنی آن افزایش می‌یابد. این ظرفیت خازنی، مقدار C_1 را کاهش می‌دهد و در نتیجه میزان تزویج کاهش می‌یابد.



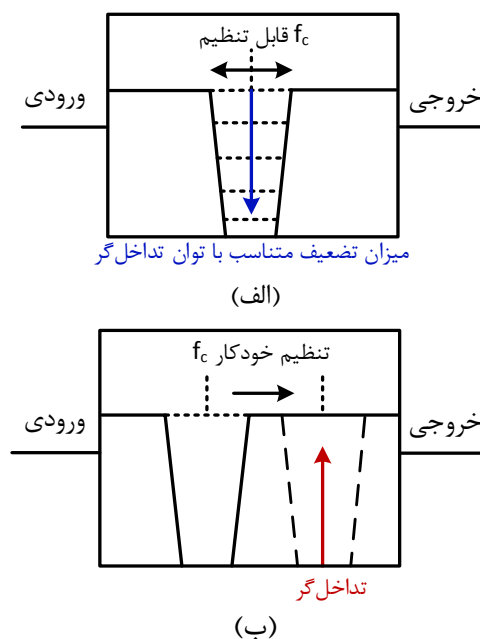
شکل ۳-۳۵: FSL مبتنی بر مالتی پلکسر با تزویج وابسته به توان [۴۹]



شکل ۳-۳۶: ساختار تزوید وابسته به توان (الف) پیاده‌سازی ساختار (ب) میزان تزوید [۴۹]

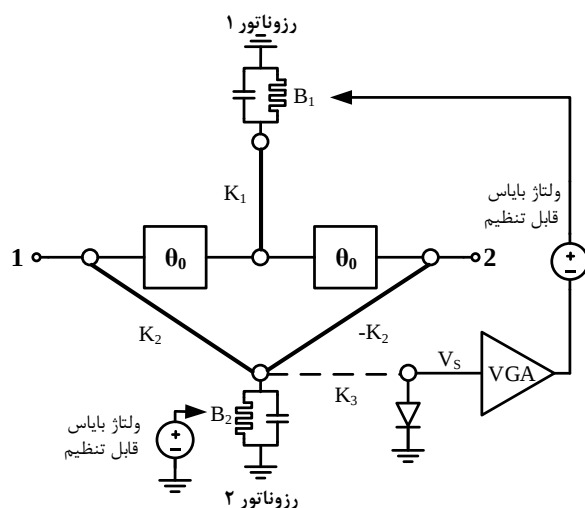
در [۵۱] دو نوع PDBSF با استفاده از ساختار پل T جهت تضعیف تداخل پویا ارائه شده است. ساختار پل T برای اولین بار در [۳۲] ارائه شده است. فیلتر نوع اول، یک فیلتر میان‌نگذر است که میزان تضعیف باند توقف آن به صورت خودکار و با استفاده از توان ورودی تنظیم می‌شود که در شکل ۳-۳۷ (الف) نشان داده شده است. فرکانس مرکزی این فیلترها می‌توانند در فرکانس‌هایی که تداخل وجود دارد، قرار گیرند و در صورت وجود آن را حذف کنند. بنابراین در صورت عدم وجود تداخل، فیلتر دارای تلفات عبوری کم خواهد بود. همچنین جهت پیاده‌سازی این فیلتر، از ساختار پل T مطابق با شکل ۳-۳۸ استفاده شده است. یک رزوناتور به عنوان محلی برای آشکارسازی توان سیگنال بزرگ و تبدیل آن به یک ولتاژ مشخص توسط یک آشکارساز مورد استفاده قرار می‌گیرد. سپس ولتاژ ایجاد شده با استفاده از یک تقویت‌کننده با بهره متغیر^۱، تقویت و در نهایت توسط یک حلقه فیدبک با مقدار ولتاژ بایاس رزوناتور دیگر جمع می‌شود. در نتیجه آفست بین فرکانس رزوناتورهای تغییر می‌کند و میزان تضعیف باند توقف وابسته به توان ورودی می‌شود.

^۱ Variable Gain Amplifier (VGA)



شکل ۳-۳۷: دو نوع فیلتر PDBSF (الف) میزان تضعیف ناچ وابسته به توان تداخل (ب) تنظیم فرکانس مرکزی فیلتر توسط توان تداخل [۵۱]

دومین فیلتر ارائه شده در [۵۱]، یک فیلتر میان‌نگذر است که فرکانس مرکزی آن توسط توان تداخل به صورت خودکار مانند شکل ۳-۳۷ (ب) تنظیم می‌شود. این فیلتر، قابلیت دنبال کردن تداخل‌های پویا را دارد و به همین علت به عنوان یک فیلتر ردیابی سیگنال^۱ نام‌گذاری شده است. به منظور پیاده‌سازی چنین فیلتری

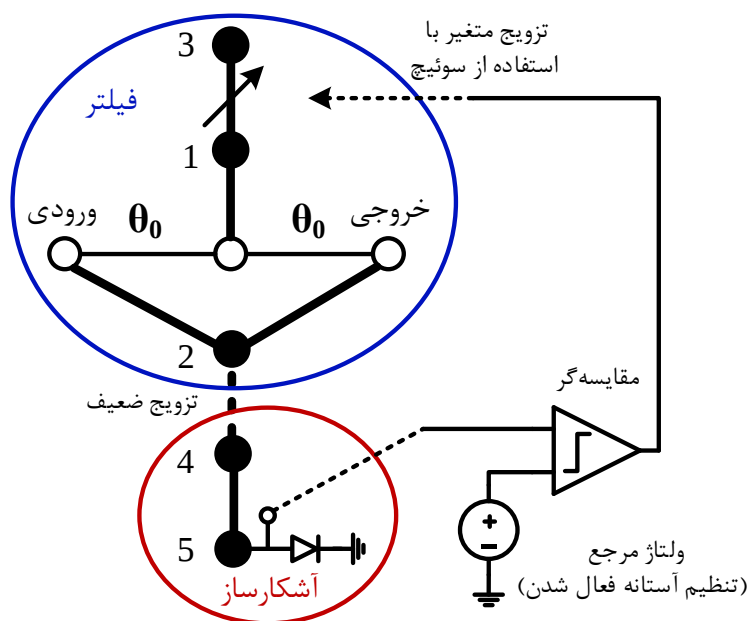


شکل ۳-۳۸: فیلتر میان‌نگذر با قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف [۵۱]

^۱ Signal Tracking

که قابلیت ردیابی تداخل را داشته باشد، می‌توان از دو آشکارساز توان در هر دو رزوناتور و یک حلقه فیدبک کنترلی استفاده کرد.

همچنین یک فیلتر میان‌نگذر وابسته به توان با قابلیت کلیدزنی بین دو پاسخ فرکانسی میان‌نگذر و تمام‌گذر در [۵۲] ارائه شده است. در این فیلتر از ساختار پل T مطابق با شکل ۳-۳۹ استفاده شده است. همانطور که در شکل مشاهده می‌شود، فیلتر شامل پنج رزوناتور است که رزوناتورهای ۴ و ۵ جهت تشخیص میزان توان ورودی مورد استفاده قرار می‌گیرند. میزان تزویج بین رزوناتورهای ۱ و ۳ با استفاده از یک کلید متغیر است. در شرایطی که تداخل وجود نداشته باشد و یا در داخل پهنای باند فیلتر نباشد، در خروجی آشکارساز ولتاژی ایجاد نمی‌شود بنابراین میزان تزویج بین دو رزوناتور ۱ و ۳ بسیار کم و فیلتر دارای پاسخ فرکانسی تمام‌گذر خواهد بود. در صورتی که یک تداخل در ورودی فیلتر قرار گیرد، در خروجی آشکارساز ولتاژی ایجاد می‌شود که با استفاده از یک مسیر فیدبک شامل یک تقویت‌کننده و یک مقایسه‌گر، موجب روشن شدن کلید و در نتیجه افزایش تزویج بین رزوناتورهای ۱ و ۳ می‌شود. با اضافه شدن رزوناتور ۳ به شبکه، یک صفر انتقال به پاسخ فرکانسی اضافه می‌شود و در نتیجه پاسخ فرکانسی فیلتر میان‌نگذر خواهد بود.



شکل ۳-۳۹: یک PDBSF با قابلیت کلیدزنی بین پاسخ‌های میان‌نگذر و تمام‌گذر [۵۲]

با توجه به مطالب بیان شده در این فصل، جهت تضعیف تداخل‌های داخل باند که موجب کاهش حساسیت در گیرنده‌ها می‌شوند می‌توان از فیلترهای میان‌گذر استفاده کرد. در بین فیلترهای میان‌گذر، فیلترهای میان‌گذر وابسته به توان (PDBSF) اخیراً بسیار مورد توجه قرار گرفته‌اند. مزایای فیلترهای وابسته به توان شامل موارد زیر است:

- انتخاب‌گر فرکانس نسبت به محدودکننده‌های دیودی
- عدم استفاده از فریت و در نتیجه آن کاهش هزینه و پیچیدگی ساخت
- اندازه مناسب نسبت به FSLهای مبتنی بر مالتی‌پلکسرها

در بین فیلترهایی که در تحقیقات گذشته ارائه شده‌اند نیاز به یک فیلتر که بتواند به صورت کاملاً خودکار تداخل را تضعیف کند، حس می‌شود. در این پایان‌نامه از یک فیلتر ردیاب تداخل استفاده شده و سپس قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف نیز به آن اضافه شده است. بنابراین در فصل چهارم ابتدا به تئوری و عملکرد فیلتر ردیابی سیگنال پرداخته و سپس ایده مورد نظر جهت اضافه کردن قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف به آن ارائه می‌شود.

۳-۷ خلاصه فصل

در این فصل ابتدا به بررسی انواع ساختارهای مرسوم فیلترهای میان‌گذر میکرواستریپ و انواع تزویج رزوناتورها مانند تزویج موازی، رزوناتورهای L شکل، خط spur و ... پرداخته شد. سپس ساختارهای پیچیده تزویج رزوناتورها به خط واسط مانند شبکه عرضی، ساختار cul-de-sac به صورت مختصر مورد بررسی قرار گرفتند. همچنین ساختارهای متنوعی جهت استفاده در فیلترهای بدون بازتابش، فیلترهای چند منظوره شامل فیلترهای میان‌گذر به همراه ناچ‌های قابل تنظیم و فیلترهای چند منظوره با قابلیت کلیدزنی بین چندین پاسخ فرکانسی ارائه شدند. در نهایت ساختارهایی جهت استفاده در فیلترهای میان‌گذر وابسته به توان (PDBSF) ارائه گردید.

فصل چهارم

فیلتر میان‌گذر پیشنهادی به همراه

نتایج شبیه‌سازی

۴-۱ مقدمه

همانطور که در فصول قبل بیان شد تداخل‌های داخل باند می‌توانند موجب به اشباع رفتن طبقات فعال شوند و یا به آنها آسیب جدی وارد کنند، بنابراین باید به خوبی تضعیف شوند. در فصل قبل ساختارهایی جهت تضعیف و حذف تداخل‌های داخل باند ارائه شد. در بین ساختارهای ارائه شده، فیلترهای میان‌گذر وابسته به توان به علت توانایی گزینش فرکانس، اندازه کوچک، عدم نیاز به سیستم کنترلی پیچیده و هزینه ساخت کم اخیراً مورد توجه قرار گرفته‌اند. در این پایان‌نامه از یک ساختار PDBSF با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی وابسته به توان تداخل RF استفاده شده است و سپس قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف مبتنی بر میزان توان تداخل RF به آن اضافه شده است. قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف این امکان را می‌دهد تا زمانی که تداخل وجود ندارد و یا توان آن کم است، میزان تضعیف فیلتر کاهش یابد تا طیف سیگنال اصلی تغییر نکند.

در این تحقیق از ساختار تزویج پل T استفاده شده است که قابلیت تغییر از پاسخ میان‌گذر به تمام‌گذر را دارد. بنابراین ابتدا به تحلیل تئوری این ساختار پرداخته می‌شود. پس از آن نحوه پیاده‌سازی این ساختار با خط انتقال مایکرواستریپ جهت استفاده در PDBSF با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی وابسته به توان ارائه می‌شود و سپس ساختار پیشنهادی به آن اعمال می‌شود. در نهایت نتایج شبیه‌سازی آن به همراه مقایسه طرح مورد نظر با تحقیقات قبلی ارائه می‌شود.

جهت شبیه‌سازی ساختار فوق از نرم افزار ADS و بخش مومنتوم آن استفاده شده است. پس از شبیه‌سازی تمام موج^۱ جانمایی در محیط مومنتوم و ایجاد یک مدل الکترومغناطیسی (EM) از آن، المان‌های فشرده به آن اضافه شده و در محیط شماتیک شبیه‌سازی صورت گرفته است. برای قطعات المان فشرده، از مدل واقعی اسپایس^۲ ارائه شده توسط شرکت سازنده استفاده شده است.

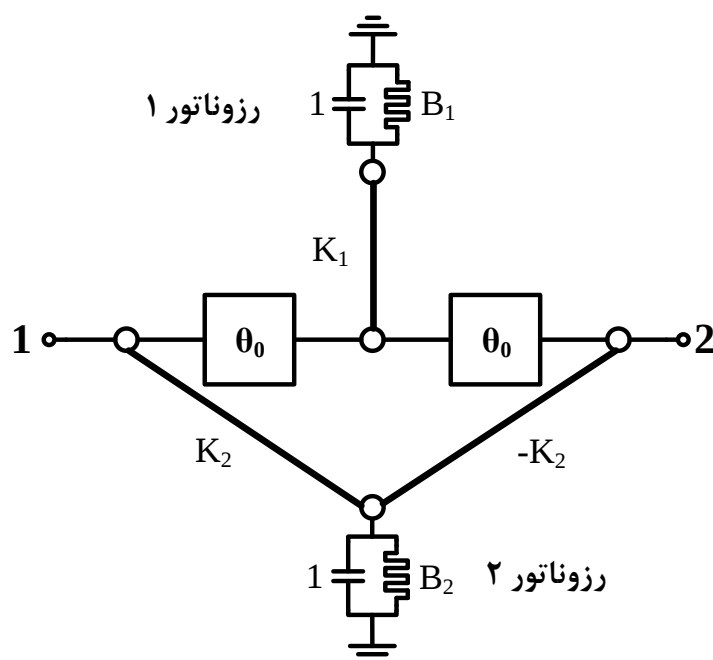
^۱ Full Wave

^۲ Spice

۴-۲ تحلیل تئوری ساختار پل T

ساختار پل T یک ساختار با دو رزوناتور و دارای پاسخ تمام‌گذر است که ابتدا در [۳۲] ارائه شده است. شکل ۴-۱ فیلتر اولیه بالاگذر این ساختار را نشان می‌دهد. در این ساختار یک رزوناتور (رزوناتور ۱) به وسط یک خط واسط با طول الکتریکی مشخص ($2\theta_0$) و رزوناتور دیگر (رزوناتور ۲) به دو انتهای خط واسط تزویج می‌یابد. با توجه به اینکه این شبکه شامل دو مسیر انتقال سیگنال از منبع به بار است، امکان ایجاد تداخل مخرب در یک فرکانس مشخص و در برخی شرایط وجود دارد. بنابراین این شبکه می‌تواند هم پاسخ تمام‌گذر و هم پاسخ میان‌نگذر داشته باشد. برای ایجاد هر یک از این پاسخ‌ها، باید روابطی بین پارامترهای ساختار برقرار باشد که در ادامه به آن پرداخته می‌شود.

به منظور تحلیل نوع پاسخ شبکه، نیاز به تحلیل مدهای زوج و فرد ساختار برای بدست آوردن پارامترهای S شبکه است. بدین منظور ابتدا شبکه به دو نیم شبکه یکسان تقسیم می‌شود. برای بدست آوردن ادمیتانس‌های ورودی مدهای زوج و فرد، خط تقارن به ترتیب با مدار باز و اتصال کوتاه جایگزین می‌شود. سپس ادمیتانس



شکل ۴-۱: فیلتر اولیه بالاگذر شبکه تمام‌گذر-میان‌نگذر پل T [۵۱]

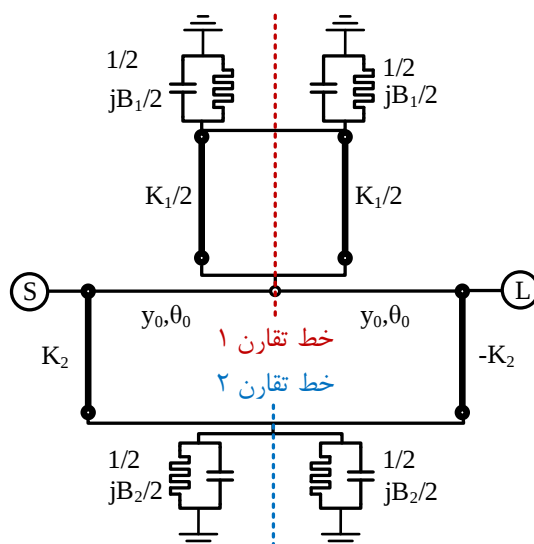
ورودی محاسبه می‌شود. با توجه به شکل ۴-۱، شبکه شامل دو مسیر از منبع به بار است. مسیر بالایی که شامل خط واسط است، نسبت به محور عمودی متقارن^۱ است و مسیر پایینی که شامل رزوناتور ۲ است، به علت متفاوت بودن علامت ضرایب تزویج ضد متقارن^۲ است. در صورتی که مسیری ضد متقارن باشد، در تحلیل مدهای زوج و فرد بجای خط تقارن در آن مسیر به ترتیب اتصال کوتاه و مدار باز قرار می‌گیرد [۵۳].

شکل ۴-۲ مدار معادل ساختار پل T با تقارن نسبت به دو خط تقارن را نشان می‌دهد. با توجه به مطالب بیان شده در مورد متقارن و ضد متقارن بودن، در تحلیل مد زوج:

- مدار باز جایگزین خط تقارن ۱ می‌شود (متقارن).
- اتصال کوتاه جایگزین خط تقارن ۲ می‌شود (ضد متقارن).

همچنین در تحلیل مد فرد:

- اتصال کوتاه جایگزین خط تقارن ۱ می‌شود (متقارن).
- مدار باز جایگزین خط تقارن ۲ می‌شود (ضد متقارن).



شکل ۴-۲: مدار معادل ساختار پل T جهت تحلیل مدهای زوج و فرد

¹ Symmetrical

² Antisymmetrical

۴-۲-۱-۱ ادmittانس‌های ورودی مدهای زوج و فرد و پارامترهای S ساختار پل T

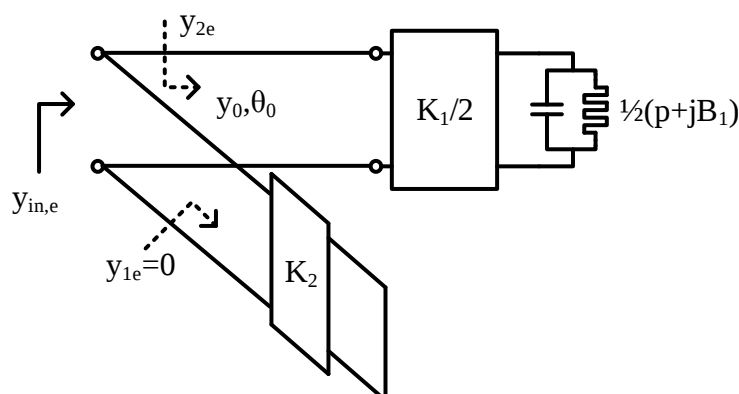
با قرار دادن مدار باز بجای خط تقارن ۱ و اتصال کوتاه بجای خط تقارن ۲ در تحلیل مد زوج و با حذف یک نیم‌شبکه، ساختار به صورت شکل ۴-۳ ساده می‌شود. بنابراین admittانس ورودی مد زوج ساختار به صورت روابط (۴-۱) تا (۴-۳) قابل محاسبه است.

$$y_L = \frac{(K_1/2)^2}{\frac{1}{2}(p + jB_1)} = \frac{K_1^2}{2(p + jB_1)} \quad (4-1)$$

که در رابطه فوق $p = j\omega$ است. admittانس y_L به عنوان بار برای خط انتقال با admittانس مشخصه نرمالیزه ۱ و طول الکتریکی θ_0 در نظر گرفته می‌شود. در این صورت admittانس ورودی خط مطابق با رابطه (۴-۲) بدست می‌آید.

$$y_{2e} = \frac{1}{z_{2e}} = y_0 \frac{\frac{1}{y_0} + \frac{1}{y_L} (j \tan(\theta_0))}{\frac{1}{y_L} + \frac{1}{y_0} (j \tan(\theta_0))} = \frac{K_1^2 \cot(\theta_0) + 2j(p + jB_1)}{2(p + jB_1) \cot(\theta_0) + jK_1^2} \quad (4-2)$$

$$y_{in,e} = y_{1e} + y_{2e} = y_{2e} = \frac{K_1^2 \cot(\theta_0) + 2j(p + jB_1)}{2(p + jB_1) \cot(\theta_0) + jK_1^2} \quad (4-3)$$



شکل ۴-۳: شبکه معادل ساختار پل T در تحلیل مد زوج

همچنین با قرار دادن اتصال کوتاه بجای خط تقارن ۱ و مدار باز بجای خط تقارن ۲ در تحلیل مد فرد و با حذف یک نیم‌شبکه، ساختار به صورت شکل ۴-۴ ساده می‌شود. ادمیتانس ورودی مد فرد این ساختار نیز به صورت (۴-۴) تا (۶-۴) قابل محاسبه است.

$$y_{1o} = \frac{K_2^2}{\frac{1}{2}(p + jB_2)} = \frac{2K_2^2}{p + jB_2} \quad (۴-۴)$$

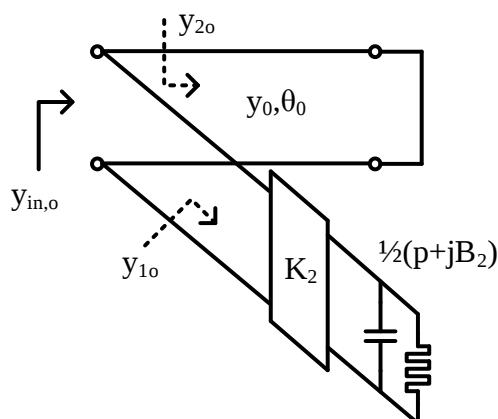
$$y_{2o} = y_0 \frac{\frac{1}{j \tan(\theta_0)}}{y_0} = -jy_0 \cot(\theta_0) = -j \cot(\theta_0) \quad (۵-۴)$$

$$y_{in,o} = y_{1o} + y_{2o} = -j \cot(\theta_0) + \frac{2K_2^2}{p + jB_2} = \frac{-j(p + jB_2) \cot(\theta_0) + 2K_2^2}{p + jB_2} \quad (۶-۴)$$

با استفاده از روابط (۷-۴) و (۸-۴) و ادمیتانس‌های ورودی بدست آمده از روابط (۳-۴) و (۶-۴)، پارامترهای S_{11} و S_{21} بدست می‌آیند.

$$S_{11} = \frac{1 - y_{in,e} y_{in,o}}{(1 + y_{in,e})(1 + y_{in,o})} \quad (۷-۴)$$

$$S_{21} = \frac{y_{in,o} - y_{in,e}}{(1 + y_{in,e})(1 + y_{in,o})} \quad (۸-۴)$$



شکل ۴-۴: شبکه معادل ساختار پل T در تحلیل مد فرد

با فرض $y_{in,e} = \frac{A}{B}$ و $y_{in,o} = \frac{C}{D}$ نحوه محاسبه S_{11} به صورت رابطه (۹-۴) است،

$$S_{11} = \frac{1 - \frac{AC}{BD}}{1 + \frac{A}{B} + \frac{C}{D} + \frac{AC}{BD}} = \frac{BD - AC}{BD + AD + CB + AC} = \frac{BD - AC}{(A+B)(C+D)} \quad (۹-۴)$$

$$\begin{cases} A = K_1^2 \cot(\theta_0) + 2j(p + jB_1) \\ B = 2(p + jB_1) \cot(\theta_0) + jK_1^2 \\ C = -j(p + jB_2) \cot(\theta_0) + 2K_2^2 \\ D = p + jB_2 \end{cases} \quad \text{که در آن:}$$

با قرار دادن عبارات فوق بجای متغیرها، رابطه (۱۰-۴) بدست می‌آید.

$$S_{11} = \frac{[2(p + jB_1) \cot(\theta_0) + jK_1^2][p + jB_2] - [K_1^2 \cot(\theta_0) + 2j(p + jB_1)][-j(p + jB_2) \cot(\theta_0) + 2K_2^2]}{[K_1^2 \cot(\theta_0) + 2(p + jB_1)(j + \cot(\theta_0)) + jK_1^2][p + jB_2 - j(p + jB_2) \cot(\theta_0) + 2K_2^2]} \quad (۱۰-۴)$$

به صورت مشابه، نحوه محاسبه S_{21} نیز طبق رابطه (۱۱-۴) می‌باشد.

$$S_{21} = \frac{\frac{C}{D} - \frac{A}{B}}{1 + \frac{A}{B} + \frac{C}{D} + \frac{AC}{BD}} = \frac{BC - AD}{(A+B)(C+D)} = \quad (۱۱-۴)$$

$$\frac{[2 \cot \theta_0 (p + jB_1) + jK_1^2][-j \cot \theta_0 (p + jB_2) + 2K_2^2] - [K_1^2 \cot \theta_0 + 2j(p + jB_1)][p + jB_2]}{(2jB_1 + K_1^2 + 2p)(j + \cot \theta_0)(jB_2 + 2K_2^2 + p + (B_2 - jp) \cot \theta_0)}$$

با حل روابط (۱۰-۴) و (۱۱-۴) و ساده‌سازی آنها با استفاده از روابط مثلثاتی، پارامترهای S_{11} و S_{21} به ترتیب

از روابط (۱۲-۴) و (۱۳-۴) قابل محاسبه‌اند [۵۱].

$$S_{11} = \frac{4K_2^2(B_1 - jp) - K_1^2 \text{Csc}^2 \theta_0 (B_2 - jp + K_2^2 \sin 2\theta_0)}{(2jB_1 + K_1^2 + 2p)(j + \cot \theta_0)(jB_2 + 2K_2^2 + p + (B_2 - jp) \cot \theta_0)} \quad (۱۲-۴)$$

$$S_{21} = \frac{2jK_1^2 K_2^2 + 2(jB_1 + p) \text{Csc}^2 \theta_0 (B_2 - jp + K_2^2 \sin 2\theta_0)}{(2jB_1 + K_1^2 + 2p)(j + \cot \theta_0)(jB_2 + 2K_2^2 + p + (B_2 - jp) \cot \theta_0)} \quad (۱۳-۴)$$

۴-۲-۲ ایجاد پاسخ تمام‌گذر یا میان‌گذر با استفاده از ساختار پل T

شبکه پل T می‌تواند دارای پاسخ تمام‌گذر و یا میان‌گذر باشد. بدین منظور باید روابطی بین پارامترهای ساختار برقرار باشد. جهت ایجاد یک پاسخ تمام‌گذر با تطبیق امپدانس مناسب باید دو شرط رابطه (۴-۱۴) برقرار باشد. با توجه به اینکه برای ساختار مورد نظر از فیلتر اولیه بالاگذر استفاده کرده‌ایم، شرایط (۴-۱۴) باید در $p = 0$ برقرار باشند.

$$\begin{cases} S_{11}(j\omega) = 0 \\ |S_{21}(j\omega)| = 1 \end{cases} \quad (۴-۱۴)$$

با در نظر گرفتن شرط اول (۴-۱۴) داریم:

$$4K_2^2(B_1 - jp) = K_1^2 \text{Csc}^2(\theta_0)(B_2 - jp) + 2K_1^2 K_2^2 \text{Cot}(\theta_0) \quad (۴-۱۵)$$

با حل این معادله و قرار دادن صفر بجای p رابطه (۴-۱۶) بدست می‌آید.

$$B_2 = K_2^2 \left(\frac{4B_1}{K_1^2} \text{Sin}^2(\theta_0) - \text{Sin}(2\theta_0) \right) \quad (۴-۱۶)$$

سپس با قرار دادن (۴-۱۶) در S_{21} رابطه (۴-۱۴) و حل آن، (۴-۱۷) بدست می‌آید. همچنین با جایگزین کردن (۴-۱۷) در (۴-۱۶)، رابطه (۴-۱۸) بدست می‌آید که دو شرط (۴-۱۷) و (۴-۱۸)، شرط‌های لازم برای ایجاد پاسخ تمام‌گذر در ساختار پل T خواهد بود [۵۱].

$$K_2 = \pm \frac{K_1}{\sqrt{2 - 2\text{Cos}(2\theta_0)}} = \pm \frac{K_1}{2\text{Sin}(\theta_0)} \quad (۴-۱۷)$$

$$B_2 = B_1 - \frac{1}{2} K_1^2 \text{Cot}(\theta_0) \quad (۴-۱۸)$$

رابطه (۴-۱۷) نشان می‌دهد که جهت ایجاد یک تطبیق امپدانس خوب در باند عبور، نسبت تزویج رزونانورها به خط مستقل از فرکانس است. در نتیجه این ساختار برای کاربردهایی که نیاز به تنظیم فرکانس مرکزی باشد

مناسب است. در مقابل ساختار مرسوم هایبرید که در پیاده‌سازی فیلترهای میان‌گذر جذبی استفاده می‌شود، تنها در صورتی نسبت تزویج مستقل از فرکانس دارد که طول الکتریکی خط واسط آن برابر با ۹۰ درجه باشد [۵۱].

همچنین این ساختار می‌تواند پاسخ میان‌گذر داشته باشد که شرط‌های لازم برای ایجاد یک پاسخ میان‌گذر در رابطه (۱۹-۴) نشان داده شده است [۵۱].

$$\begin{cases} B_2 = -\frac{2\omega_{0b} + K_1^2(\cot \theta + 1)}{2} \\ B_1 = \frac{K_1^2 - 2\omega_{0b}}{2} \end{cases} \quad (19-4)$$

با قرار دادن (۱۹-۴) در S_{21} و با محاسبه پاسخ اندازه آن، یک پاسخ میان‌گذر مرتبه دوم با بیشینه صافی مطابق با رابطه (۲۰-۴) بدست می‌آید.

$$|S_{21}|^2 = \frac{4(\omega - \omega_{0b})^4}{4(\omega - \omega_{0b})^4 + K_1^8} \quad (20-4)$$

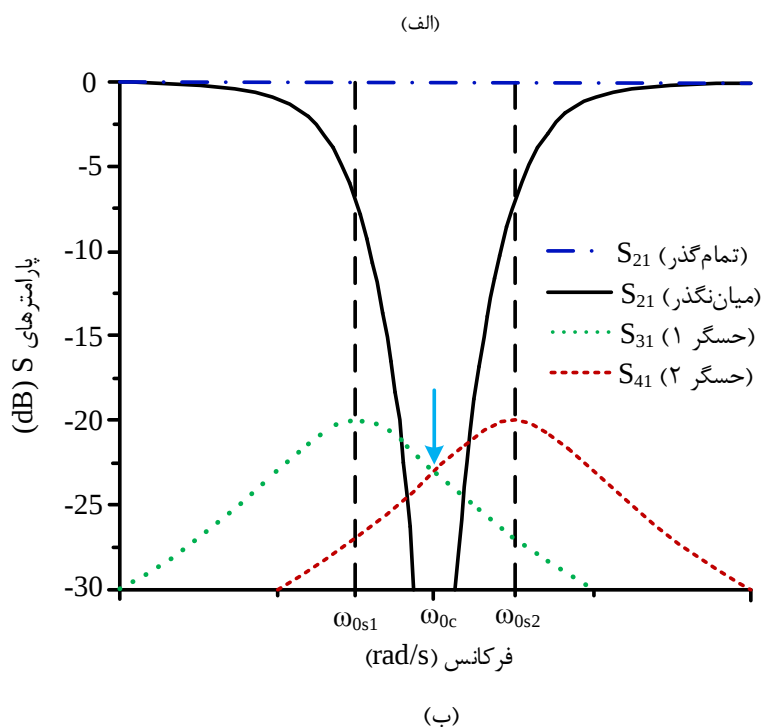
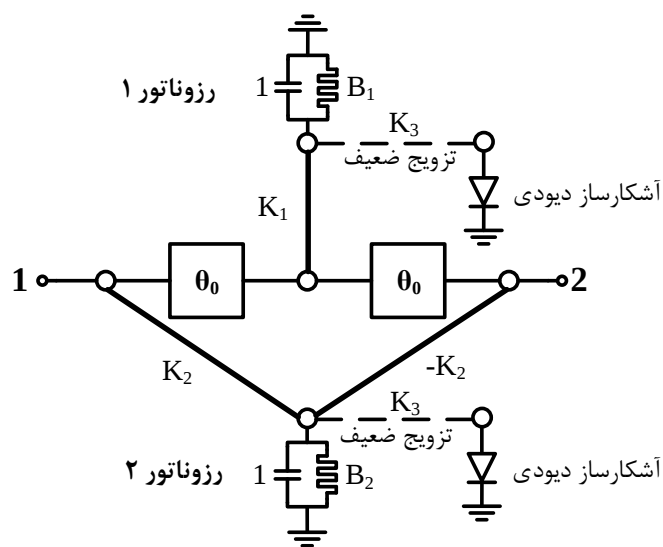
که ω_{0b} فرکانس مرکزی پاسخ میان‌گذر است.

۳-۴ فیلتر میان‌گذر با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی جهت ردیابی تداخل

در صورت اضافه کردن دو آشکارساز^۱ توان به رزوناتورها در ساختار پل T با استفاده از تزویج‌های ضعیف K_3 مطابق با شکل ۴-۵ (الف)، می‌توان ساختار را دارای چهار دهانه در نظر گرفت که پاسخ اندازه پارامترهای S_{31} و S_{41} به ترتیب در روابط (۲۱-۴) و (۲۲-۴) آمده است [۵۱].

$$|S_{31}|^2 = \frac{4K_1^2 K_3^2}{(2K_3^2 + K_1^2) + 4(\omega - \omega_{0s1})^2} \quad (21-4)$$

^۱ Detector



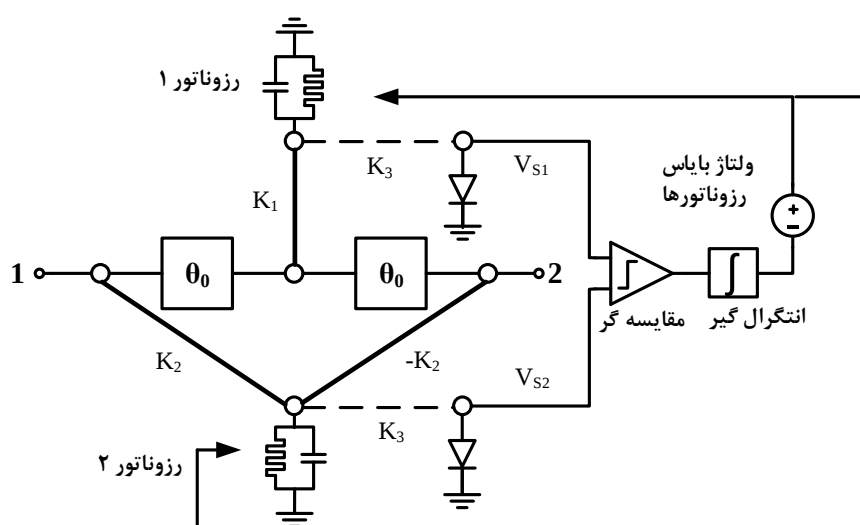
شکل ۴-۵: قرار دادن آشکارساز توان در ساختار پل T (الف) مدار (ب) پارامترهای S آن [۵۱]

$$|S_{41}|^2 = \frac{4K_1^2 K_3^2}{(2K_3^2 + K_1^2) + 4(\omega - \omega_{0s2})^2} \quad (۲۲-۴)$$

دو رابطه فوق نشان‌دهنده دو پاسخ میان‌گذر موجود در شکل ۴-۵ (ب) است که فرکانس‌های مرکزی ω_{0s1} و ω_{0s2} در رابطه (۴-۲۳) ارائه شده‌اند. همچنین در صورت برابر قرار دادن اندازه‌های S_{41} و S_{31} ، نقطه تلاقی دو پاسخ میان‌گذر همان فرکانس مرکزی پاسخ میان‌گذر خواهد بود.

$$\begin{cases} \omega_{0s1} = \omega_{0b} - \frac{K_1^2}{2} \\ \omega_{0s2} = \omega_{0b} + \frac{K_1^2}{2} \end{cases} \quad (۴-۲۳)$$

با توجه به شکل ۴-۵ (ب) در صورتی که سیگنال بزرگ در فرکانس‌های کمتر از فرکانس مرکزی فیلتر باشد، ولتاژ آشکارساز ۱ بیشتر است و در صورتی که در فرکانس‌های بیشتر از فرکانس مرکزی فیلتر باشد، ولتاژ آشکارساز ۲ بیشتر خواهد بود. بنابراین با اعمال یک حلقه فیدبک کنترلی می‌توان فرکانس مرکزی فیلتر را به گونه‌ای تنظیم کرد تا به صورت خودکار بر روی سیگنال بزرگ ورودی (تداخل) قرار گیرد. شکل ۴-۶ فیلتر میان‌گذر با قابلیت تنظیم خودکار و حلقه فیدبک را نشان می‌دهد. در این فیلتر ابتدا ولتاژهای حاصل از آشکارسازها توسط یک مقایسه‌گر با یکدیگر مقایسه می‌شوند، سپس خروجی مقایسه‌گر به اشباع مثبت یا منفی می‌رود. خروجی مقایسه‌گر به یک انتگرال‌گیر اعمال می‌شود و در نهایت با ولتاژ بایاس رزوناتورها جمع می‌شود. با توجه به بهره منفی انتگرال‌گیر، اگر خروجی مقایسه‌گر اشباع مثبت باشد ولتاژ بایاس تا زمانی که فرکانس مرکزی فیلتر روی تداخل قرار گیرد به صورت خطی کاهش می‌یابد و در صورت اشباع منفی بودن خروجی مقایسه‌گر، ولتاژ بایاس افزایش می‌یابد. زمانی که فرکانس مرکزی ناچ بر روی تداخل قرار گیرد، ورودی تفاضلی مقایسه‌گر صفر شده و در نهایت ولتاژ بایاس ثابت می‌ماند.



شکل ۴-۶: فیلتر میان‌گذر با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی [۵۱]

۴-۴ ساختار پیشنهادی جهت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف

در این پژوهش، از یک فیلتر میان‌گذر با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی جهت ردیابی خودکار تداخل مطابق با [۵۱] استفاده شده است و سپس قابلیت تنظیم خودکار میزان تضعیف باند توقف با توجه به میزان توان سیگنال بزرگ (تداخل)، به آن اضافه شده است. این قابلیت، تضعیف خودکار تداخل‌های پویایی که فرکانس و میزان توان آنها متغیر است را ممکن می‌سازد.

میزان تضعیف باند توقف فیلتر شکل ۴-۱، با پاسخ اندازه S_{21} در شرایط میان‌گذر طبق رابطه (۴-۲۰) قابل نمایش است. با در نظر گرفتن فرکانس‌های نزدیک فرکانس مرکزی با فاصله $\Delta\omega$ از آن طبق رابطه (۴-۲۴) و قرار دادن آن در (۴-۲۰)، رابطه (۴-۲۵) بدست می‌آید.

$$\omega \simeq \omega_{0b} + \Delta\omega \quad (4-24)$$

$$|S_{21}|^2 = \frac{4\Delta\omega^4}{4\Delta\omega^4 + K_1^8} \quad (4-25)$$

سپس با گرفتن حد از (۴-۲۵) وقتی که $\Delta\omega$ به سمت صفر میل کند، رابطه (۴-۲۶) بدست می‌آید.

$$\lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} |S_{21}|^2 = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{4\Delta\omega^4}{4\Delta\omega^4 + K_1^8} = \frac{4\Delta\omega^4}{K_1^8} \quad (4-26)$$

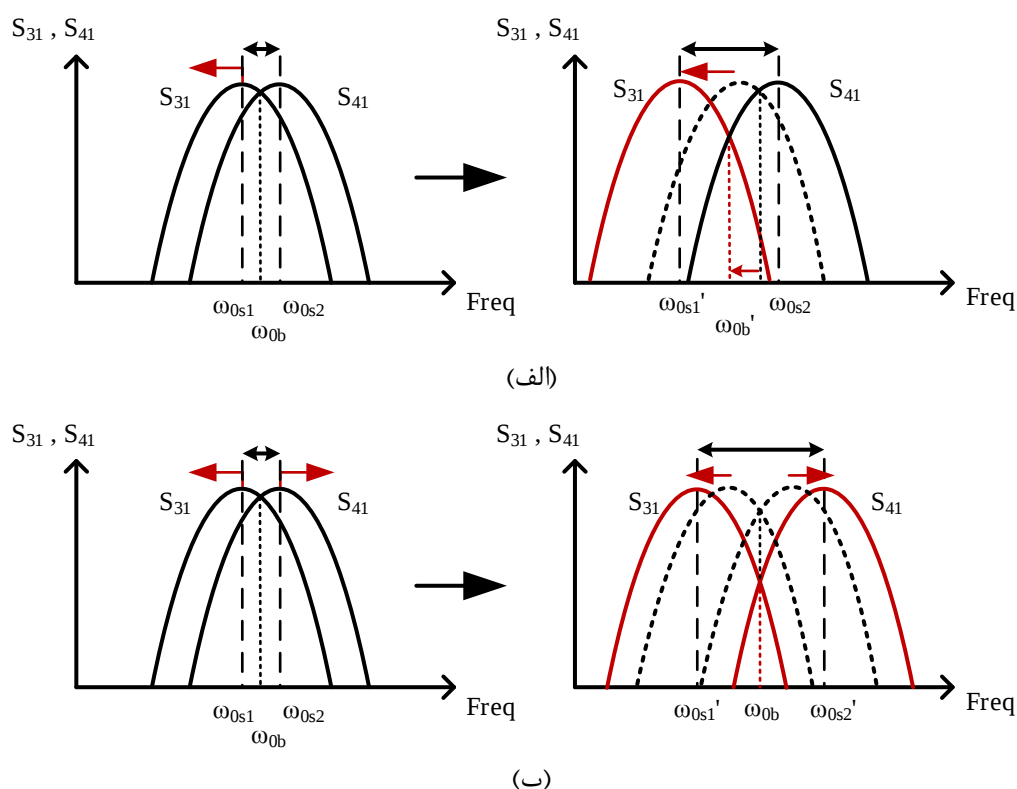
رابطه (۴-۲۶) نشان می‌دهد که در نزدیکی فرکانس مرکزی، میزان اندازه S_{21} با K_1 نسبت عکس دارد. از طرفی طبق رابطه (۴-۲۳)، اختلاف فرکانس‌های ω_{0s1} و ω_{0s2} مطابق با رابطه (۴-۲۷) است.

$$\omega_{0s2} - \omega_{0s1} = K_1^2 \quad (4-27)$$

بنابراین میزان تضعیف باند توقف فیلتر میان‌گذر با فاصله میان فرکانس تشدید رزوناتورها نسبت مستقیم دارد. از طرفی میزان تضعیف در فرکانس مرکزی، نمی‌تواند مانند رابطه (۴-۲۶) نامحدود باشد و در عمل توسط ضریب کیفیت رزوناتورها محدود می‌شود. باید توجه داشت اثر ضریب کیفیت رزوناتورها در روابط فوق لحاظ

نشده است. همچنین باید توجه داشت افزایش بیش از حد فاصله میان فرکانس‌های تشدید، می‌تواند منجر به ایجاد دو ناچ مرتبه اول در طیف فرکانسی شود. بنابراین افزایش میزان تضعیف تا حدی امکان‌پذیر است که شرط پاسخ ناچ مرتبه دوم حفظ شود.

با توجه به مطالب بیان شده جهت تغییر میزان تضعیف باند توقف، باید فاصله بین فرکانس تشدید دو رزوناتور تغییر کند. در نتیجه نیاز به دو ولتاژ بایاس متفاوت است و رزوناتورها نمی‌توانند با یک ولتاژ بایاس شوند. شکل ۴-۷ دو روش برای تنظیم میزان تضعیف را نشان می‌دهد که شامل تغییر فرکانس تشدید یک رزوناتور (مانند ω_{0s1}) و ثابت نگه داشتن رزوناتور دیگر مطابق با شکل ۴-۷(الف) و تغییر فرکانس تشدید هر دو رزوناتور به صورت تفاضلی مطابق با شکل ۴-۷(ب) است. در صورتی که فقط فرکانس تشدید یک رزوناتور تغییر کند با توجه به وجود فیدبک، فرکانس مرکزی ناچ (در شکل ω_{0b}) تغییر می‌کند. در نتیجه تغییر میزان

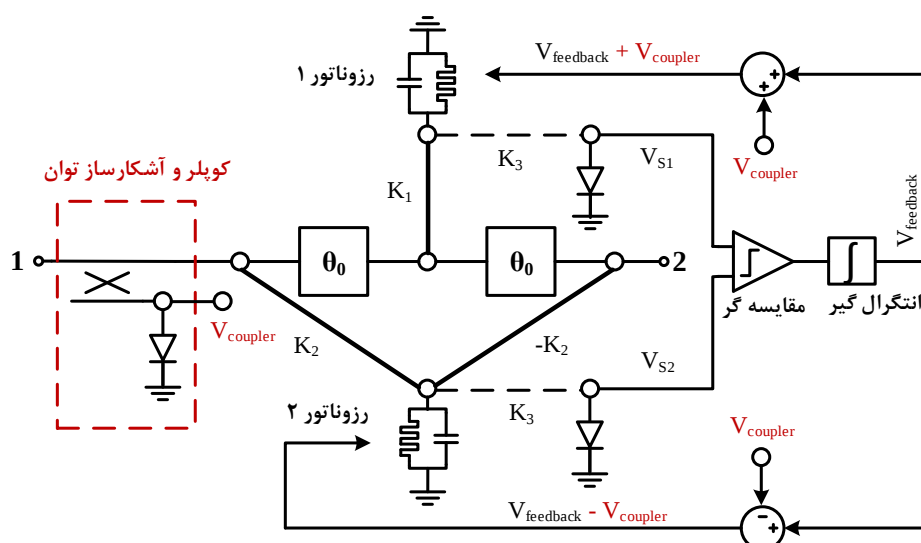


شکل ۴-۷: تغییر فاصله فرکانس رزوناتورها جهت تغییر میزان تضعیف (الف) تغییر فرکانس یک رزوناتور و ثابت ماندن دیگر

رزوناتور (ب) تغییر فرکانس هر دو رزوناتور

تضعیف با تغییر فرکانس مرکزی همراه است که مطلوب نمی‌باشد. با تغییر فاصله بین فرکانس‌های تشدید رزونانورها به صورت تفاضلی مانند شکل ۷-۴(ب)، میزان تضعیف تغییر می‌کند اما فرکانس مرکزی ثابت می‌ماند. بنابراین تغییر میزان تضعیف مطابق با شکل ۷-۴(ب) تأثیری بر فرکانس مرکزی ندارد اما با توجه به اینکه فیلتر باید بتواند تداخل را نیز دنبال کند (تغییر S_{31} و S_{41} بر اثر تغییر فرکانس تداخل)، نمی‌توان از رزونانورها به عنوان محلی جهت آشکارسازی توان ورودی مطابق با [۵۱] استفاده کرد. بنابراین نیاز به نقطه‌ای جهت آشکارسازی توان می‌باشد که مستقل از فرکانس مرکزی ناچ باشد.

جهت سنجش میزان توان تداخل در ورودی فیلتر، می‌توان از یک کوپلر که مطابق با شکل ۸-۴ در ورودی فیلتر قرار داده شده است، استفاده کرد. این کوپلر باید میزان تزویج کمی داشته باشد تا تأثیری بر پاسخ فیلتر نداشته باشد. در دهانه تزویج یافته این کوپلر، یک آشکارساز توان دیودی قرار داده شده است تا بخشی از توان ورودی که وارد این دهانه می‌شود تبدیل به ولتاژ جهت استفاده در مدار کنترلی گردد. به منظور تغییر فاصله فرکانس تشدید رزونانورها به صورت تفاضلی مطابق با شکل ۷-۴(ب)، نیاز به دو ولتاژ بایاس متفاوت برای رزونانورها است که شکل ۸-۴ نحوه پیاده‌سازی آن را نشان می‌دهد. با توجه به شکل دو رزوناتور با ولتاژهای $V_{Feedback} + V_{Coupler}$ و $V_{Feedback} - V_{Coupler}$ بایاس می‌شوند که $V_{Coupler}$ ، ولتاژ حاصل از آشکارساز دیودی در کوپلر



شکل ۸-۴: استفاده از کوپلر در ورودی جهت سنجش توان ورودی و استفاده از خروجی آن جهت تنظیم خودکار میزان

تضعیف ناچ

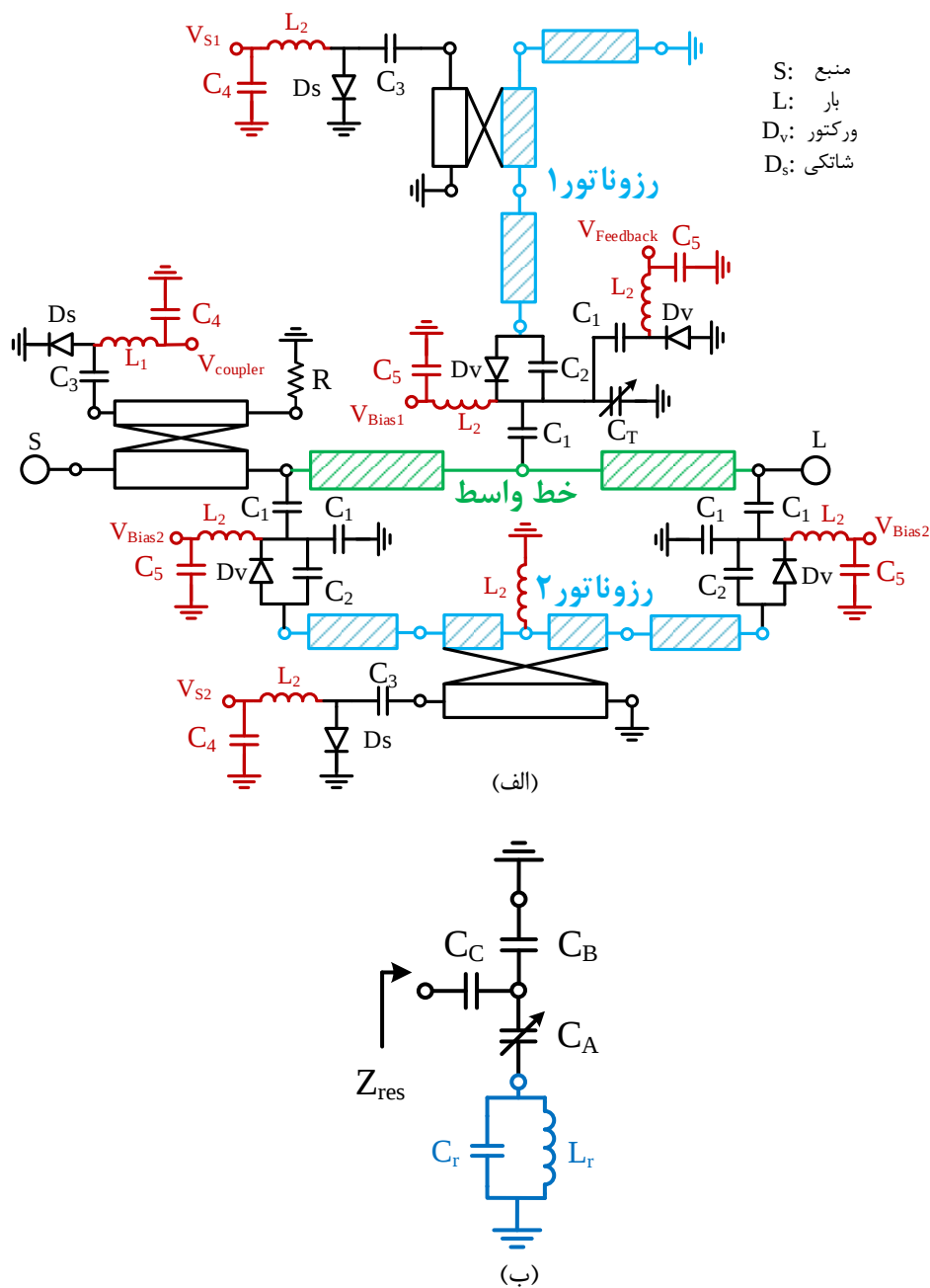
قرار گرفته در ورودی فیلتر است و علامت آن وابسته به جهت قرارگیری دیود در مدار آشکارساز است که در اینجا منفی فرض شده است. در صورت افزایش توان تداخل ورودی، اندازه ولتاژ $V_{Coupler}$ زیاد می‌شود و در نتیجه اختلاف بین دو ولتاژ بایاس افزایش می‌یابد که منجر به افزایش فاصله بین فرکانس‌های تشدید رزوناتورها می‌شود. بنابراین به کمک ساختار شکل ۴-۸ می‌توان میزان تضعیف باند توقف فیلتر ردیاب سیگنال را وابسته به توان تداخل ورودی نمود.

جهت مقایسه بین عملکرد ساختار فوق و ساختار قبلی در برابر تداخل‌های پویا، پیاده‌سازی فیلتر پل T در خط انتقال مایکرواستریپ مطابق با [۵۱] صورت گرفته است. شکل ۴-۹ (الف) پیاده‌سازی مایکرواستریپ فیلتر پل T به همراه کوپلر اضافه شده را نشان می‌دهد. در این فیلتر به منظور کاهش تغییرات پهنای باند بر اثر تنظیم فرکانس مرکزی، از ساختار رزوناتوری شکل ۴-۹ (ب) استفاده شده است. در این ساختار رزوناتوری با تغییر ظرفیت خازنی دیود ورکتور، فرکانس تشدید و میزان تزویج رزوناتور به خط واسط تغییر می‌کنند اما به علت وجود شبکه خازنی T شکل در مدار تزویج، وابستگی میزان تزویج (و در نتیجه پهنای باند) به ظرفیت خازنی ورکتور نسبت به تزویج مستقیم رزوناتور به خط واسط کاهش می‌یابد. میزان پهنای باند و فرکانس زاویه‌ای تشدید ساختار رزوناتوری فوق به ترتیب در روابط (۴-۲۸) و (۴-۲۹) ارائه شده‌اند [۵۱].

$$BW_{3dB} = \frac{C_C^2 (C_r L_r \omega_0^2 - 1)^2}{2(C_B + C_C)^2 L_r} \quad (4-28)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{C_A + C_B + C_C}{L_r (C_A C_B + C_A C_C + C_A C_r + C_B C_r + C_C C_r)}} \quad (4-29)$$

همچنین جهت بهبود ضریب کیفیت، رزوناتور موازی با مقادیر L_r و C_r می‌تواند به صورت رزوناتور مایکرواستریپ اتصال کوتاه با امپدانس مشخصه Z_c و طول الکتریکی ۹۰ درجه (طول فیزیکی $\lambda_g/4$) در فرکانس تشدید (ω_0) مطابق با شکل ۴-۱۰ پیاده‌سازی شود. روابط بین پارامترهای هر دو رزوناتور در روابط (۴-۳۰) و (۴-۳۱) ارائه شده‌اند [۳].

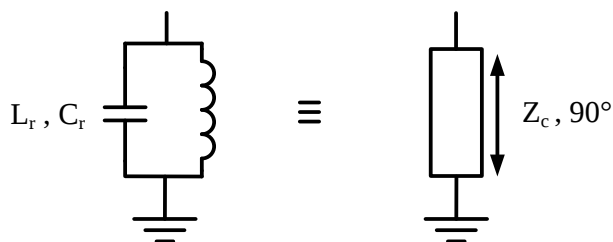


شکل ۴-۹: (الف) پیاده سازی میکرواستریپ فیلتر پل T پیشنهادی (مدارهای کنترل الکترونیکی نمایش داده نشده است) (ب)

ساختار رزوناتورهای قابل تنظیم مورد استفاده در [۵۱]

$$C_r = \frac{\pi}{4\omega_0^2 Z_c} \quad (۳۰-۴)$$

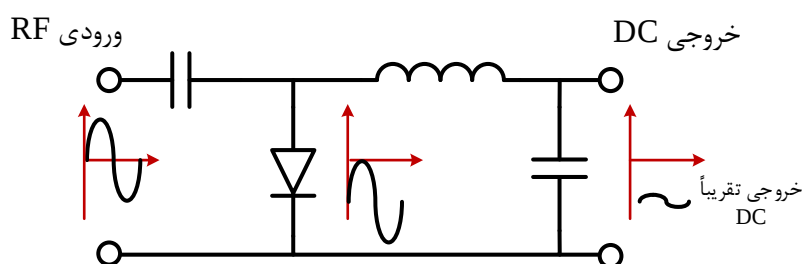
$$L_r = \frac{1}{\omega_0^2 C_r} \quad (۳۱-۴)$$



شکل ۴-۱۰: پیاده‌سازی رزوناتور المان فشرده LC به صورت خط $\lambda/4$ میکرواستریپ

به منظور پیاده‌سازی آشکارسازهای توان که در شکل ۴-۹ (الف) به هر دو رزوناتور تزویج یافته‌اند، می‌توان از آشکارسازهای قله^۱ مطابق با شکل ۴-۱۱ استفاده کرد. ابتدا مقدار متوسط سیگنال RF توسط یک مدار تغییر دهنده سطح DC، بسته به جهت دیود به اندازه دامنه سیگنال افزایش یا کاهش می‌یابد. سپس توسط یک فیلتر پایین‌گذر LC مؤلفه فرکانس بالای آن تضعیف و در نتیجه ولتاژی تقریباً DC به اندازه دامنه آن ایجاد می‌شود. همچنین در صورتی که از دیود با ولتاژ آستانه کم (حدود صفر) استفاده گردد، آشکارساز با بایاس صفر^۲ نامیده می‌شوند.

جهت سنجش میزان توان تداخل در ورودی فیلتر پیشنهادی، به علت متفاوت بودن امپدانس‌های منبع و آشکارساز، از یک کوپلر جهتی نامتقارن^۳ استفاده شده است. همچنین این کوپلر، یک کوپلر موج عقب‌رونده^۴ است. در شکل ۴-۱۲ کوپلر فوق به همراه شبکه خازنی معادل آن نشان داده شده است. جهت طراحی این کوپلرها ابتدا میزان ضریب کوپلینگ توان (k^2) مورد نیاز تعیین می‌شود. سپس ظرفیت‌های خازنی واحد طول



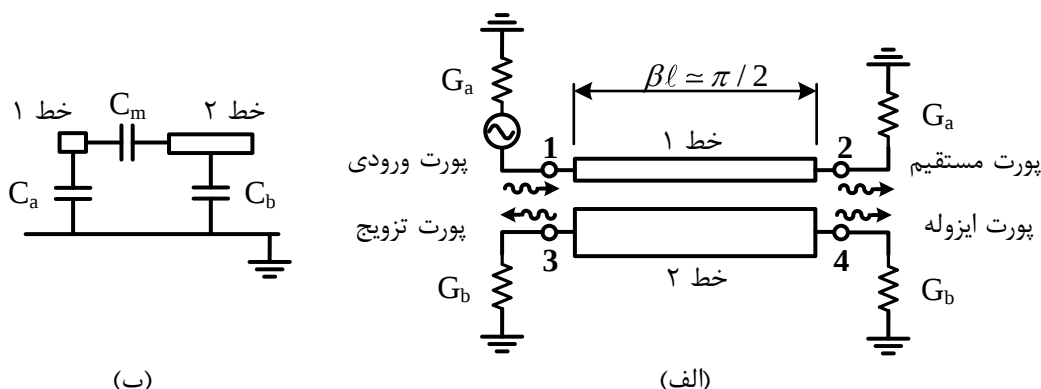
شکل ۴-۱۱: آشکارساز توان دیودی

^۱ Peak Detector

^۲ Zero Bias Detector (ZBD)

^۳ Asymmetric

^۴ Backward-Wave



شکل ۴-۱۲: (الف) کوپلر جهتی موج عقب‌رونده نامتقارن (ب) شبکه خازنی معادل [۵۴]

در مدل شکل ۴-۱۲ (ب) و ماتریس خازنی بین دو خط به ترتیب با استفاده از روابط (۴-۳۲) و (۴-۳۳) بدست می‌آیند. در نهایت با در نظر گرفتن یک نوع خط انتقال و یک زیرلایه، با استفاده از شبیه‌سازی EM می‌توان ابعاد فیزیکی خطوط را بدست آورد [۵۴].

$$\begin{aligned} \frac{C_a}{\epsilon_0 \epsilon_r} &= \frac{376.7(G_a - k\sqrt{G_a G_b})}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r} \sqrt{1-k^2}} \\ \frac{C_b}{\epsilon_0 \epsilon_r} &= \frac{376.7(G_b - k\sqrt{G_a G_b})}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r} \sqrt{1-k^2}} \\ \frac{C_m}{\epsilon_0 \epsilon_r} &= \frac{376.7k\sqrt{G_a G_b}}{\sqrt{\epsilon_0 \epsilon_r} \sqrt{1-k^2}} \end{aligned} \quad (4-32)$$

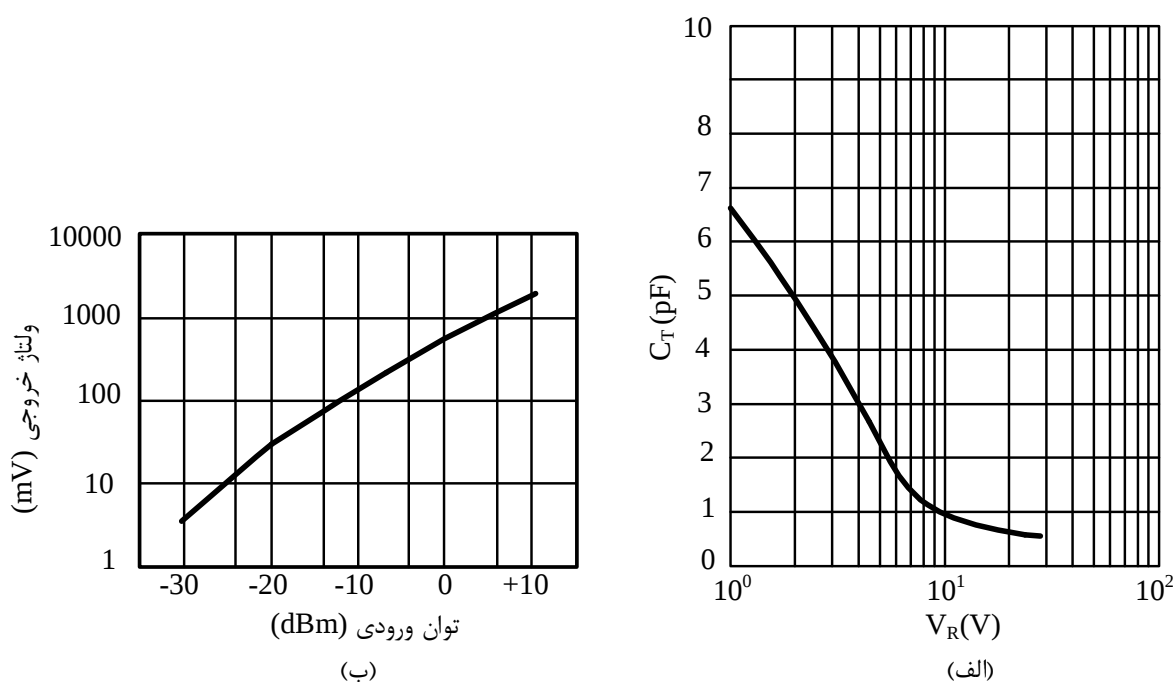
$$[C] = \begin{pmatrix} C_1 & C_{12} \\ C_{21} & C_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} C_a + C_m & -C_m \\ -C_m & C_b + C_m \end{pmatrix} \quad (4-33)$$

۴-۵ نتایج شبیه‌سازی ساختار پیشنهادی

در این بخش نتایج شبیه‌سازی طرح مورد نظر در محیط مومنتوم نرم افزار ADS ارائه شده است. جهت طراحی فیلتر پل T، ابتدا از روابط (۴-۱۷)، (۴-۱۹) و (۴-۲۰) برای طراحی فیلتر اولیه بالاگذر استفاده می‌شود. سپس با استفاده از تبدیل فرکانسی (۲-۳۸) و تبدیل امپدانس مرسوم، فیلتر اولیه بالاگذر به فیلتر میان‌نگذر تبدیل می‌شود. در نهایت برای پیاده‌سازی در خط انتقال میکرواستریپ، می‌توان از شکل ۴-۹ و همچنین

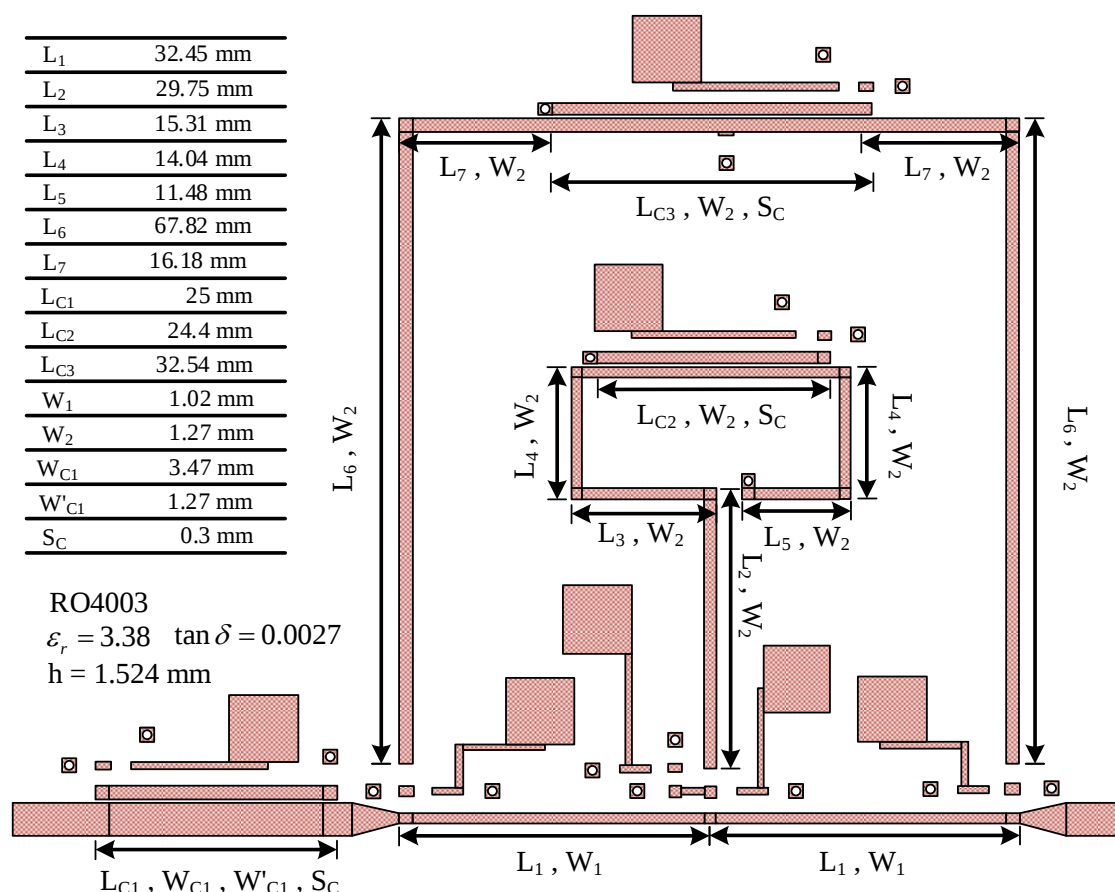
روابط (۴-۲۸) تا (۴-۳۱) استفاده کرد. در این تحقیق، از طراحی [۵۱] استفاده شده است و سپس طرح پیشنهادی به آن اعمال شده است.

به منظور پیاده‌سازی خازن‌های شکل ۴-۹(الف)، از مدل‌های اسپایس شرکت Murata استفاده شده است. جهت پیاده‌سازی سلف‌ها، از مدل‌های اسپایس شرکت Coilcraft استفاده شده است. همچنین برای دیودهای ورکتور و شاتکی به ترتیب سری BB857 از شرکت Infineon و سری SMS7621-079LF از شرکت Skyworks مورد استفاده قرار گرفته‌اند که مشخصه آنها در شکل ۴-۱۳ نشان داده شده است. دلایل استفاده از دیود ورکتور و شاتکی فوق به ترتیب ظرفیت خازنی مورد نیاز در محدوده تنظیم فرکانس مرکزی و ولتاژ آستانه کم برای آشکارسازی است. شکل ۴-۱۴ طرح لی‌اوت نهایی را نشان می‌دهد. زیرلایه مورد استفاده در این مدار، زیرلایه RO4003 از شرکت Rogers است. ابعاد لی‌اوت و مشخصات زیرلایه، در این شکل قابل مشاهده‌اند. جدول ۴-۱ نیز مقادیر خازن‌ها، سلف‌ها و مقاومت شکل ۴-۹(الف) را نشان می‌دهد.



شکل ۴-۱۳: مشخصه دیودهای مورد استفاده در فیلتر پیشنهادی (الف) مشخصه C-V دیود ورکتور BB857 (ب) ولتاژ

حاصل از آشکارساز با استفاده از دیود شاتکی SMS7621-079LF بر حسب توان ورودی



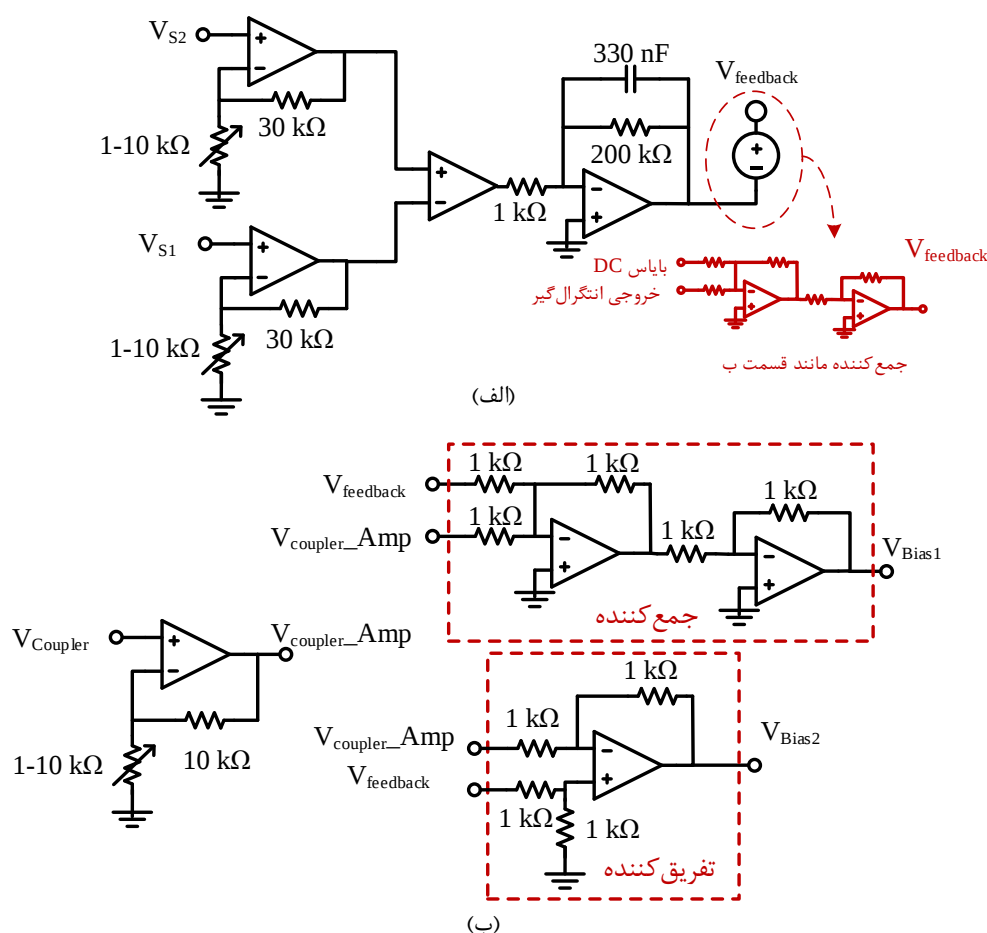
شکل ۴-۱۴: لی‌اوت نهایی فیلتر میکرواستریپ به همراه ابعاد و مشخصات زیرلایه

در شکل ۴-۱۴، ϵ_r ثابت دی‌الکتریک، $\tan \delta$ تانژانت تلفات و h ضخامت زیرلایه مورد استفاده است. باید دقت شود که طول و عرض خطوط مربوط به رزوناتورها مطابق با شکل ۴-۱۰ اهمیت دارند زیرا فرکانس تشدید را تعیین می‌کنند. همچنین ابعاد برخی خطوط، مانند خطوط مربوط به بایاس قطعات و یا محل قرار گرفتن قطعات نشان داده نشده است، زیرا در صورت انتخاب درست مقادیر سلف‌ها و خازن‌های بایاس، ابعاد این خطوط تأثیری بر عملکرد فیلتر نخواهند داشت.

جدول ۴-۱: مقادیر خازن‌ها، سلف‌ها و مقاومت مورد استفاده در فیلتر پیشنهادی

پارامتر	مقدار	پارامتر	مقدار
C_1	12 pF	C_T	6-25 pF
C_2	3.9 pF	L_1	100 nH
C_3	2.4 pF	L_2	470 nH
C_4	51 pF	R	84.5 Ω
C_5	100 pF		

به منظور پیاده‌سازی مدار فیدبک، می‌توان از شکل ۴-۱۵ (الف) استفاده کرد. در شکل ۴-۱۵ (الف) ابتدا ولتاژهای V_{S1} و V_{S2} توسط دو تقویت‌کننده ناوارون‌گر^۱ با بهره قابل تنظیم توسط پتانسیومتر (برای جبران خطاهای ناشی از تolerانس مقاومت‌ها و آفست آپ-امپ‌ها)، تقویت و سپس به یک مقایسه‌گر اعمال می‌شود. سپس خروجی مقایسه‌گر به یک انتگرال‌گیر اعمال و در نهایت با ولتاژ بایاس جمع می‌شود. جهت استفاده از ولتاژ تولید شده $V_{Coupler}$ در شکل ۴-۹ (الف)، می‌توان از یک تقویت‌کننده ناوارون‌گر با بهره قابل تنظیم و امپدانس ورودی بالا مطابق با شکل ۴-۱۵ (ب) استفاده کرد. همچنین پیاده‌سازی جمع‌کننده و تفریق‌کننده‌های شکل ۴-۸، در شکل ۴-۱۵ (ب) نشان داده شده است که در اینجا برای پیاده‌سازی عملی آنها از آپ-امپ‌های LM348N استفاده شده است.

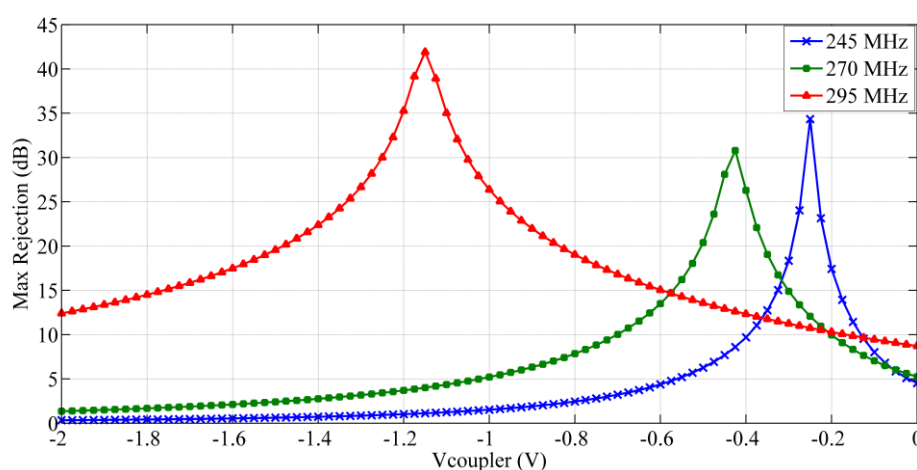


شکل ۴-۱۵: مدار فیدبک کنترلی (الف) تنظیم خودکار فرکانس مرکزی [۵۱] (ب) تنظیم خودکار میزان تضعیف

^۱ Non-Inverting Amplifier

در شکل ۴-۹ (الف)، خازن C_T یک خازن تریمر است که عمداً به ساختار فیلتر اضافه شده است تا با توجه به خطاهای فرآیند ساخت، فقط یکبار هنگام تست اولیه فیلتر جهت تنظیم میزان تضعیف فیلتر مورد استفاده قرار گیرد. در طرح پیشنهادی می‌توان این خازن را به گونه‌ای تنظیم کرد تا در صورت ضعیف بودن توان تداخل، فرکانس‌های تشدید دو رزوناتور تا حد امکان در نزدیکی هم قرار گیرند تا میزان تضعیف باند توقف فیلتر کمینه شود. باید توجه داشت بیش از اندازه نزدیک کردن این دو فرکانس به یکدیگر، می‌تواند موجب قرار گرفتن S_{31} و S_{41} بر روی هم شود و در نتیجه در روند مسیریابی تداخل مشکل ایجاد کند. با تغییر بهره تقویت‌کننده ناوارون‌گر شکل ۴-۱۵ (ب) می‌توان بیشینه میزان تضعیف باند توقف فیلتر را برای توان‌های مختلف، تغییر داد.

میزان تضعیف در فرکانس مرکزی فیلتر بر حسب ولتاژ خروجی تقویت‌کننده شکل ۴-۱۵ (ب)، برای سه فرکانس مرکزی ۲۴۵ مگاهرتز، ۲۷۰ مگاهرتز و ۲۹۵ مگاهرتز در شکل ۴-۱۶ نشان داده شده است. در اینجا مقدار خازن تریمر برابر با ۸ پیکوفاراد در نظر گرفته شده است. با توجه به مشخصه $C-V$ دیودهای ورکتور، با افزایش فرکانس مرکزی (کاهش ظرفیت دیود ورکتور) میزان ولتاژ مورد نیاز افزایش می‌یابد تا بتواند اختلاف مقادیر خازن‌ها را فراهم کند. با توجه به شکل در صورتی که ولتاژ اعمال شده به مدار جمع‌کننده و تفریق‌کننده



شکل

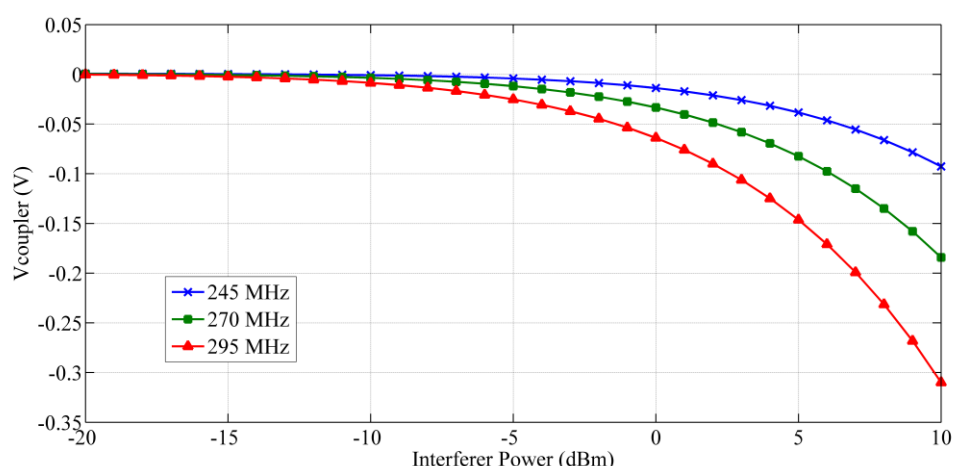
۴-۱۶: میزان تضعیف در فرکانس مرکزی بر حسب ولتاژ خروجی تقویت‌کننده شکل ۴-۱۵ (ب)

¹ Tolerance

از مقدار مورد نیاز بیشتر شود، پاسخ ناچ مرتبه ۲ به دو ناچ مرتبه ۱ تبدیل می‌شود و بنابراین میزان تضعیف در فرکانس مرکزی کاهش می‌یابد.

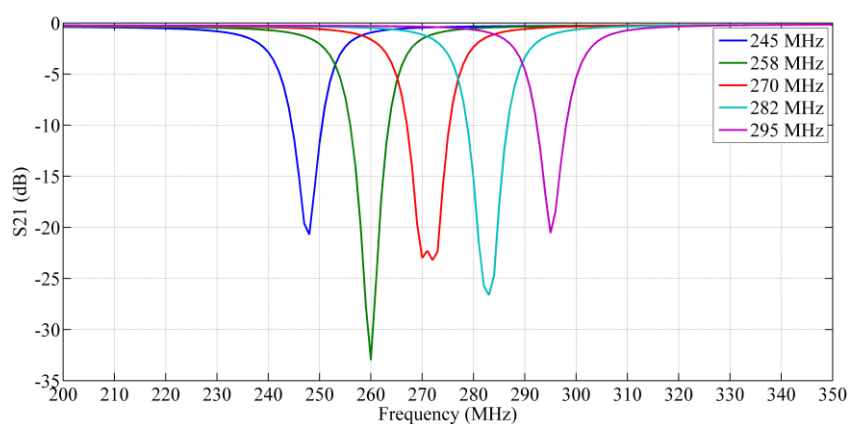
ولتاژ V_{coupler} شکل ۴-۹ (الف) بر حسب میزان توان تداخل در سه فرکانس مرکزی ۲۴۵ مگاهرتز، ۲۷۰ مگاهرتز و ۲۹۵ مگاهرتز در شکل ۴-۱۷ نشان داده شده است. با توجه به اینکه مدار آشکارساز شامل راکتانس‌های سلفی و خازنی است، با تغییر فرکانس امپدانس آشکارساز تغییر می‌کند. در شکل ۴-۱۶ ملاحظه می‌شود که در فرکانس‌های مرکزی بالاتر مانند ۲۹۵ مگاهرتز (ظرفیت خازنی کمتر و رکتور)، نیاز به ولتاژ بیشتری جهت افزایش میزان تضعیف است که دلیل آن غیرخطی بودن مشخصه رکتور مطابق با شکل ۴-۱۳ (الف) است. بنابراین با انتخاب صحیح مقادیر سلف و خازن، فرکانس تشدید آشکارساز به گونه‌ای انتخاب می‌شود که با افزایش فرکانس تداخل میزان تطبیق امپدانس بین خط انتقال و مدار آشکارساز بیشتر شود و در نتیجه ولتاژ بیشتری بدست آید. سپس این ولتاژ توسط تقویت‌کننده ناوارون‌گر شکل ۴-۱۵ (ب) تقویت می‌شود تا ولتاژ مورد نیاز شکل ۴-۱۶ ایجاد شود.

شکل ۴-۱۸ پارامترهای S فیلتر پیشنهادی برای سوئیپ فرکانسی تداخل با توان برابر با ۵ dBm، در فرکانس‌های ۲۴۵، ۲۵۸، ۲۷۰، ۲۸۲ و ۲۹۵ مگاهرتز را نشان می‌دهد. در اینجا مقدار ظرفیت خازن C_T برابر

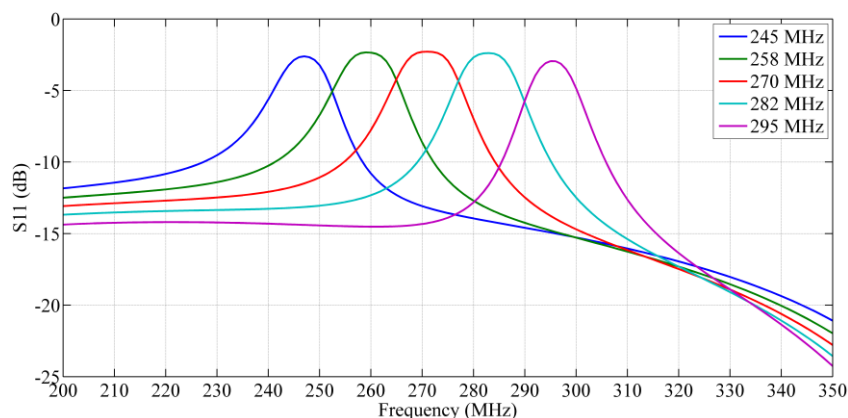


شکل ۴-۱۷: ولتاژ V_{coupler} بر حسب توان تداخل

با ۸ پیکوفاراد و بهره تقویت‌کننده ناوارون‌گر برابر با ۶ در نظر گرفته شده‌اند. همانطور که در این شکل ملاحظه می‌شود این فیلتر قابلیت ردیابی فرکانسی تداخل را در بازه فرکانسی ۲۴۵ تا ۲۹۵ مگاهرتز را دارد. در صورتی که مقدار بهره تقویت‌کننده کمتر از ۶ انتخاب شود، میزان تضعیف فرکانس مرکزی در وسط محدوده تنظیم (۲۷۰ مگاهرتز) بیشتر می‌شود اما این میزان در ابتدا و انتهای محدوده تنظیم از ۲۰ dB کمتر می‌شود. بنابراین در اینجا مقدار بهره به گونه‌ای انتخاب شده است تا در سراسر محدوده تنظیم، حداقل میزان تضعیف ۲۰ dB باشد. همچنین دلیل تغییرات میزان تضعیف در شکل فوق، رفتار غیرخطی و رکتورها با ولتاژ بایاس است.



(الف)



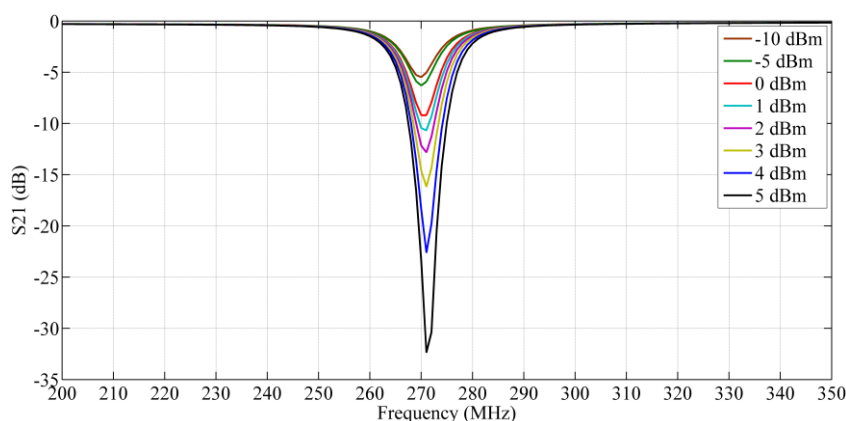
(ب)

شکل ۴-۱۸: پارامترهای S فیلتر برای سوئیچ فرکانسی تداخل با توان ۵ dBm در فرکانس‌های ۲۴۵، ۲۵۸، ۲۷۰، ۲۸۲ و ۲۹۵

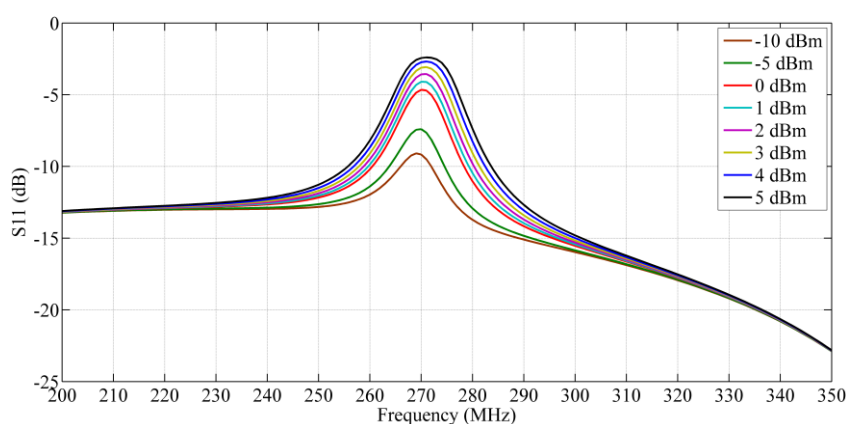
مگاهرتز (الف) S₂₁ (ب) S₁₁

با توجه به شکل ۴-۱۸ و شبیه‌سازی‌های متعدد، فرکانس مرکزی ناچ ممکن است حداکثر ۲ مگاهرتز خطا داشته باشد. این خطا می‌تواند به علت وجود خطا در مدار فیدبک باشد و در فرکانس‌های مرکزی پایین‌تر (ظرفیت خازنی بیشتر و رکتور) بیشتر نمایان شود. همچنین در باند عبور تمام نمودارهای فوق، میزان S_{11} از -10 dB کمتر است که قابل قبول می‌باشد. البته با اعمال بهینه‌سازی بر مدار می‌توان به مقادیر بهتر نیز دست یافت.

پارامترهای S فیلتر برای سوئیچ توان یک تداخل با فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز (در توان‌های -10 ، -5 ، 0 ، 1 ، 2 ، 3 ، 4 ، 5 dBm)



(الف)



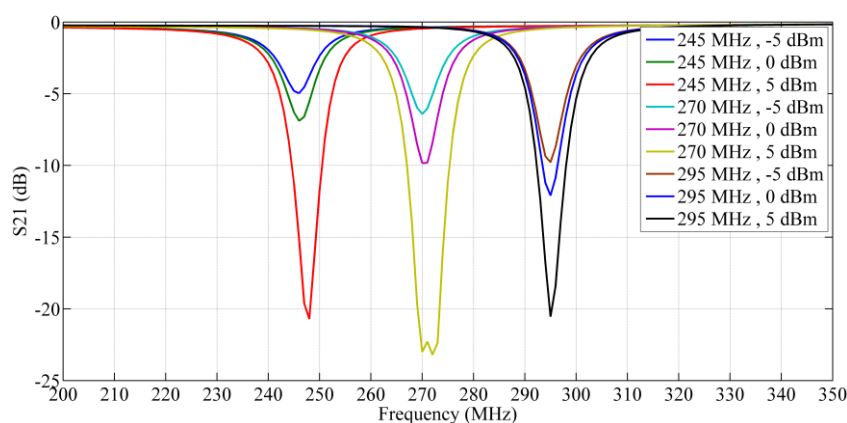
(ب)

شکل ۴-۱۹: پارامترهای S فیلتر پیشنهادی در حضور یک تداخل با فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز و توان‌های -10 ، -5 ، 0 ، 1 ، 2 ، 3 ، 4 ، 5 dBm

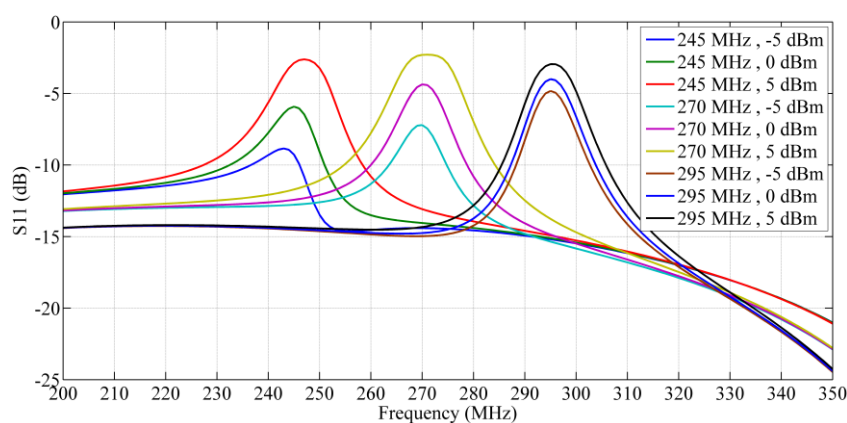
۳، ۴ و ۵ dBm (الف) S_{21} (ب) S_{11}

۲، ۳، ۴ و ۵ dBm) در شکل ۴-۱۹ نشان داده شده‌اند. مقادیر C_T و بهره تقویت‌کننده ناوارون‌گر به ترتیب ۸ پیکوفاراد و ۴/۵ در نظر گرفته شده‌اند. همانطور که در این شکل ملاحظه می‌شود میزان تضعیف باند توقف فیلتر به صورت خودکار با افزایش توان تداخل، افزایش می‌یابد.

شکل ۴-۲۰ پارامترهای S فیلتر را برای هر دو حالت سوئیچ فرکانس و توان تداخل نشان می‌دهد. در این شکل پارامترهای S برای سه فرکانس ابتدا، وسط و انتهای محدوده تنظیم (یعنی فرکانس‌های ۲۴۵، ۲۷۰ و ۲۹۵



(الف)



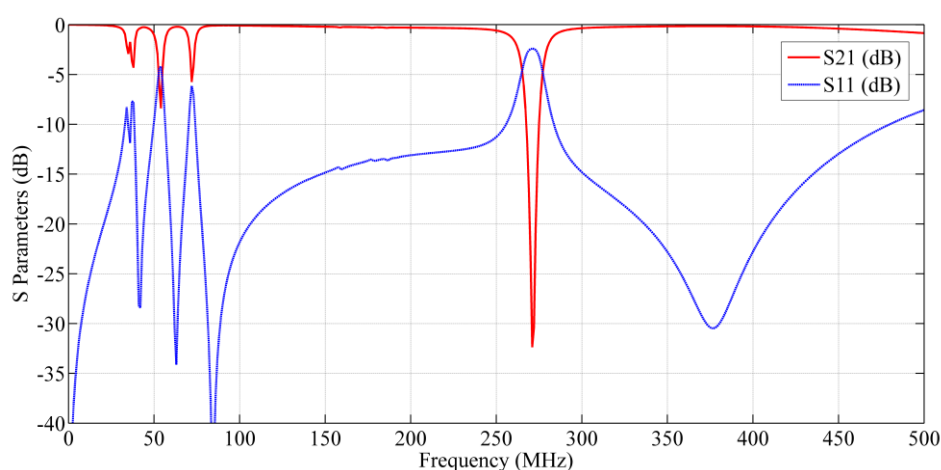
(ب)

شکل ۴-۲۰: پارامترهای S برای سوئیچ فرکانس‌های ۲۴۵، ۲۷۰ و ۲۹۵ مگاهرتز و توان‌های ۵، ۰ و -۵ dBm تداخل

(الف) S_{21} (ب) S_{11}

۲۹۰ مگاهرتز) و سه سطح از توان تداخل (۵، ۰ و ۵ dBm) نشان داده شده است. بدیهی است که برای مقادیری بین مقادیر مذکور نیز پاسخ فیلتر مطلوب خواهد بود. مقادیر C_T و بهره تقویت‌کننده ناوارون‌گر نیز به ترتیب ۸ پیکوفاراد و ۶ در نظر گرفته شده‌اند. لازم به ذکر است دلیل تغییر بهره تقویت‌کننده ناوارون‌گر این است که در شرایطی که فقط یک مشخصه تداخل (فرکانس مرکزی یا توان آن) تغییر کند و دیگری ثابت باشد، پاسخ فیلتر پیشنهادی بهینه باشد.

پاسخ پهن باند فیلتر از dc تا فرکانس ۵۰۰ مگاهرتز در شکل ۴-۲۱ نشان داده شده است. با توجه به این شکل، فیلتر فوق در محدوده وسیعی از این باند فرکانسی دارای پاسخی میان‌گذر است. در فرکانس‌های بالاتر از ۵۰۰ مگاهرتز و در هارمونی‌های دوم و سوم تداخل، میزان تضعیف افزایش می‌یابد و پاسخ‌های جعلی مرتبه دوم و سوم فیلتر نمایان می‌شوند. روش‌هایی جهت حذف پاسخ‌های جعلی در فیلترهای میان‌گذر ارائه شده‌اند که به عنوان مثال می‌توان به [۲۲] اشاره کرد. همچنین در فرکانس‌های نزدیک به ۵۰ مگاهرتز، چندین پاسخ جعلی وجود دارد که ناشی از تشدید در کوپلرها است. در صورتی که مقادیر سلف و خازن‌های موجود در کوپلرها به درستی انتخاب نشوند، این پاسخ‌ها می‌توانند در نزدیکی فرکانس ناچ واقع شوند و در عملکرد فیلتر اختلال ایجاد کنند.

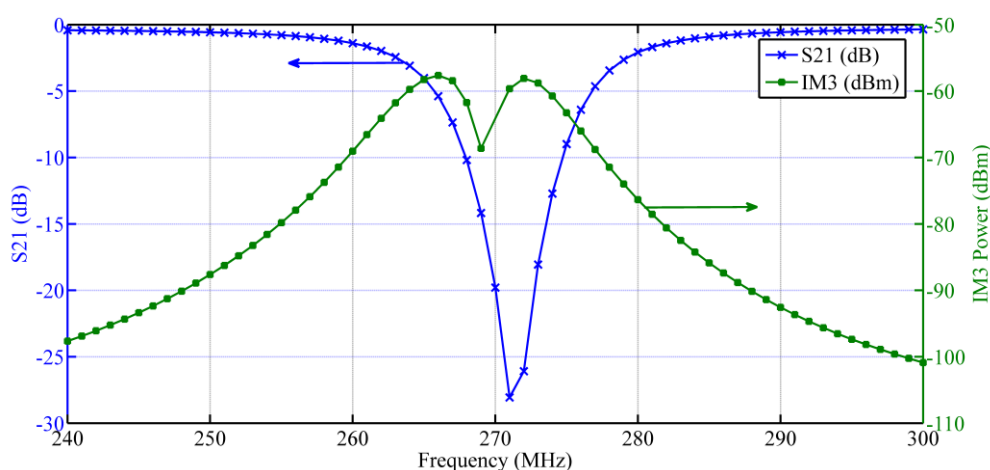


شکل ۴-

۲۱: پاسخ پهن باند فیلتر شامل پارامترهای S_{11} و S_{21}

در صورت وجود سیگنال بزرگ در ورودی یک مدار فعال، امکان ایجاد تداخل و افزایش ناخطی‌گی وجود دارد. در این صورت در خروجی فرکانس‌هایی وجود خواهد داشت که ترکیبی از مؤلفه‌های فرکانسی تون‌های^۱ ورودی خواهند بود. علاوه بر هارمونی‌های تون‌های ورودی، مدولاسیون تداخلی نیز رخ می‌دهد. در بین مؤلفه‌های مدولاسیون تداخلی، آنهایی که دارای مرتبه پایین‌تر هستند مانند مدولاسیون تداخلی مرتبه سوم (IM3) اهمیت زیادی دارند زیرا دامنه بیشتری دارند و به تون‌های ورودی نزدیک‌تر هستند. بنابراین نمی‌توان به سادگی آنها را به کمک فیلترها تضعیف نمود. شکل ۴-۲۲ میزان توان IM3 در خروجی فیلتر فوق را نشان می‌دهد. در اینجا یک تون سیگنال بزرگ با توان ۵ dBm (تداخل) در فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز و یک تون سیگنال کوچک با توان ۲۰ dBm با سوئیپ فرکانسی از فرکانس ۲۴۰ مگاهرتز تا ۳۰۰ مگاهرتز به ورودی فیلتر اعمال شده‌اند. با توجه به شکل ۴-۲۲ حداکثر توان IM3 حدود ۶۰ dBm- است و در نتیجه توان آن به میزانی کمتر از سیگنال مورد نظر است که تداخلی ایجاد نمی‌کند. همچنین در عمل با توجه میزان نویز محیط، توان‌های کمتر از ۷۰ dBm- ممکن است پایین‌تر از کف نویز قرار گیرند و قابل مشاهده نباشند.

پاسخ تأخیر گروه فیلتر پیشنهادی در برابر تداخل با فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز و توان‌های ۱۰- و ۵ dBm در

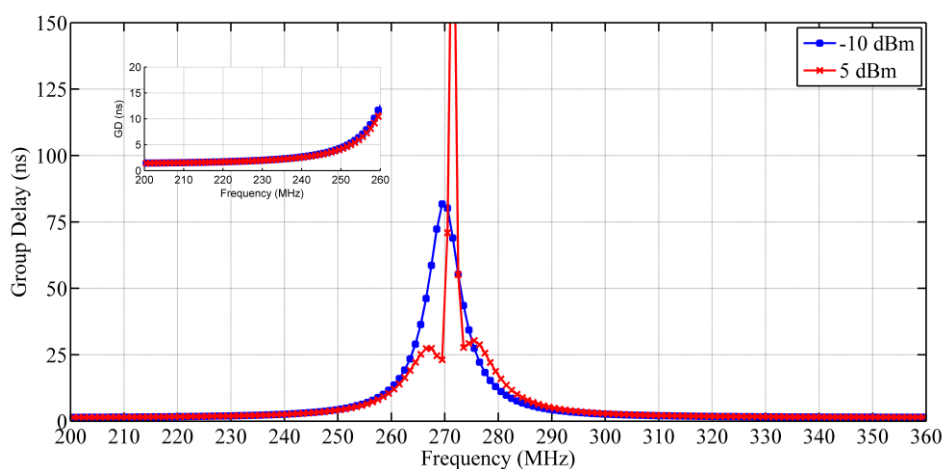


شکل ۴-۲۲: میزان توان IM3 در خروجی فیلتر با وجود یک تداخل با توان ۵ dBm در فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز و سوئیپ فرکانسی یک تون با توان ۲۰ dBm-

^۱ Tone

شکل ۴-۲۳ نشان داده شده است. همانطور که در شکل مشاهده می‌شود، تأخیر گروهی فیلتر در باند عبور تغییرات زیادی ندارد که نشان می‌دهد پاسخ فاز فیلتر مناسب است. همچنین باید توجه داشت که بسته به کاربرد، این میزان تأخیر گروه می‌تواند مطلوب و یا نامطلوب باشد. بنابراین در کاربردهایی که پاسخ فاز فیلتر بسیار اهمیت دارد، بهتر است از فیلترهایی استفاده شود که پاسخ فاز بهینه‌ای داشته باشند.

خلاصه عملکرد فیلتر پیشنهادی و مقایسه آن با تحقیقات گذشته در جدول ۴-۲ قابل مشاهده است. با توجه به جدول، فیلتر پیشنهادی علاوه بر ردیابی خودکار تداخل RF، قادر به تنظیم خودکار میزان تضعیف با تغییر توان تداخل می‌باشد. بنابراین در صورتی که تداخل وجود نداشته باشد، میزان تضعیف کاهش می‌یابد تا طیف سیگنال اصلی تغییر چندانی نکند. همچنین فیلتر پیشنهادی در مقایسه با محدودکننده‌های مبتنی بر مالتی‌پلکسرها مانند مرجع [۴۹]، می‌تواند اندازه کوچکتری داشته باشد.



شکل ۴-۲۳: پاسخ تأخیر گروه فیلتر پیشنهادی در برابر تداخل با فرکانس ۲۷۰ مگاهرتز و سطوح توان -۱۰ و ۵ dBm

جدول ۴-۲: مقایسه پارامترهای فیلتر پیشنهادی با تحقیقات گذشته

نوع تنظیم و	محدوده توانی (توان)	محدوده فرکانسی	قابلیت تنظیم	قابلیت تنظیم	فناوری مورد	ساختار	مرجع
المان تنظیم-کننده	تداخل (تنظیم خودکار (dBm)	تنظیم خودکار (MHZ)	خودکار میزان تضعیف	خودکار فرکانس مرکزی	استفاده		
P-i-n / پیوسته	< ۳۸	۱۲۸۵-۹۸۵	✓	✓	خط نواری معلق	FSL	[۴۹] FSL مبتنی بر مالتی پلکسر
پیوسته / ورکتور	—	۳۰۴-۲۵۱	—	✓	مایکرواستریپ	پل T	فیلتر ردیاب سیگنال [۵۱]
پیوسته / ورکتور	< ۱۵	—	✓	—	مایکرواستریپ	پل T	فیلتر فعال شونده با توان [۵۱] RF
گسسته / شانکی	آستانه توان ۱۵ (dBm)	—	✓	—	خط نواری معلق	پل T	فیلتر میان‌گذر-تمام‌گذر [۵۲]
پیوسته / ورکتور	< ۵	۲۹۵-۲۴۵	✓	✓	مایکرواستریپ	پل T	فیلتر پیشنهادی

فصل پنجم

جمع‌بندی و پیشنهادهایی برای

کارهای آینده

۵-۱ جمع‌بندی

در این پژوهش یک فیلتر میان‌نگذر وابسته به توان (PDBSF) با قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی و میزان تضعیف باند توقف متناسب با توان RF ورودی، جهت ردیابی تداخل داخل باند و تضعیف آن ارائه شده است. فیلتر فوق جهت جلوگیری از اشباع شدن گیرنده‌ها در حضور تداخل RF مورد استفاده قرار می‌گیرد. در این پایان‌نامه از ساختار پل T در پیاده‌سازی فیلتر در خط انتقال میکرواستریپ استفاده شده است. این ساختار می‌تواند تحت شرایطی پاسخ تمام‌گذر و یا میان‌نگذر داشته باشد. با اضافه کردن یک فیدبک کنترلی به این ساختار می‌توان یک فیلتر میان‌نگذر با قابلیت ردیابی تداخل ایجاد کرد. همچنین با اضافه کردن یک کوپلر در ورودی فیلتر و اعمال ولتاژ بدست آمده از آن به صورت تفاضلی به دو رزوناتور به کمک جمع‌کننده و تفریق‌کننده آپ-امپی، می‌توان میزان تضعیف باند توقف فیلتر را به صورت خودکار و بدون تغییر در فرکانس مرکزی تنظیم کرد. نتایج شبیه‌سازی، مطلوب بودن عملکرد فیلتر را در برابر تداخل‌هایی با محدوده فرکانسی ۲۴۵ تا ۲۹۵ مگاهرتز و محدوده توانی ۲۰- تا ۵ dBm تأیید می‌کند. همچنین در صورت استفاده از ورکتور با محدوده ظرفیتی بیشتر و با تغییر بهره تقویت‌کننده در خروجی کوپلر می‌توان به ترتیب محدوده پوشش فرکانس و توان ورودی را تغییر داد.

با توجه به قابلیت تنظیم خودکار فرکانس مرکزی و میزان تضعیف، فیلتر فوق می‌تواند در موارد زیر به کار رود:

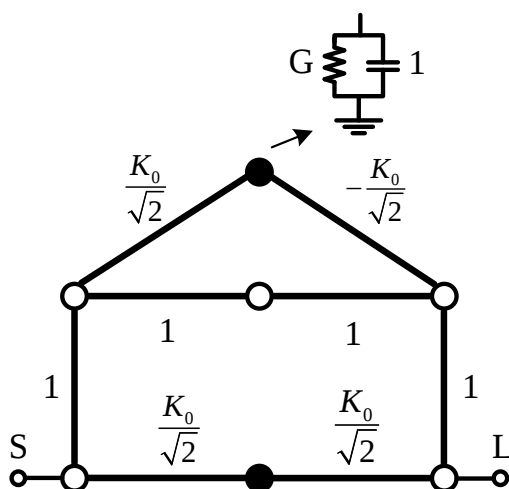
- تداخل با فرکانس متغیر و توان ثابت
- تداخل با فرکانس ثابت و توان متغیر
- تداخل با فرکانس و توان متغیر

در هر یک از موارد فوق، بهره تقویت‌کننده می‌تواند به گونه‌ای انتخاب شود تا میزان تضعیف بهینه شود تا فیلتر بتواند به خوبی تداخل را تضعیف کند.

۵-۲ پیشنهاد برای تحقیقات آینده

با پیشرفت روزافزون سیستم‌های مخابراتی و افزایش کاربران سیستم‌های بی‌سیم و شلوغ بودن باندهای فرکانسی، فیلترها باید بتوانند بهترین عملکرد را در یک سیستم ارائه دهند. از جمله چالش‌های طراحی فیلترهای میان‌گذر می‌توان به قابلیت تنظیم فرکانس مرکزی و پهنای باند فیلتر، حذف پاسخ‌های جعلی مرتبه دوم و سوم، ایجاد پاسخ‌هایی با چندین باند میان‌گذر و ... اشاره کرد. همچنین جهت ادامه تحقیقات در زمینه فیلترهای میان‌گذر وابسته به توان، موارد زیر به پژوهشگران پیشنهاد می‌شود:

- با توجه به اینکه در طبقه قبل PDBSFها باید یک فیلتر میان‌گذر قرار گیرد تا مانع ورود تداخل‌های خارج از باند گیرنده به فیلتر میان‌گذر شود، استفاده از یک ساختار فیلتر چند منظوره که دارای پاسخی میان‌گذر به همراه ناچ‌های داخل باند وابسته به توان باشد، می‌تواند کاربردی باشد.
- از جمله ساختارهای تمام‌گذر که در تحقیقات اخیر ارائه شده‌اند می‌توان به دومین ساختاری که در [۳۲] ارائه شده است، اشاره کرد. فیلتر اولیه تمام‌گذر این ساختار در شکل ۵-۱ نشان داده شده است. با استفاده از تحلیل مدهای زوج و فرد می‌توان پارامترهای S ساختار را بدست آورد و سپس شرط میان‌گذر بودن را بر آن اعمال کرد. در نهایت به کمک آن یک PDBSF را پیاده‌سازی کرد و با ساختار پل T مقایسه کرد.



شکل ۵-۱: فیلتر اولیه تمام‌گذر [۳۲]

- از آنجایی که مدار فیدبک تأثیر زیادی بر عملکرد فیلتر دارد، تحلیل و مشخصه‌یابی فیلتر فوق در حوزه زمان می‌تواند به درک بهتر از آن و توسعه آن برای کاربردهای دیگر کمک کند.
- در صورتی که چند تداخل داخل باند وجود داشته باشد، فیلتر فوق عملکرد خوبی ندارد. با اضافه کردن قابلیت تضعیف چندین تداخل داخل باند به صورت خودکار به کمک چندین PDBSF می‌توان چنین مشکلی را مرتفع نمود. البته اندازه مدار می‌تواند چالش اصلی در طراحی چنین ساختاری باشد.

پیوست آ

جهت طراحی مدار و پیاده‌سازی آن بر خط انتقال میکرواستریپ، نیاز به دانستن روابط موجود بین پارامترهای الکتریکی و فیزیکی خط انتقال میکرواستریپ است. در این پیوست به خط انتقال میکرواستریپ و روابط بین پارامترهای آن پرداخته می‌شود.

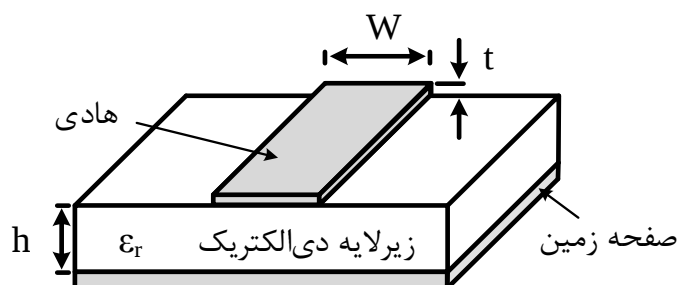
خط انتقال میکرواستریپ مطابق با شکل آ-۱ شامل پارامترهای فیزیکی مانند ثابت دی‌الکتریک نسبی زیرلایه (ϵ_r)، ضخامت زیرلایه (h)، عرض خط (W) و ضخامت خط (t) می‌باشد. به منظور پیاده‌سازی یک طرح در خط انتقال میکرواستریپ، باید از پارامترهای الکتریکی نظیر امپدانس مشخصه (Z_c) و طول الکتریکی (θ) استفاده شود. بنابراین باید از روابطی جهت تبدیل پارامترهای فیزیکی به الکتریکی و برعکس استفاده کرد. در صورتی که نیاز به بدست آوردن پارامترهای الکتریکی باشد و پارامترهای فیزیکی را داشته باشیم، می‌توان از روابط (آ-۱) تا (آ-۶) استفاده کرد [۲].

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{u}\right)^{-ab} \quad (\text{آ-۱})$$

$$Z_c = \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left[\frac{F}{u} + \sqrt{1 + \left(\frac{2}{u}\right)^2} \right] \quad (\text{آ-۲})$$

که $u=W/h$ ، η که امپدانس موج در فضای آزاد است برابر است با 120π اهم و a ، b و F از طریق روابط (آ-۳) تا (آ-۵) قابل محاسبه‌اند.

$$a = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{u^4 + \left(\frac{u}{52}\right)^2}{u^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{u}{18.1}\right)^3 \right] \quad (\text{آ-۳})$$



شکل آ-۱: خط انتقال میکرواستریپ و پارامترهای فیزیکی آن [۲]

$$b = 0.564 \left(\frac{\epsilon_r - 0.9}{\epsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (\text{آ-۴})$$

$$F = 6 + (2\pi - 6) \exp \left[- \left(\frac{30.666}{u} \right)^{0.7528} \right] \quad (\text{آ-۵})$$

دقت مدل فوق برای $Z_c \sqrt{\epsilon_{re}}$ و u کمتر از ۱ بهتر از ۰/۰۱ درصد است و برای u کمتر از ۱۰۰۰ حدود ۰/۰۳ درصد است. پس از بدست آمدن ثابت دی‌الکتریک نسبی مؤثر (ϵ_{re})، می‌توان طول موج هدایت شده (λ_g) و درنهایت طول الکتریکی (θ) را مطابق با رابطه (آ-۶) بدست آورد.

$$\begin{cases} \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \\ \beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \\ \theta = \beta \ell \end{cases} \quad (\text{آ-۶})$$

جهت سنتز و بدست آوردن ابعاد فیزیکی خطوط با استفاده از پارامترهای الکتریکی، نیز می‌توان از روابط (آ-۷) و (آ-۸) به ترتیب برای $W/h \leq 2$ و $W/h \geq 2$ استفاده کرد [۲]. بنابراین با داشتن یک زیرلایه با ضخامت مشخص، عرض خط بدست می‌آید. دقت این مدل بهتر از ۱ درصد است.

$$\begin{cases} \frac{W}{h} = \frac{8 \exp(A)}{\exp(2A) - 2} \\ A = \frac{Z_c}{60} \left\{ \frac{\epsilon_r + 1}{2} \right\}^{0.5} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left\{ 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right\} \end{cases} \quad (\text{آ-۷})$$

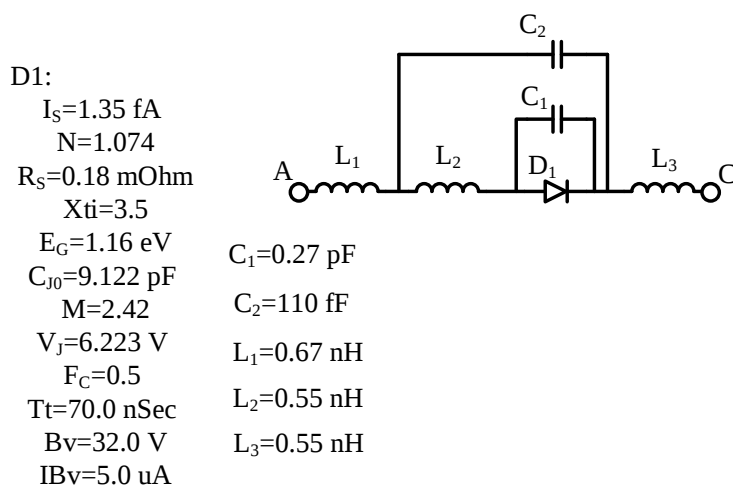
$$\begin{cases} \frac{W}{h} = \frac{2}{\pi} \left\{ (B-1) - \ln(2B-1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\varepsilon_r} \left[\ln(B-1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right] \right\} \\ B = \frac{60\pi^2}{Z_c \sqrt{\varepsilon_r}} \end{cases} \quad (\text{آ-۸})$$

در عمل می‌توان از محاسبه‌گرهایی نظیر TxLine و یا LineCalc نیز استفاده کرد.

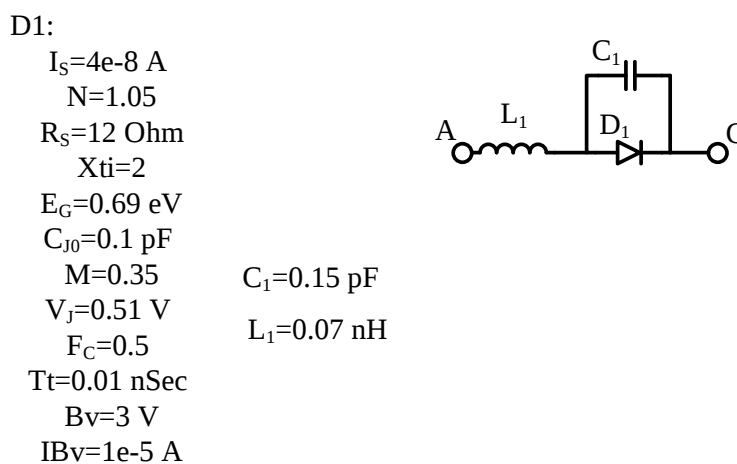
پیوست ب

در این پیوست مدل‌های اسپایس دیود ورکتور Infineon BB857 و دیود شاتکی SMS7621-079LF از شرکت Skyworks جهت شبیه‌سازی در نرم‌افزار ADS ارائه شده است.

دیود ورکتور Infineon BB857 :



دیود شاتکی Skyworks SMS7621-079LF :



مراجع

- [1] K. Chang, *RF and microwave wireless systems*, John Wiley & Sons, 2004.
- [2] J.-S. G. Hong and M. J. Lancaster, *Microstrip filters for RF/microwave applications*, John Wiley & Sons, 2004.
- [3] D. M. Pozar, *Microwave engineering*. John Wiley & Sons, 2009.
- [4] B. Razavi, *RF microelectronics*, Edition. 2. Prentice hall New Jersey, 1998.
- [5] P. Pramanick and P. Bhartia, *Modern RF and microwave filter design*. Artech House, 2016.
- [6] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures, Artech House," *Inc., Dedham, MA*, 1980.
- [7] I. Hunter, *Theory and design of microwave filters*, no. 48. Iet, 2001.
- [8] D. Schlichthärle, *Digital Filters: Basics and Design*. Springer Science & Business Media, 2011.
- [9] P. Jarry and J. Beneat, *Advanced design techniques and realizations of microwave and RF filters*. Wiley Online Library, 2008.
- [10] R. J. Cameron, C. M. Kudsia, and R. R. Mansour, *Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications*. John Wiley & Sons, 2018.
- [11] E. M. T. Jones, L. Young, and G. L. Matthaei, "Microwave band-stop filters with narrow stop bands," *IRE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 10, no. 6, pp. 416–427, 1962.
- [12] I. C. Hunter and J. D. Rhodes, "Electronically tunable microwave bandstop filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 30, no. 9, pp. 1361–1367, 1982.
- [13] B. M. Schiffman and G. L. Matthaei, "Exact design of band-stop microwave filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 12, no. 1, pp. 6–15, 1964.
- [14] R. N. Bates, "Design of microstrip spur-line band-stop filters," *IEE J. Microwaves, Opt.*

-
- Acoust.*, vol. 1, no. 6, pp. 209–214, 1977.
- [15] H. G. Alrwuili and T. S. Kalkur, “A tunable microstrip bandstop filter using compact spiral folded spurline for RF microwave systems,” in *2018 International Applied Computational Electromagnetics Society Symposium (ACES)*, pp. 1–2, 2018.
 - [16] H. C. Bell, “L-resonator bandstop filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 12, pp. 2669–2672, 1996.
 - [17] W.-H. Tu and K. Chang, “Compact microstrip bandstop filter using open stub and spurline,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 15, no. 4, pp. 268–270, 2005.
 - [18] W.-H. Tu and K. Chang, “Compact second harmonic-suppressed bandstop and bandpass filters using open stubs,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 6, pp. 2497–2502, 2006.
 - [19] R. J. Cameron, “Advanced coupling matrix synthesis techniques for microwave filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 1–10, 2003.
 - [20] S. Amari and U. Rosenberg, “Direct synthesis of a new class of bandstop filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 2, pp. 607–616, 2004.
 - [21] S. Amari and U. Rosenberg, “A universal building block for advanced modular design of microwave filters,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 13, no. 12, pp. 541–543, 2003.
 - [22] A. C. Guyette, “Design of fixed-and varactor-tuned bandstop filters with spurious suppression,” in *The 40th European Microwave Conference*, pp. 288–291, 2010.
 - [23] A. C. Guyette, “Varactor-tuned bandstop filters with tunable center frequency and bandwidth,” in *2010 IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems*, pp. 1–4, 2010.
 - [24] A. C. Guyette, “Intrinsically switched varactor-tuned filters and filter banks,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 4, pp. 1044–1056, 2012.
 - [25] A. Guyette, “Controlled agility: Frequency-agile planar filters with advanced features,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 5, pp. 32–42, 2014.
 - [26] A. C. Guyette and E. J. Naglich, “Short-through-line bandstop filters using dual-coupled

-
- resonators,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 2, pp. 459–466, 2015.
- [27] D. R. Jachowski, “Passive enhancement of resonator Q in microwave notch filters,” in *2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IEEE Cat. No. 04CH37535)*, vol. 3, pp. 1315–1318, 2004.
- [28] D. R. Jachowski, “Compact, frequency-agile, absorptive bandstop filters,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 4–pp, 2005.
- [29] A. C. Guyette, I. C. Hunter, R. D. Pollard, and D. R. Jachowski, “Perfectly-matched bandstop filters using lossy resonators,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 517–520, 2005.
- [30] I. Hunter, A. Guyette, and R. D. Pollard, “Passive microwave receive filter networks using low-Q resonators,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 6, no. 3, pp. 46–53, 2005.
- [31] D. R. Jachowski and C. Rauscher, “Frequency-agile bandstop filter with tunable attenuation,” in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 649–652, 2009.
- [32] A. C. Guyette, I. C. Hunter, and R. D. Pollard, “Design of absorptive microwave filters using allpass networks in a parallel-cascade configuration,” in *2009 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 733–736, 2009.
- [33] D. R. Jachowski and A. C. Guyette, “Sub-octave-tunable microstrip notch filter,” in *2009 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp. 99–102, 2009.
- [34] R. Gómez-García, J.-M. Muñoz-Ferreras, and D. Psychogiou, “Symmetrical quasi-reflectionless BSFs,” *IEEE Microw. Wirel. Components Lett.*, vol. 28, no. 4, pp. 302–304, 2018.
- [35] D. Psychogiou, R. Gomez-Garcia, and D. Peroulis, “Signal-interference bandpass filters with dynamic in-band interference suppression,” in *2016 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pp. 80–83, 2016.
- [36] D. Psychogiou, R. Gómez-García, and D. Peroulis, “Wide-passband filters with in-band tunable notches for agile multi-interference suppression in broad-band antenna systems,” in *2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS)*, pp. 213–216, 2018.
- [37] R. Gomez-Garcia and J. I. Alonso, “Design of sharp-rejection and low-loss wide-band

-
- planar filters using signal-interference techniques,” *IEEE Microw. Wirel. components Lett.*, vol. 15, no. 8, pp. 530–532, 2005.
- [38] D. Psychogiou, R. Gómez-Garcia, and D. Peroulis, “Fully adaptive multiband bandstop filtering sections and their application to multifunctional components,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 12, pp. 4405–4418, 2016.
- [39] D. Psychogiou, R. Gómez-Garcia, and D. Peroulis, “RF wide-band bandpass filter with dynamic in-band multi-interference suppression capability,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 65, no. 7, pp. 898–902, 2017.
- [40] R. Gomez-Garcia and A. C. Guyette, “Reconfigurable multi-band microwave filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 4, pp. 1294–1307, 2015.
- [41] J. D. Rhodes, “Switched bandstop filters,” *Int. J. circuit theory Appl.*, vol. 22, no. 2, pp. 107–120, 1994.
- [42] E. J. Naglich, J. Lee, D. Peroulis, and W. J. Chappell, “Switchless tunable bandstop-to-all-pass reconfigurable filter,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 5, pp. 1258–1265, 2012.
- [43] S. Shin, A. C. Guyette, and E. J. Naglich, “Low-loss self-switching bandstop filter,” in *2016 46th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 882–885, 2016.
- [44] N. J. Brown, “Design concepts for high-power PIN diode limiting,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 15, no. 12, pp. 732–742, 1967.
- [45] J. D. Adam and S. N. Stitzer, “Frequency selective limiters for high dynamic range microwave receivers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 41, no. 12, pp. 2227–2231, 1993.
- [46] J. D. Adam, “Mitigate the interference: Nonlinear frequency selective ferrite devices,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 15, no. 6, pp. 45–56, 2014.
- [47] P. Phudpong and I. C. Hunter, “Non linear bandstop filters A new method of frequency selective limiting,” in *2006 European Microwave Conference*, pp. 204–207, 2006.
- [48] P. Phudpong and I. C. Hunter, “Frequency-selective limiters using nonlinear bandstop filters,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 1, pp. 157–164, 2008.

-
- [49] E. J. Naglich and A. C. Guyette, "Frequency-selective limiters utilizing contiguous-channel double multiplexer topology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 9, pp. 2871–2882, 2016.
- [50] E. J. Naglich and A. C. Guyette, "Power-dependent bandstop filters for frequency-selective limiting," in *2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, pp. 1–3, 2016.
- [51] A. C. Guyette, E. J. Naglich, and S. Shin, "RF-power-activated and signal-tracking tunable bandstop filters," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 5, pp. 1534–1544, 2017.
- [52] E. J. Naglich, S. Shin, and S. Albright, "Autonomously-switchable bandstop filters with integrated sensor and driver circuitry," in *2018 IEEE/MTT-S International Microwave Symposium-IMS*, pp. 394–396, 2018.
- [53] E. J. Naglich and A. C. Guyette, "Reflection-mode bandstop filters with minimum through-line length," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 63, no. 10, pp. 3479–3486, 2015.
- [54] R. K. Mongia, J. Hong, P. Bhartia, and I. J. Bahl, *RF and microwave coupled-line circuits*. Artech house, 2007.

Abstract:

Bandstop filters (BSF) have many applications in telecommunication systems, one of which is the elimination of in-band interferers. This thesis presents a microstrip bandstop filter with the ability to automatically adjust the center frequency and stopband attenuation depending on the RF interferer frequency and power, respectively. The ability of automatic adjustment of the stopband attenuation is obtained by adding a coupler and a power detector at the input of a signal tracking filter and using a feedback circuit which differentially applies the output voltage of detector to the resonators. The proposed filter can be used in situations where the frequency and power of interferer are variable. In order to implement the proposed filter, bridged-T network is used. This network consists of two resonators that has ability of producing of allpass and bandstop responses by adjusting the resonance frequencies of the resonators. Varactor diodes has been used to adjust the resonance frequency of the resonators.

The proposed filter has been implemented in the microstrip transmission line using RO4003 substrate and dimensions of $116.37 \times 90 \text{ mm}^2$ and its simulation has been done in the Momentum of ADS software. According to the simulation results, the filter is capable of tracking interferers with a frequency range of 245 to 295 MHz. Also, by changing the interference power from -10 dBm to 5 dBm, the attenuation of the stopband can be increased from 5 dB to about 20 dB. Broadband simulation of the proposed filter shows that the filter has a acceptable bandstop response in the frequency range of 100 MHz to 450 MHz and it's passband return loss is less than -12 dB. Two-tone test simulation shows that the IM3 level of proposed filter is less than -55 dBm.

key words: Bridged-T network, microstrip transmission line, power dependent bandstop filter, RF interferer



Shahrood University of
Technology

Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotic Engineering

MSc Thesis in Electronic Integrated Circuits Engineering

**Design and Simulation of a microstrip bandstop filter with RF-
power dependent automatic center frequency and stopband
rejection tuning**

By: Behdad Davari

Supervisor:

Dr Emad Ebrahimi

Advisor:

Dr Javad Ghalibafan

September 2020