





دانشکده مهندسی برق و رباتیک
رشته مهندسی برق گرایش مخابرات میدان و موج

پایان نامه کارشناسی ارشد

طراحی و شبیه سازی یک فیلتر میان گذر موج میلیمتری با فناوری موجبر چندلایه

نگارنده: بهروز حلوائی

استاد راهنما:

دکتر جواد قالیبافان

استاد مشاور:

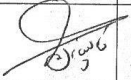

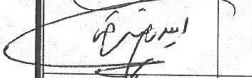
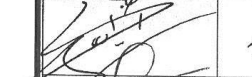

دکتر مرتضی رضایی

دی ۱۳۹۸

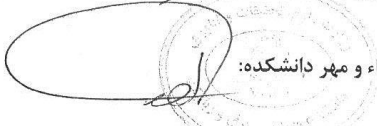
فرم شماره (۳) صورتجلسه نهایی دفاع از پایان نامه دوره کارشناسی ارشد

با نام و یاد خداوند متعال، ارزیابی جلسه دفاع از پایان نامه کارشناسی ارشد خانم / آقای بهروز حلوائی با شماره دانشجویی ۹۶۰۵۷۱۴ رشته مخابرات گرایش (میدان و موج) تحت عنوان طراحی و شبیه سازی یک فیلتر میان گذر موج میلیمتری با فناوری موجبر چند لایه که در تاریخ ۱۳۹۸/۱۰/۲۳ با حضور هیأت محترم داوران در دانشگاه صنعتی شاهرود برگزار گردید بشرح ذیل اعلام می گردد:

الف) درجه عالی: نمره ۱۹-۲۰ ب) درجه خیلی خوب: نمره ۱۸-۱۷
 ج) درجه خوب: نمره ۱۶-۱۷/۹۹ د) درجه متوسط: نمره ۱۴-۱۵/۹۹
 ه) کمتر از ۱۴ غیر قابل قبول و نیاز به دفاع مجدد دارد
 نوع تحقیق: نظری عملی

عضو هیأت داوران	نام و نام خانوادگی	مرتبه علمی	امضاء
۱- استاد راهنمای اول	حاجی بابا	دانشیار	
۲- استاد راهنمای دوم	—	—	—
۳- استاد مشاور	مرکز رحمانه	استادیار	
۴- نماینده تحصیلات تکمیلی	ایمن رضا سروش	استادیار	
۵- استاد ممتحن اول	سید ارسطو	استادیار	
۶- استاد ممتحن دوم	ولی رستم	استادیار	

نام و نام خانوادگی رئیس دانشکده: 

تاریخ و امضاء و مهر دانشکده: 

تبصره: در صورتی که کسی مردود شود حداکثر یکبار دیگر (در مدت مجاز تحصیل) می تواند از پایان نامه خود دفاع نماید (دفاع مجدد نباید زودتر از ۴ ماه برگزار شود).

تقدیم به

ساحت مقدس حضرت ولی عصر (عج) ارواحنا فداه

و همچنین

پدر و مادر عزیز و مهربانم

که در سختی ها و دشواری های زندگی همواره یآوری دلسوز و فداکار

و پشتیبانی محکم و مطمئن برایم بوده اند .

تقدیر و تشکر

سپاس بی کران خدای متعال را که توفیق داد این مقطع را با موفقیت به پایان رسانم
از زحمات بی دریغ استاد گرانقدر دکتر جواد قالیبافان که با راهنمایی های ارزنده شان راهگشای اینجانب
بوده اند و همچنین از دکتر مرتضی رضایی که مشاوره های ارزشمند ایشان راه را برای بنده هموار ساخت
کمال تشکر و قدردانی را دارم.

بهروز حلوائی

دی ماه ۱۳۹۸

تعهد نامه

اینجانب بهروز حلوائی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق - مخابرات میدان و موج دانشکده مهندسی برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی یک فیلتر میان گذر موج میلیمتری با فناوری موجبر چندلایه تحت راهنمایی دکتر جواد قالبافان 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 .

امضای دانشجو: بهروز حلوائی

تاریخ: ۱۳۹۸/۱۰/۲۳

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

در سال های اخیر رشد روز افزون استفاده از سامانه های مخابرات سیار برای ارسال و دریافت داده ها، لزوم استفاده از ظرفیت بالای کانال ارتباطی و در نتیجه ی آن پهنای باند وسیع را دوچندان نموده است. یکی از باند های فرکانسی محبوب برای پاسخ گویی به این نیاز، باند موج میلیمتری بوده که اخیرا مورد توجه بسیاری از محققان قرار گرفته است. در این باند، استفاده از ساختار های متداول هدایت موج مانند خطوط انتقال ریزنواری و موجبر های فلزی با چالش هایی همچون تلفات بالای زیر لایه و پیچیدگی اتصال دیواره های جانبی مواجه بوده که اخیرا تکنولوژی موجبر فاصله ی هوایی به عنوان گزینه ای مناسب برای طراحی و ساخت ادوات غیر فعال میکروویو پیشنهاد شده است. در این پایان نامه ساختار جدیدی از فناوری موجبر فاصله ی هوایی شیاری تحت عنوان موجبر چند لایه بررسی شده که با روی هم قرار دادن لایه های نازک فلزی به طراحی خط انتقال موجبری، تزویج کننده های جهت دار چندحفره ای و آنتن آرایه ی شکاف موجبری در باند فرکانسی E می پردازد. همچنین طراحی دو فیلتر میان گذر موج میلیمتری در باند های ۷۱-۷۶ و ۸۱-۸۶ گیگاهرتز مورد بررسی قرار گرفته که با اتصال آن ها به یکدیگر توسط مقسم توان صفحه H، یک دیپلکسر با فناوری موجبر چندلایه حاصل شده است. بر خلاف تکنولوژی متداول موجبر فاصله هوایی شیاری که از بین های فلزی متناوب برای ایجاد ناحیه ی باند ممنوعه ی الکترومغناطیسی استفاده می کند، ساختار پیشنهادی در این پایان نامه با بهره گیری از حفره های دایروی به رفع تلفات ناشی از فاصله ی هوایی بین لایه ها می پردازد. از جمله مزایای استفاده از این طرح می توان به کاهش حساسیت ساخت، تلفات پایین، وزن و حجم کم، هزینه ی پیاده سازی ارزان و قابلیت مجتمع سازی با دیگر ادوات فعال و غیر فعال میکروویو اشاره کرد.

کلمات کلیدی: فناوری موجبر فاصله ی هوایی، باند ممنوعه الکترومغناطیسی، موج میلیمتری، موجبر چند لایه، فیلتر میان گذر.

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

- 1) B. Halvaei, J. Ghalibafan, M. Rezaee, "A Multi-Hole Groove Gap Waveguide Directional Coupler based on Glide-Symmetric Holey EBG for E-Band Application," 28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE2020), (Submitted)

فهرست مطالب

صفحه	عنوان
۱	فصل اول مقدمه
۲	۱-۱ پیش گفتار
۴	۲-۱ ضرورت انجام تحقیق
۵	۳-۱ اهداف پایان نامه
۷	فصل دوم فناوری موجبر فاصله هوایی
۸	۱-۲ معرفی سطوح سخت و نرم
۹	۱-۱-۲ بررسی نحوه انتشار موج روی سطح شیاردار
۱۲	۲-۱-۲ پیاده سازی سطوح سخت و نرم
۱۳	۲-۲ ساختار موجبر با یک دیواره ی سخت (SHWW)
۱۶	۳-۲ معرفی موجبر فاصله ی هوایی
۱۶	۱-۳-۲ موجبر صفحه ای موازی
۱۷	۲-۳-۲ ایده اولیه برای طراحی موجبر فاصله ی هوایی
۱۹	۲-۳-۳ انواع ساختارهای موجبر فاصله ی هوایی
۲۰	۲-۳-۴ موجبر فاصله ی هوایی شیاری (GGW)
۲۱	۲-۳-۵ موجبر فاصله ی هوایی ریج (RGW)
۲۳	۲-۳-۶ موجبر فاصله ی هوایی میکرواستریپ (MSGW)
۲۵	۴-۲ کاربرد موجبر فاصله ی هوایی در طراحی ادوات پسیو میکروویو
۲۵	۱-۴-۲ طراحی مبدل های هدایت موج با ساختار موجبر فاصله هوایی
۲۶	۲-۴-۲ کاربرد فناوری موجبر فاصله هوایی در عایق بندی مدارات مجتمع
۲۷	۳-۴-۲ طراحی آنتن آرایه شکاف موجبری با فناوری موجبر فاصله هوایی

۲۸	۴-۴-۲ طراحی تزویج گرهای جهتی مایکروویو با فناوری موجبر فاصله هوایی
۲۹	۵-۴-۲ طراحی فیلترهای میان گذر با فناوری موجبر فاصله هوایی
۳۳	فصل سوم طراحی خط انتقال موجبری با فناوری موجبر چندلایه و کاربرد آن در ادوات پسیو مایکروویو
۳۴	۱-۳ مقدمه
۳۴	۲-۳ تحقق باند ممنوعه الکترومغناطیسی بر پایه حفره های متقارن
۳۶	۳-۳ بررسی تاثیر پارامترهای تک سلول بر روی ناحیه EBG
۳۹	۴-۳ معرفی فناوری موجبر چندلایه (MLW)
۴۰	۵-۳ طراحی خط انتقال موجبری با فناوری MLW در باند فرکانسی E
۴۴	۶-۳ طراحی کوپلر جهت دار چند حفره ای موجبری با فناوری MLW در باند فرکانسی E
۵۱	۷-۳ طراحی آنتن آرایه شکاف موجبری با فناوری MLW در باند میلیمتری
۵۷	فصل چهارم طراحی فیلتر میان گذر موج میلیمتری با فناوری موجبر چندلایه
۵۸	۱-۴ مقدمه
۵۸	۲-۴ مدل سازی و طراحی فیلترهای مایکروویوی با ماتریس تزویج
۶۴	۳-۴ تحقق فیزیکی ضرایب ماتریس تزویج
۶۴	۱-۳-۴ تحقق فیزیکی یک تشدید کننده ی چندلایه
۶۷	۲-۳-۴ تحقق فیزیکی ضریب تزویج بین دو رزوناتور هم جوار
۶۹	۳-۳-۴ تحقق فیزیکی ضریب تزویج بین رزوناتور اول با پورت ورودی
۷۲	۴-۴ طراحی فیلتر باند اول (۷۱-۷۶ گیگاهرتز) با فناوری MLW
۷۶	۵-۴ طراحی فیلتر باند دوم (۸۱-۸۶ گیگاهرتز) با فناوری MLW
۸۰	۶-۴ طراحی مقسم توان صفحه ی H در باند فرکانسی E
۸۲	۷-۴ طراحی دیپلکسر چندلایه در باند فرکانسی E
۸۷	فصل پنجم نتیجه گیری و ارائه پیشنهادات

فهرست اشکال

عنوان	صفحه
شکل ۱-۲: نمایش مقطع عرضی یک سطح شیاردار با تعداد m شیار در راستای محور \hat{l} [۱۲].....	۸
شکل ۲-۲: نمایش بردار میدان الکتریکی (E) در قسمتی از ساختار شکل ۱-۲ در راستای \hat{l} [۱۲].....	۹
شکل ۳-۲: یک سطح فرضی به همراه مختصات مشخص شده روی آن.....	۱۰
شکل ۴-۲: عدم وجود جریان سطحی ساختار روی سطح S_0 در راستای \hat{l} [۱۲].....	۱۱
شکل ۵-۲: وجود جریان سطحی در ساختار روی سطح S_0 در راستای \hat{t} [۱۲].....	۱۲
شکل ۶-۲: پیاده سازی سطح سخت با پرکردن شیارهای میانی شکل ۱-۲ توسط یک دی الکتریک غیرهوایی [۱۲].....	۱۲
شکل ۷-۲: ساختار موجبر با یک دیواره ی سخت [۱۳].....	۱۳
شکل ۸-۲: سطح متشکل از نوار های متوالی PEC/PMC [۱۳].....	۱۴
شکل ۹-۲: نمایش انتشار مد های محلی روی قسمتی از یک موجبر با دیواره ی سخت در حالت واقعی [۱۳] ..	۱۵
شکل ۱۰-۲: نمودار پاشندگی ساختار SHWW متناظر با شکل ۹-۲ [۱۳].....	۱۵
شکل ۱۱-۲: ساختار موجبر صفحه ای موازی [۱۳].....	۱۷
شکل ۱۲-۲: ساختار کلی یک موجبر فاصله ی هوایی [۱۵].....	۱۷
شکل ۱۳-۲: انواع ساختار های موجبر فاصله ی هوایی [۱۸].....	۱۹
شکل ۱۴-۲: تک سلول GGW به همراه نمودار پاشندگی آن با تحلیل مقادیر ویژه [۱۵].....	۲۰
شکل ۱۵-۲: ساختار یک RGW به همراه ابعاد آن [۱۸].....	۲۱
شکل ۱۶-۲: نمودار پاشندگی موجبر فاصله هوایی متشکل از بستر پین با عرض محدود [۱۸].....	۲۲
شکل ۱۷-۲: توزیع شدت میدان الکتریکی موجبر فاصله ی هوایی ریبج به همراه دو خم ۹۰ درجه [۲۱].....	۲۲
شکل ۱۸-۲: موجبر فاصله ی هوایی مایکرواستریبی به همراه توزیع شدت میدان الکتریکی [۲۲].....	۲۳
شکل ۱۹-۲: موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ معکوس چابی به همراه نمودار پاشندگی آن [۲۳].....	۲۴

- شکل ۲-۲۰: ساختار مبدل خطوط انتقال ریزنواری به موجبر فاصله هوایی ۲۶
- شکل ۲-۲۱: نحوه عایق بندی مدارات مجتمع ۲۷
- شکل ۲-۲۲: آنتن آرایه موجبری با ساختارهای مختلف موجبر فاصله هوایی ۲۸
- شکل ۲-۲۳: کوپلر جهتدار چندروزنه ای با فناوری GGW در باند فرکانسی V با ضرایب کوپلینگ دلخواه [۴۴] ۲۹
- شکل ۲-۲۴: طراحی یک فیلتر میان گذر با تکنیک GGW در فرکانس مرکزی ۳۷,۳ گیگاهرتز [۴۸] ۲۹
- شکل ۲-۲۵: نمای سه بعدی یک فیلتر میان گذر با رزوناتورهای RGW در باند Ka [۴۹] ۳۰
- شکل ۲-۲۶: فیلتر میان گذر موج میلیمتری با فناوری موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ ریج [۵۳] ۳۰
- شکل ۲-۲۷: فیلتر موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپی در باند E با ساختار بستر پین برای باند توقف [۵۴] ۳۱
- شکل ۳-۱: ساختار تک سلول حفره های متقارن باند عدم عبور [۵۶] ۳۴
- شکل ۳-۲: ساختار تک سلول حفره های متقارن باند عدم عبور بدون در نظر گرفتن صفحات هادی ۳۵
- شکل ۳-۳: دیاگرام پاشندگی تک سلول شکل ۳-۲ به ازای مقادیر $g = 0.01\text{mm}$, $p=3.72\text{ mm}$, $r=1\text{ mm}$ ۳۵
- شکل ۳-۴: تاثیر نسبت قطر به تناوب سلول در تعیین باند توقف EBG ۳۶
- شکل ۳-۵: تعیین درصد پهنای باند تک سلول در تناوب های مختلف ۳۷
- شکل ۳-۶: تاثیر فاصله هوایی بین لایه ها بر روی پهنای باند توقف EBG ۳۸
- شکل ۳-۷: تاثیر ضخامت لایه های تک سلول بر روی پهنای باند توقف EBG ۳۸
- شکل ۳-۸: ساختار خط انتقال موجبری چند لایه [۵۷] ۳۹
- شکل ۳-۹: موجبر مستطیلی چند لایه با حفره های EBG برای رفع تلفات ناشی ۴۰
- شکل ۳-۱۰: نمای سه بعدی مبدل ۹۰ درجه ای در باند E ۴۱
- شکل ۳-۱۱: پاسخ فرکانسی دو نوع مختلف از مبدل های شکل ۳-۱۰ در باند E ۴۱
- شکل ۳-۱۲: توزیع شدت میدان الکتریکی مبدل ۹۰ درجه با ارتفاع ۱۰ لایه در فرکانس ۷۵ گیگاهرتز ۴۲

- شکل ۳-۱۳: نمای سه بعدی خط انتقال موجبری چندلایه ۴۲
- شکل ۳-۱۴: نمودار پاسخ فرکانسی خط انتقال موجبر چندلایه ۴۳
- شکل ۳-۱۵: توزیع شدت میدان الکتریکی موجبر چندلایه به همراه مبدل های ۹۰ درجه ۴۴
- شکل ۳-۱۶: شمای کلی یک کوپلر جهتدار چندحفره ای ۴۵
- شکل ۳-۱۷: نمای جانبی کوپلر چند لایه به همراه حفره های EBG ۴۶
- شکل ۳-۱۸: نمای بالایی لایه کوپلینگ میانی در شکل ۳-۱۷ ۴۷
- شکل ۳-۱۹: نمای سه بعدی کوپلر جهتدار چندحفره ای موجبری ۴۸
- شکل ۳-۲۰: نمودار پاسخ فرکانسی کوپلر چندحفره ای MLW به ازای سه مقدار مختلف ضریب کوپلینگ ... ۵۰
- شکل ۳-۲۱: توزیع شدت میدان الکتریکی کوپلر موجبری چندحفره ای با ضریب کوپلینگ ۳۰ دسیبل در فرکانس ۷۵ گیگاهرتز ۵۱
- شکل ۳-۲۲: شمای کلی یک SWAA به همراه پارامتر های ابعادی آن [۶۴] ۵۲
- شکل ۳-۲۳: ساختار آنتن SWAA چندلایه ۵۴
- شکل ۳-۲۴: نمودار تلفات بازگشتی آنتن SWAA چند لایه در باند E ۵۵
- شکل ۳-۲۵: پترن سه بعدی آنتن SWAA ۵۵
- شکل ۴-۱: مدل مداری یک فیلتر میان گذر مرتبه N با فرکانس مرکزی 1rad/s [۶۸] ۵۹
- شکل ۴-۲: مدار معادل فیلتر پایین گذر و دیاگرام تزویج متناظر با آن [۶۹] ۶۲
- شکل ۴-۳: رزوناتور چند لایه پیشنهادی جهت طراحی فیلتر در باند فرکانسی E ۶۵
- شکل ۴-۴: نمودار فرکانس تشدید رزوناتور شکل ۴-۳ با تغییرات طول ضلع مربع ۶۶
- شکل ۴-۵: توزیع شدت میدان الکتریکی ساختار شکل ۴-۳ به ازای $a=2.88\text{mm}$ در فرکانس ۷۳,۵ گیگاهرتز ۶۶
- شکل ۴-۶: ساختار لایه ای جهت تحقق ضریب تزویج بین دو رزوناتور مجاور ۶۸
- شکل ۴-۷: نمودار M_{ij} برحسب تغییرات شعاع روزنه تزویج به ازای $a_{\text{eff}} = 3.2\text{mm}$ جهت طراحی فیلتر در باند اول ۶۸

- شکل ۴-۸: نمودار M_{ij} برحسب تغییرات شعاع روزنه تزویج به ازای $a_{eff} = 2.9mm$ جهت طراحی فیلتر در باند دوم ۶۹
- شکل ۴-۹: تحقق فیزیکی ضریب تزویج $M_{S,1}$ برای فیلتر باند اول ۷۰
- شکل ۴-۱۰: نمودار تاخیر گروه و ضریب کیفیت خارجی ساختار شکل ۴-۹ ۷۱
- شکل ۴-۱۱: نمودار $Min(M_{S,1})$ برحسب تغییرات شعاع دایروی لایه کوپلینگ برای طراحی فیلتر باند اول ۷۲
- شکل ۴-۱۲: نمونه اولیه فیلتر میان گذر طراحی شده در باند ۷۱-۷۶ گیگاهرتز با پس زمینه PEC ۷۲
- شکل ۴-۱۳: نمودار پاسخ فرکانسی فیلتر میان گذر شکل ۴-۱۲ در باند اول ۷۳
- شکل ۴-۱۴: نمای جانبی فیلتر میان گذر بهینه سازی شده به همراه پارامترهای ساختاری ۷۳
- شکل ۴-۱۵: پاسخ فرکانسی فیلتر میان گذر بهینه سازی شده ی شکل ۴-۱۴ ۷۵
- شکل ۴-۱۶: توزیع شدت میدان الکتریکی فیلتر میان گذر بهینه سازی شده در فرکانس ۷۳ گیگاهرتز ۷۶
- شکل ۴-۱۷: نمونه اولیه فیلتر میان گذر طراحی شده در باند ۸۱-۸۶ گیگاهرتز بدون لایه های مسی ۷۶
- شکل ۴-۱۸: نمودار پاسخ فرکانسی فیلتر میان گذر شکل ۴-۱۷ در باند دوم ۷۷
- شکل ۴-۱۹: ساختار فیلتر میان گذر با فناوری موجبر چندلایه ۷۸
- شکل ۴-۲۰: نمودار پاسخ فرکانسی فیلتر بهینه سازی شده شکل ۴-۱۹ در باند ۸۱-۸۶ گیگاهرتز ۸۰
- شکل ۴-۲۱: توزیع شدت میدان الکتریکی فیلتر میان گذر با فناوری MLW در فرکانس ۸۳ گیگاهرتز ۸۰
- شکل ۴-۲۲: نمای سه بعدی مقسم توان چند لایه ای صفحه H در باند فرکانسی E ۸۱
- شکل ۴-۲۳: نمودار تلفات بازگشتی و انتقالی مقسم توان صفحه H شکل ۴-۲۲ ۸۱
- شکل ۴-۲۴: توزیع شدت میدان الکتریکی مقسم توان صفحه H در فرکانس مرکزی باند E (۷۵ گیگاهرتز) ۸۲
- شکل ۴-۲۵: نمای سه بعدی دیپلکسر چندلایه پر شده از هوا به همراه مبدل و حفره های EBG ۸۳
- شکل ۴-۲۶: نمای سه بعدی دیپلکسر چندلایه با جایگذاری لایه های فلزی ۸۴
- شکل ۴-۲۷: نمودار پاسخ فرکانسی دیپلکسر چندلایه ۸۴

فهرست جداول

عنوان	صفحه
جدول ۱-۳: شعاع بهینه سازی شده دواير لايه کوپلینگ شکل ۳-۱۸ به ازای مقادير مختلف ضريب تزويج ... ۴۷	۴۷
جدول ۲-۳: مشخصات شکاف های آنتن SWAA چند لايه ۵۴	۵۴
جدول ۱-۴: ماتريس تزويج تعميم یافته فیلتر میان گذر چبی شف با مرتبه ۵ [۶۹] ۶۴	۶۴
جدول ۲-۴: پارامترهای بهینه سازی شده فیلتر میان گذر چند لايه شکل ۴-۱۴ در باند اول ۷۴	۷۴
جدول ۳-۴: پارامترهای بهینه سازی شده فیلتر میان گذر چند لايه شکل ۴-۱۴ در باند دوم ۷۸	۷۸

فهرست اختصارات

AMC	Artificial Magnetic Conductor
BPF	Band Pass Filter
CPW	Co-Planar Waveguide
EBG	Electromagnetic Band Gap
FBW	Fractional Band-Width
GGW	Groove Gap Waveguide
IMSGW	Inverted Micro-Strip Gap Waveguide
MSGW	Micro-Strip Gap Waveguide
MSRGW	Micro-Strip Ridge Gap Waveguide
MLW	Multi-Layer Waveguide
PEC	Perfect Electric Conductor
PMC	Perfect Magnetic Conductor
RGW	Ridge Gap Waveguide
SHWW	Single Hard Wall Waveguide
SIW	Substrate Integrated Waveguide
SWAA	Slot Waveguide Array Antenna
TE	Transverse Electric
TEM	Transverse Electro-magnetic

فصل اول

مقدمه

۱-۱ پیش گفتار

در سال های اخیر به دلیل رشد تکنولوژی سیستم های مخابرات بی سیم و نیز افزایش تقاضای کاربران برای ارسال و دریافت اطلاعات، نیاز به استفاده از باند های فرکانسی بالا همچون باند موج میلیمتری^۱ (۳۰ تا ۳۰۰ گیگاهرتز) بیش از پیش احساس شده است. در نسل فعلی تلفن همراه (4G)^۲ سرعت انتقال داده از ۲۵۰ مگابیت در ثانیه فراتر رفته [۱] و طبق مطالعات صورت گرفته بر روی نسل پنجم تلفن های همراه (5G)^۳ انتظار می رود این مقدار به حدود چندین گیگابیت در ثانیه ارتقاء یابد [۲]. رسیدن به این هدف مستلزم تخصیص پهنای باند وسیعی بوده که ساخت ادوات فعال و غیر فعال میکروویو با حجم کم و هزینه پیاده سازی پایین را در اولویت طراحان قرار داده است.

از دیگر کاربرد های باند موج میلیمتری می توان به مخابرات وسایل نقلیه^۴، رادار های عدم برخورد در اتوموبیل، تصویر برداری میکروویو با وضوح بالا، مخابرات ماهواره، لینک های ارتباطی داخلی ساختمان در فرکانس ۶۰ گیگاهرتز و ترمینال های نقطه به نقطه در باند E اشاره کرد [۳-۸]. در فرکانس های میکروویو برای هدایت و انتشار موج الکترومغناطیس از ساختار های متداولی مانند خطوط انتقال صفحه ای شامل خط انتقال ریزنواری^۵، موجبر هم صفحه (CPW)^۶، استریپ لاین^۷، موجبرهای فلزی تو خالی و نیز موجبر مجتمع شده در زیر لایه^۸ (SIW) استفاده می شود.

هر کدام از این ساختار ها مزایا و معایب خاص خود را دارند. ساختار های میکرواستریپی مزایایی از جمله وزن و حجم کم، فشرده بودن، تولید انبوه همراه با هزینه ی پیاده سازی پایین و قابلیت مجتمع شدن با سایر مدارات فعال و غیر فعال میکروویو را داشته ولی به دلیل استفاده از زیر لایه، استفاده از آن در باند

^۱ Millimeter wave

^۲ Fourth generation

^۳ Fifth generation

^۴ Vehicle-to-vehicle communication

^۵ Microstrip line

^۶ Co-planar waveguide

^۷ Strip line

^۸ Substrate integrated waveguide

های فرکانسی بالا مانند موج میلیمتری و زیر میلیمتری^۱ با تلفات قابل توجهی همراه است. از طرفی در صورت استفاده از این تکنولوژی در مدارات یکپارچه^۲، امکان تشعشعات ناخواسته به سایر قسمت های مدار به دلیل عایق بندی^۳ نامناسب آن وجود دارد.

موجبرهای فلزی متداول (استوانه ای یا مستطیلی) معایب ذکر شده در مورد ساختار های میکرواستریپی را نداشته و از قابلیت توان تحملی بالا، ضریب کیفیت^۴ مناسب، عایق بندی خوب و نیز تلفات اهمی کم برخوردارند. حجیم بودن موجبر های فلزی امکان اتصال آن ها به سایر ادوات مسطح را دشوار کرده از طرفی ساخت آن ها در باند موج میلیمتری به دلیل کوچک شدن ابعاد موجبر و نیز اتصال دیواره های جانبی، کاری دشوار و پرهزینه می باشد.

موجبر مجتمع شده در زیر لایه نیز یکی دیگر از گزینه های مناسب برای هدایت موج بوده که ساختار آن برای اولین بار در سال ۲۰۰۱ پیشنهاد شد [۹]. این تکنولوژی نسبت به موجبر های فلزی دارای ابعاد کوچکتر و وزن کمتری بوده و به دلیل عایق بندی ساختار از طرفین، میدان ها محبوس به درون زیر لایه می باشند. همانند خطوط میکرواستریپ، این ساختار نیز از تلفات اهمی ناشی از وجود زیر لایه در فرکانس های بالا رنج می برد و نمی توان از آن برای کاربرد های باند موج میلیمتری استفاده کرد [۱۰].

با توجه به عدم کارایی مناسب ساختار های ذکر شده، به تکنیک جدیدی برای هدایت و انتشار سیگنال در باند موج میلیمتری نیاز است. لذا اولین بار در سال ۲۰۰۹ فناوری موجبر فاصله ی هوایی^۵ برای این منظور پیشنهاد شد [۱۱]. این ساختار به دلیل عدم استفاده از دی الکتریک، تلفات کمتری نسبت به خطوط SIW و میکرواستریپ داشته و علاوه بر این به دلیل اتصال نداشتن صفحات فلزی بالا و پایین، با چالش های ذکر شده برای ساخت موجبرهای فلزی توخالی در باند موج میلیمتری مواجه نیست. مزیت دیگری که

^۱ Sub-millimeter wave

^۲ Monolithic circuits

^۳ Packaging

^۴ Quality factor

^۵ Gap waveguide technology

می توان برای این ساختار برشمرده ویژگی بسته بودن آن از لحاظ الکترومغناطیسی می باشد که از طرفین نسبت به ورود یا خروج موج ایزوله است.

۱-۲ ضرورت انجام تحقیق

در سال های اخیر استفاده از فناوری موجبر فاصله هوایی به منظور طراحی و ساخت قطعات فعال و غیرفعال میکروویو رشد چشمگیری داشته و از آنجا که نیاز به اتصال دو صفحه ی فلزی بالا و پایین در یک موجبر را برطرف ساخته است، لذا محققان زیادی از این تکنولوژی در آنتن ها و فیلتر های باند میلیمتری استفاده کرده اند. این ساختار با توجه به عدم نیاز به زیرلایه ی دی الکتریک عاری از تلفات اهمی بوده و در آن معضل وابستگی مقدار ضریب گذردهی الکتریکی نسبت به افزایش فرکانس نیز برطرف شده است.

از آنجا که در فصل دوم با معرفی ساختار موجبر فاصله هوایی به بررسی استفاده از پین های متناوب فلزی برای ایجاد ناحیه باند عدم عبور الکترومغناطیسی خواهیم پرداخت، چالش اصلی استفاده از فناوری موجبر فاصله هوایی نیز در همین موضوع می باشد که با افزایش فرکانس کاری و کاهش طول موج، ابعاد پین های متناوب بسیار کوچک شده و فرآیند تراشکاری آنها را بسیار زمان بر و طولانی می کند. از طرفی هزینه پیاده سازی آن با روش های متداول مانند برش لیزر بسیار زیاد می شود که ضرورت دارد ساختار جدیدی برای غلبه بر این مشکلات معرفی شود.

لذا در فصل سوم با معرفی ساختار موجبر چندلایه که معادل با یک ساختار موجبر فاصله هوایی شیاری است به طراحی ادوات پسیو میکروویو با تعدادی لایه فلزی نازک ارزان قیمت خواهیم پرداخت که هزینه پیاده سازی و مونتاژ آن به مراتب بسیار پایین تر از فناوری موجبر فاصله هوایی متداول می باشد.

۳-۱ اهداف پایان نامه

رویکرد اصلی در نگارش این پایان نامه مطالعه بر روی ساختار های مختلف موجبر فاصله ی هوایی، کاربرد آن در طراحی ادوات غیرفعال میکروویو و نیز ارائه ی مدل جدیدی از این ساختار تحت عنوان موجبر فاصله ی هوایی چند لایه می باشد. بدین منظور در ادامه و در فصل دوم پس از بیان مقدمه ای کوتاه راجع به سطوح سخت و نرم، انواع ساختار های موجبر فاصله ی هوایی و کاربرد آن در طراحی ادوات پسیو میکروویو که توسط سایر محققان صورت گرفته را مورد بررسی قرار می دهیم.

در فصل سوم مدل جدیدی از موجبر فاصله ی هوایی شیاری به صورت لایه های نازک فلزی انباشته شده روی هم معرفی می شود که در آن به جای پین های فلزی متناوب، از ساختار سوراخ های دایروی به فرم حفره های متقارن برای ایجاد ناحیه ی باند عدم عبور الکترومغناطیسی^۲ (EBG) استفاده شده است.

پس از ارائه ی مشخصات تک سلول EBG، به طراحی یک خط انتقال موجبری توسط ساختار پیشنهادی موجبر چند لایه^۳ (MLW) در باند فرکانسی E پرداخته می شود. طراحی یک کوپلر جهتی موجبری شش حفره ای با سه مقدار مختلف از ضرایب کوپلینگ ۲۰، ۲۵ و ۳۰ دسیبل و نیز یک آنتن آرایه ی شکاف موجبری در باند E از دیگر مواردی است که در فصل سوم مورد طراحی و شبیه سازی قرار می گیرد.

در فصل چهارم نحوه طراحی یک فیلتر میان گذر، تعیین ماتریس ضرایب کوپلینگ و نیز تحقق این ضرایب با تعیین پارامتر های فیزیکی مساله مورد بررسی قرار گرفته و با استفاده از تکنیک MLW به طراحی یک فیلتر چند لایه در باند فرکانسی ۷۱-۷۶ گیگاهرتز و نیز فیلتر دیگر در باند ۸۱-۸۶ گیگاهرتز پرداخته می شود. در این فصل همچنین یک مقسم توان H-plane در باند E طراحی و شبیه سازی شده که برای اتصال به فیلتر های مذکور جهت ایجاد یک دیپلکسر چند لایه مورد استفاده قرار می گیرد.

^۱ Stacked

^۲ Electromagnetic band gap

^۳ Multi-layer waveguide

در پایان و در فصل پنجم با نتیجه گیری از مجموعه اقدامات صورت گرفته، پیشنهاداتی در زمینه طراحی و ساخت سایر ادوات پسیو مایکروویو با تکیه بر فناوری نوظهور MLW داده خواهد شد.

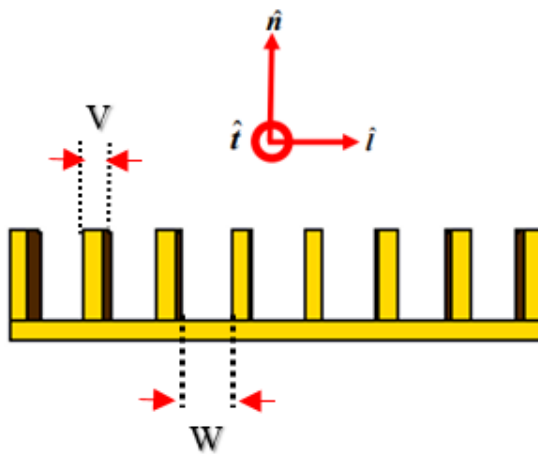
فصل دوم

فناوری موجبر فاصله هوایی

۱-۲ معرفی سطوح سخت و نرم

ساختارهای مصنوعی برای هدایت امواج توسط سطوح سخت و نرم برای اولین بار در سال ۱۹۹۰ معرفی شد [۱۲]. در این قسمت با مطالعه بر روی یک ساختار تیغه ای فلزی و نوشتن شرایط مرزی روی آن به بررسی سطوح سخت و نرم در الکترومغناطیس خواهیم پرداخت.

ساختار ترسیم شده در شکل ۱-۲ را در نظر بگیرید. این شکل نمای یک سطح شیاردار را نشان می دهد که از تعدادی تیغه ای فلزی از جنس هادی الکتریکی کامل^۱ (PEC) تشکیل شده است. هدف بررسی نحوه انتشار موج روی سطح این ساختار در راستای محورهای \hat{A} و \hat{t} می باشد.



شکل ۱-۲: نمایش مقطع عرضی یک سطح شیاردار با تعداد m شیار در راستای محور \hat{A} [۱۲]

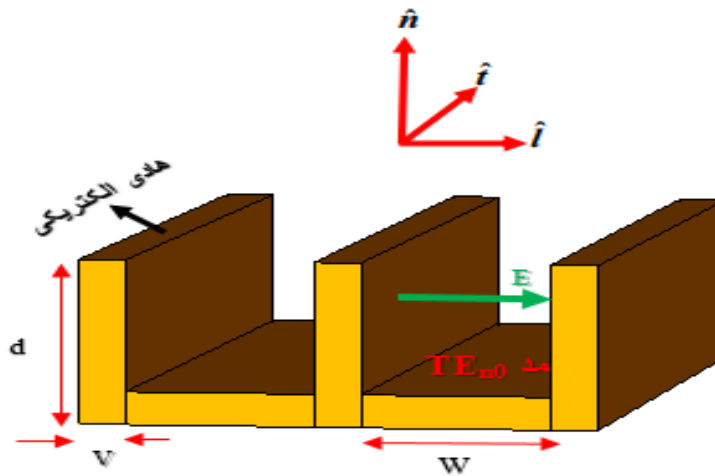
فرض های شکل فوق به صورت زیر در نظر گرفته شده است :

$$v < v + w < \lambda/2 \quad \text{و} \quad v \rightarrow 0 \quad (۱-۲)$$

^۱ Perfect Electric Conductor

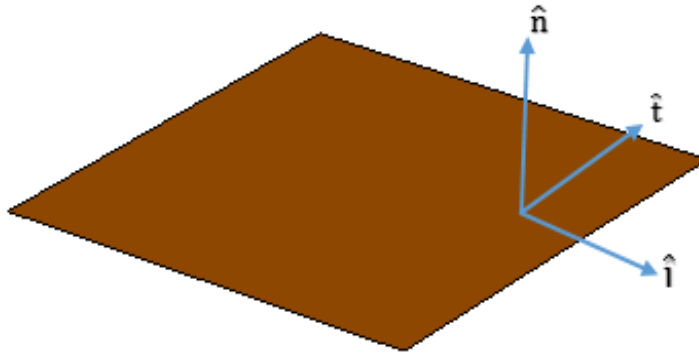
۲-۱-۱ بررسی نحوه انتشار موج روی سطح شیاردار

در شکل ۱-۲ به دلیل پهنای باریک شیارها ($w < \lambda/2$)، میدان الکتریکی E تغییراتی در راستای \hat{l} نداشته لذا مولفه های E_n و E_t (به این خاطر که E_n و E_t روی دو صفحه هادی یک شیار صفر بوده و عدم تغییرات آن ها در فضای خالی بین دو صفحه ی شیار موجب صفر شدن آنها می شود). لذا میدان الکتریکی E تنها مود های انتشاری در راستای \hat{l} داشته که این به معنی انتشار مود های TE داخل شیار می باشد. از طرفی با توجه به شرایط مرزی، مدهای TE قابلیت انتشار در داخل شیار در راستای \hat{t} را نیز دارند. از بین تمامی مدهای TE تنها مدهای TE_{n0} در این ساختار قابل انتشار هستند زیرا همانطور که قبلا اشاره شد، میدان ها در این ساختار در راستای \hat{l} تغییراتی نداشته و تنها در راستای \hat{n} تغییر می کنند. شکل ۲-۲ بردار میدان الکتریکی (E) مربوط به مدهای انتشاری در راستای \hat{l} را نشان می دهد.



شکل ۲-۲: نمایش بردار میدان الکتریکی (E) در قسمتی از ساختار شکل ۱-۲ در راستای \hat{l} [۱۲]

به طور کلی برای یک سطح دلخواه مطابق با شکل ۳-۲ داریم :



شکل ۳-۲: یک سطح فرضی به همراه مختصات مشخص شده روی آن

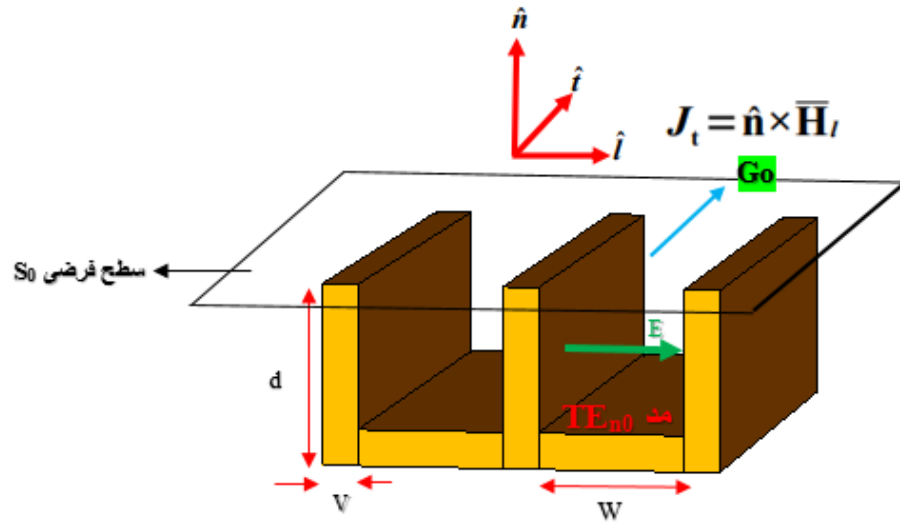
$$\bar{E} = Z_s J_s = Z_s (\hat{n} \times \bar{H}) \quad (۲-۲)$$

$$\bar{H} = H_t \hat{t} + H_n \hat{n} + H_l \hat{l} \quad (۳-۲)$$

$$E_t \hat{t} + E_l \hat{l} = Z_s (H_l \hat{t} - H_t \hat{l}) \quad (۴-۲)$$

$$E_t \hat{t} + E_l \hat{l} = Z_t H_l \hat{t} - Z_l H_t \hat{l} \quad (۵-۲)$$

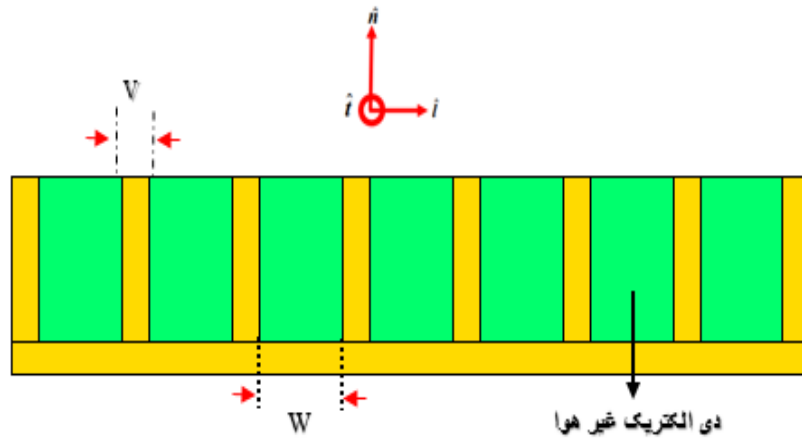
در معادلات فوق Z_t و Z_l به ترتیب مولفه های امپدانس سطحی Z_s در راستای محور های \hat{t} و \hat{l} می باشند. با قرار دادن سطح شکل ۳-۲ در ساختار شیار دار شکل ۲-۲، مدل شکل ۴-۲ حاصل می شود. در این شکل می توان d را به گونه ای انتخاب کرد تا H_t روی سطح S_0 صفر شود ($d = \lambda/4$). در این حالت با توجه به معادله ی (۵-۲) می توان نتیجه گرفت $Z_l \rightarrow \infty$ زیرا اندازه میدان الکتریکی (از جمله E_l) در سمت چپ معادله مذکور یک مقدار محدود داشته لذا مقدار $Z_l * H_t$ نیز بایستی محدود باشد. لذا در صورتی که $H_t = 0$ باشد برای محدود بودن عبارت، باید مقدار Z_l بی نهایت بوده باشد و این امر مشخص کننده آن است که هیچ موجی قابلیت انتشار در راستای \hat{l} بر روی سطح S_0 را ندارد. به عبارت دیگر این ساختار در راستای \hat{l} یک سطح نرم به حساب می آید که در واقع مبین آن است امپدانس سطحی در این راستای بی نهایت بوده و این به معنی عدم انتشار موج روی سطح S_0 این ساختار در راستای \hat{l} می باشد.



شکل ۲-۵: وجود جریان سطحی در ساختار روی سطح S_0 در راستای \hat{t} [۱۲]

۲-۱-۲ پیاده سازی سطوح سخت و نرم

با توجه به مباحث بخش قبل می توان یادآور شد که ساختار شکل ۱-۲ در راستای \hat{t} یک سطح نرم بوده و در صورتی می تواند در راستای \hat{t} ویژگی یک سطح سخت را داشته باشد که مطابق با شکل ۲-۶ شیارهای میانی آن با یک دی الکتریک غیر هوایی پر شوند. در این ساختار m شیار در راستای \hat{t} وجود داشته که توسط تیغه های فلزی احاطه شده اند.



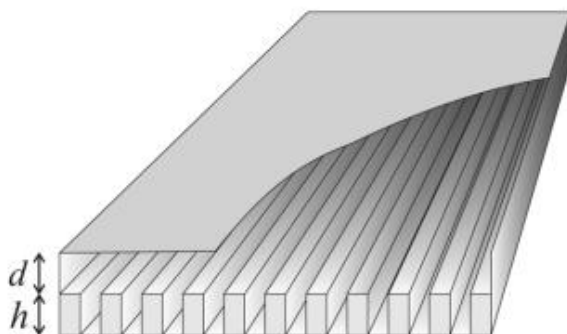
شکل ۲-۶: پیاده سازی سطح سخت با پر کردن شیارهای میانی شکل ۱-۲ توسط یک دی الکتریک غیرهوائی [۱۲]

پس از جایگذاری دی الکتریک بین شیارها رابطه ی (۲-۱) به فرم زیر در می آید :

$$v < v + w < \lambda / (2\sqrt{\epsilon_r}) \quad \text{و} \quad v \rightarrow 0 \quad (۲-۶)$$

۲-۲ ساختار موجبر با یک دیواره ی سخت^۱ (SHWW)

ساختار موجبر با یک دیواره ی سخت در شکل ۲-۷ نشان داده شده است. قسمت زیرین این ساختار متشکل از یک سطح شیاردار بوده و صفحه ی فلزی بالایی توسط دیواره های جانبی به قسمت پایین متصل شده است. همانطور که پیشتر توضیح داده شد، ساختار سطح شیاردار در راستای طولی خود یک سطح سخت و در راستای عرضی یک سطح نرم با امپدانس سطحی بی نهایت می باشد. به دلیل اینکه انتشار موج در راستای طولی سطح شیاردار شکل ۲-۷ صورت می گیرد لذا این ساختار به نام موجبر با یک دیواره ی سخت مشهور شده است. اتصال دیواره های جانبی در این ساختار به دلیل عدم انتشار موج در راستاهای عرضی الزامی نیست.



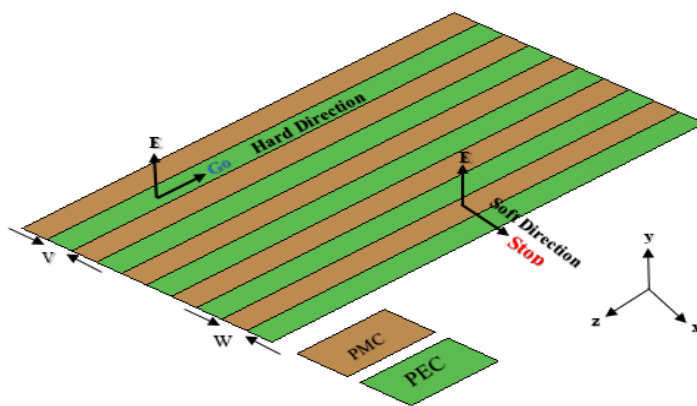
شکل ۲-۷ : ساختار موجبر با یک دیواره ی سخت [۱۳]

در این موجبر هدایت موج در فاصله ی هوایی بین سطح شیاردار با صفحه فلزی بالایی (یعنی در فاصله d) صورت می گیرد. مد انتشاری حاصل از این ساختار شبه TEM^۲ (Q-TEM) بوده و بایستی ارتفاع موجبر پیشنهادی کمتر از ربع طول موج باشد ($d < \lambda/4$).

^۱ Single Hard Wall Waveguide

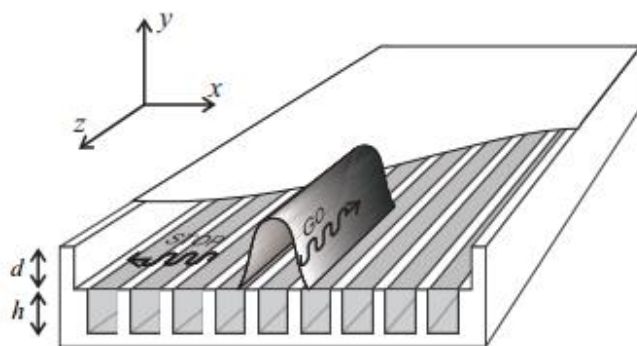
^۲ Quasi-TEM

مدل ایده آل قسمت تحتانی شکل ۲-۷ را می توان به فرم یک سطح متشکل از نوار های PEC و PMC مطابق با شکل ۲-۸ در نظر گرفت. در این شکل نوار های PEC متناظر با تیغه های فلزی با عرض V بوده و نوار های PMC دارای عرض W می باشند. در این سطح مقدار امپدانس سطحی بر روی نوار های PEC (به دلیل صفر بودن میدان های الکتریکی مماسی) صفر بوده و بر روی نوار های PMC (به دلیل صفر بودن میدان های مغناطیسی مماسی) بی نهایت می باشد لذا موج قابلیت انتشار را بر روی نوار های PEC داشته ولی در نوار های PMC این امر امکان پذیر نیست.



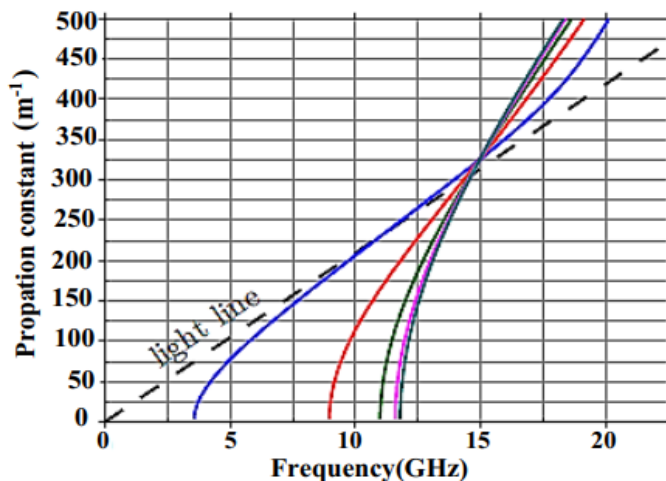
شکل ۲-۸: سطح متشکل از نوار های متوالی PEC/PMC [۱۳]

در حالت ایده آل روی هر یک از نوار های PEC یک مد محلی می تواند منتشر شود بدون اینکه با مد های مجاور خود تداخلی داشته باشد ولی در حالت واقعی به دلیل اینکه نوار های PMC با عرض w دارای سطح امپدانس بالا (و نه بی نهایت) هستند، لذا مطابق با ساختار شکل ۲-۹ توزیع میدان هر کدام از مد های محلی به نوار های PEC با عرض v محدود نشده و قدری گسترده تر می شود.



شکل ۹-۲: نمایش انتشار مد های محلی روی قسمتی از یک موجبر با دیواره ی سخت در حالت واقعی [۱۳]

نمودار پاشندگی یک SHWW نوعی، متناظر با ساختار ۹-۲ در شکل ۲-۱۰ نشان داده شده است. در این نمودار مود های اصلی در یک فرکانس مشخص (حدود ۱۵ گیگاهرتز) دارای ثابت انتشار یکسان و برابر با ثابت انتشار موج در فضای آزاد (ثابت انتشار مود TEM) می باشند. بنابراین در این فرکانس سرعت فاز تمامی مود های اصلی برابر بوده و ترکیب خطی آنها با یکدیگر منجر به تشکیل مود های محلی می شود. این مود های محلی مدهای TEM بوده زیرا سرعت فاز آنها با سرعت فاز موج TEM یکسان است. به بیانی دیگر در واقع در فرکانس تلاقی مد های اصلی سطح شیار دار در راستای طولی سخت و در راستای عرضی یک سطح نرم بوده که منجر به انتشار مود های محلی در مقطع موجبر می شود.



شکل ۲-۱۰: نمودار پاشندگی ساختار SHWW متناظر با شکل ۹-۲ [۱۳]

نمودار پاشندگی شکل ۲-۱۰ نشان می دهد که ساختار SHWW یک موجبر باریک باند بوده و تنها در یک بازه ی فرکانسی کوچک می تواند مود های محلی تشکیل دهد. برای کاربرد های پهن باند ساختار های دیگری پیشنهاد شده که به موجبر های فاصله ی هوایی مشهورند و در قسمت بعد به معرفی آن خواهیم پرداخت.

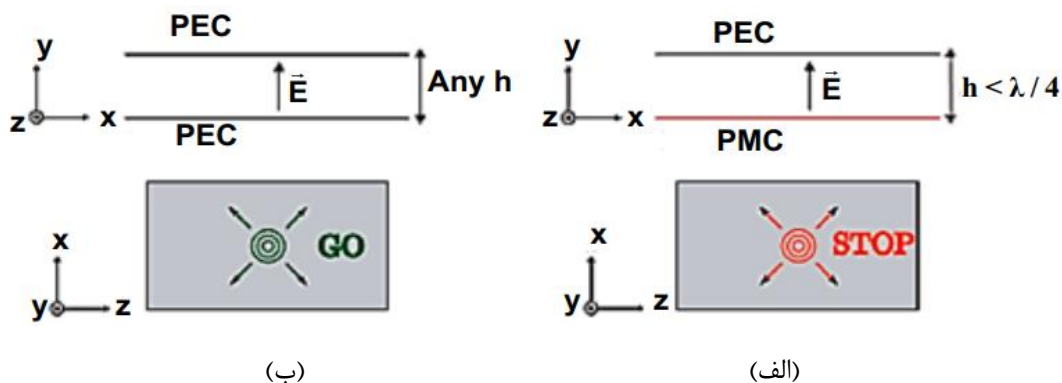
۲-۳ معرفی موجبر فاصله ی هوایی

همانطور که ساختار SHWW در بخش قبل مورد بررسی قرار گرفت، مشخص شد که مود های انتشاری تنها در بازه ی فرکانسی کوچکی در این موجبر قابلیت انتشار داشته و جهت کاربرد های پهن باند، این ساختار عملکرد مناسب را ندارد. در این قسمت با معرفی ساختار موجبر فاصله ی هوایی جهت کاربرد در طراحی ادوات پسیو پهن باند به بررسی عملکرد آن در باند موج میلیمتری خواهیم پرداخت. لذا ابتدا به نحوه عملکرد ساختار موجبر صفحه ای موازی می پردازیم.

۲-۳-۱ موجبر صفحه ای موازی^۱

شکل ۲-۱۱ ساختار یک موجبر صفحه ای موازی را نشان می دهد که از دو صفحه ی موازی به فاصله h از یکدیگر قرار گرفته اند. در صورتی که جنس دو صفحه ی بالایی و پایینی از PEC باشد، در هر مقدار دلخواه از ارتفاع h موج الکترومغناطیسی قابلیت انتشار داشته اما در صورتی که یکی از صفحات از جنس PEC و دیگری از جنس PMC باشد تنها در فواصل بیشتر از ربع طول موج این انتشار برقرار است یعنی $(h > \lambda/4)$ و اگر ارتفاعی کمتر از این مقدار در نظر گرفته شود، هیچ مود انتشاری بین صفحات وجود نخواهد داشت [۱۳].

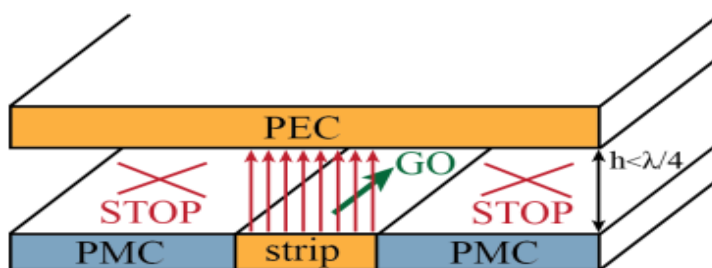
^۱ Parallel plate waveguide



شکل ۲-۱۱: ساختار موجبر صفحه ای موازی [۱۳] (الف) عدم انتشار موج بین دو صفحه PEC و PMC در فاصله کمتر از ربع طول موج (ب) انتشار موج بین دو صفحه PEC در هر فاصله دلخواه از یکدیگر

۲-۳-۲ ایده اولیه برای طراحی موجبر فاصله ی هوایی

ساختار موجبر فاصله ی هوایی اولین بار در سال ۲۰۰۹ پیشنهاد شد [۱۱]. این ساختار متشکل از دو صفحه ی موازی بوده که صفحه ی بالایی یک سطح PEC و صفحه ی پایینی شامل یک سطح PMC می باشد که یک نوار PEC در میانه ی آن قرار گرفته است. فاصله ی هوایی بین دو صفحه کمتر از ربع طول موج می باشد که مطابق با نتایج بخش ۲-۳-۱، امواج تنها در فاصله بین دو سطح PEC قابلیت انتشار داشته و خارج از آن هیچ مدی از نوع مدهای صفحه ای موازی^۱ تحریک نمی شود [۱۴]. شمای کلی یک ساختار موجبر فاصله ی هوایی در شکل ۲-۱۲ نشان داده شده است.



شکل ۲-۱۲: ساختار کلی یک موجبر فاصله ی هوایی [۱۵]

^۱ Parallel Plate modes

در این ساختار به دلیل انتشار نیافتن موج در راستای عرضی موجبر، نیازی به اتصال صفحات بالایی و پایینی نبوده و این امر باعث سادگی فرآیند ساخت خصوصا در فرکانس های موج میلیمتری می گردد. از آنجا که به دلیل افزایش فرکانس و کاهش ابعاد، اتصال دیواره جانبی موجبرهای مستطیلی متداول در این باند به سختی امکان پذیر است، این ساختار می تواند جایگزین مناسبی برای موجبر های فلزی تو خالی باشد.

سطح PMC در طبیعت وجود خارجی نداشته و معمولا آن را به صورت مصنوعی پیاده سازی می کنند که هادی مغناطیسی مصنوعی^۱ (AMC) نام دارد. این سطوح دارای امپدانس سطحی بسیار زیادی بوده که مانند سطح نرم عمل کرده و از هدایت موج جلوگیری می کنند. دو روش متداول برای پیاده سازی ساختار های AMC وجود دارد :

الف) بستر پین^۲: در این حالت تعدادی پین فلزی متناوب و یکسان (معمولا به شکل مکعب مستطیل) با ارتفاعی برابر با ربع طول موج ($d \approx \lambda/4$) در کنار یکدیگر قرار می گیرند [۱۶].

ب) ساختار قارچی شکل^۳: این سطح بر روی یک زیر لایه ی دی الکتریک پیاده سازی می شود بدین صورت که پچ های مربع یا دایره ای شکل با یک تناوب مشخص بر روی فلز بالایی برد حک شده و هر کدام از آنها با حفره های فلزی (وایا^۴) به زمین اتصال کوتاه می شوند. این مدل برای فرکانس های پایین که زیر لایه دارای تلفات اهمی کمتری است کاربرد بیشتری دارد [۱۷].

^۱ Artificial magnetic conductor

^۲ Bed of nails

^۳ Mushroom

^۴ Via holes

۲-۳-۳ انواع ساختارهای موجبر فاصله ی هوایی

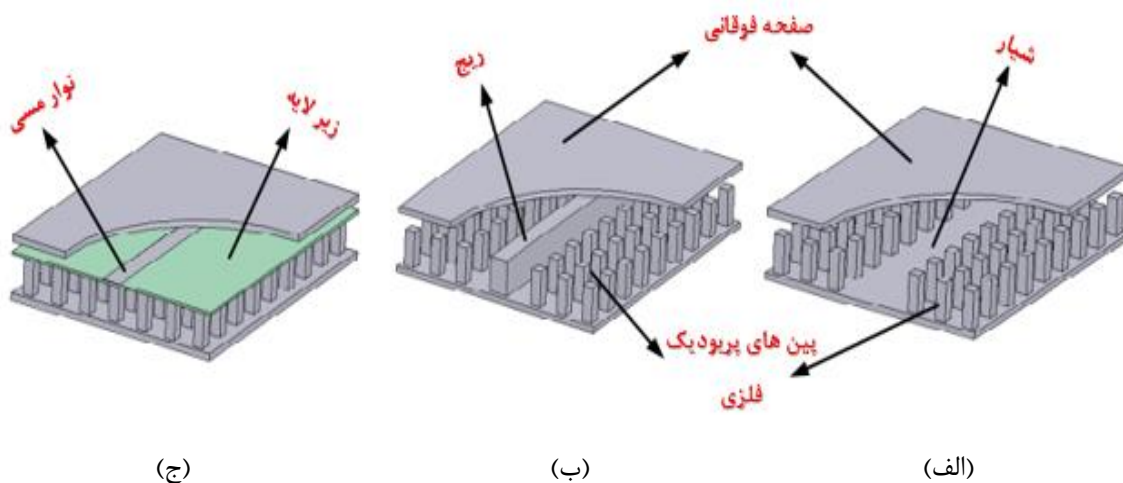
با توجه به ساختار کلی یک موجبر فاصله ی هوایی که در شکل ۲-۱۲ معرفی شد، برای تحقق نوار PEC در صفحه پایین راه های مختلفی وجود دارد که بسته به نیاز طرح از جمله نحوه توزیع میدان موده های انتشاری، فرکانس کار و نوع تغذیه ی ساختار می توان یکی از سه نوع زیر را انتخاب کرد:

الف (موجبر فاصله ی هوایی شیاری^۱ (GGW)

ب (موجبر فاصله ی هوایی ریح^۲ (RGW)

ج (موجبر فاصله ی هوایی میکرواستریپی^۳ (MSGW)

شکل ۲-۱۳ نمای سه بعدی انواع ساختارهای موجبر فاصله ی هوایی را در حالتی که سطوح AMC شامل بستری از پین های متناوب می باشد، نشان می دهد.



شکل ۲-۱۳: انواع ساختارهای موجبر فاصله ی هوایی [۱۸] الف) GGW ب) RGW ج) MSGW

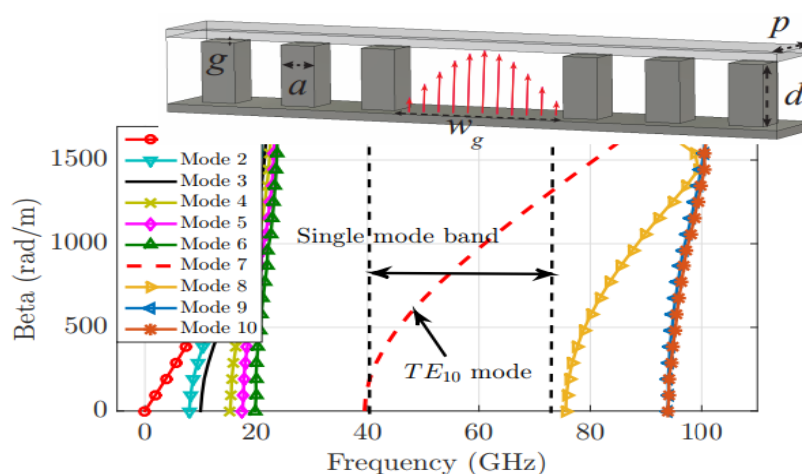
^۱ Groove gap waveguide

^۲ Ridge Gap Waveguide

^۳ Microstrip Gap Waveguide

۲-۳-۴ موجبر فاصله‌ی هوایی شیاری (GGW)

مطابق با ساختار شکل ۲-۱۳ (الف) که در آن بین‌های پرئودیک نقش باند عدم عبور الکترومغناطیسی را دارند، با ایجاد شیاری در میانه‌ی آنها می‌توان مسیر حرکت موج را در فاصله‌ی هوایی بین شیاری و صفحه فلزی بالا دنبال کرد. شکل ۲-۱۴ نمای جانبی تک سلول این ساختار به همراه نمودار پاشندگی آن در نرم افزار CST را نشان می‌دهد.



شکل ۲-۱۴: تک سلول GGW به همراه نمودار پاشندگی آن با تحلیل مقادیر ویژه^۱ [۱۵]

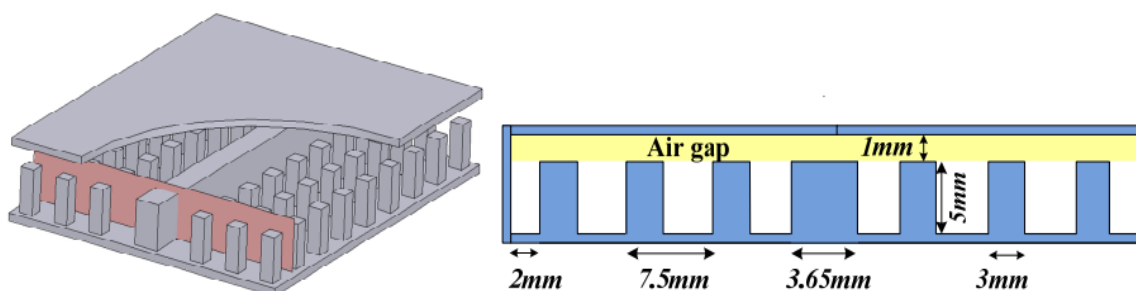
همانطور که در شکل ۲-۱۴ مشاهده می‌شود با ایجاد شیاری در بین‌های متناوب، ساختار GGW از نمای جانبی شبیه یک موجبر مستطیلی بوده که مود غالب TE_{10} در آن منتشر می‌شود [۱۹]. تعیین باند توقف ساختار وابسته به ابعاد بین‌ها از جمله (d, p, a, g) بوده به گونه‌ای که پهنای باند EBG در این شکل از ۲۵ تا ۷۵ گیگاهرتز طراحی شده است. همچنین با تغییر طول شیاری می‌توان فرکانس قطع مود TE_{10} را مشخص کرد به گونه‌ای که به ازای $W_g = 3.78 \text{ mm}$ ، از فرکانس ۴۰ گیگاهرتز به بعد (تا قبل از تحریک مود بعدی موجبری و در محدوده‌ی باند توقف EBG) تنها یک مود در ساختار قابلیت انتشار دارد. فاصله‌ی هوایی شیاری نسبت به انواع دیگر یعنی RGW و MSGW از ضریب کیفیت بالاتری برخوردار می‌باشد.

^۱ Eigenmode analysis

باشد [۲۰]. در فصل سوم این پایان نامه نیز ساختار جدیدی از GGW با استفاده از فناوری موجبر چندلایه معرفی خواهد شد.

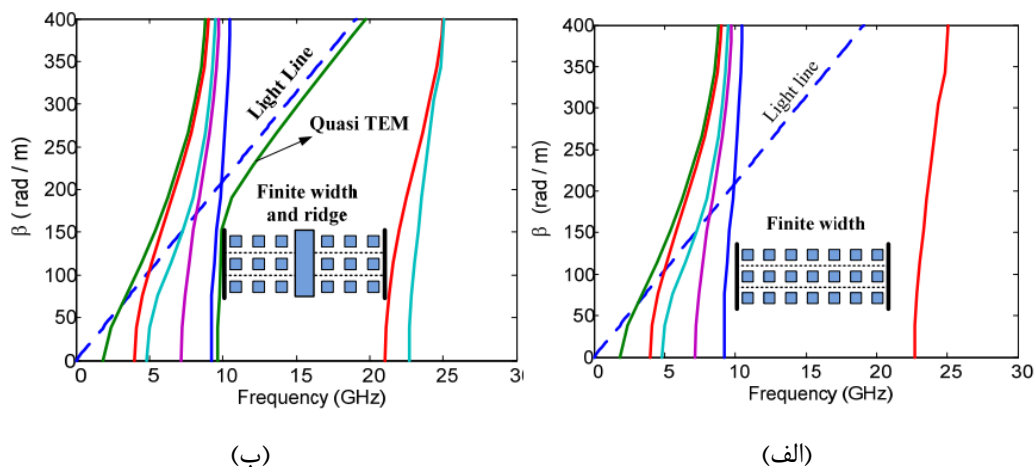
۲-۳-۵ موجبر فاصله ی هوایی ریج (RGW)

در این ساختار که پین های پرپودیک نقش یک سطح امپدانس بالا را ایفا می کنند، با قرار دادن یک تیغه فلزی در میانه ی آنها می توان به انتشار موج بین راستای مسیر حرکت تیغه و صفحه بالایی پرداخت. شکل ۲-۱۵ برشی از سطح مقطع یک RGW به همراه ابعاد ساختار را نشان می دهد.

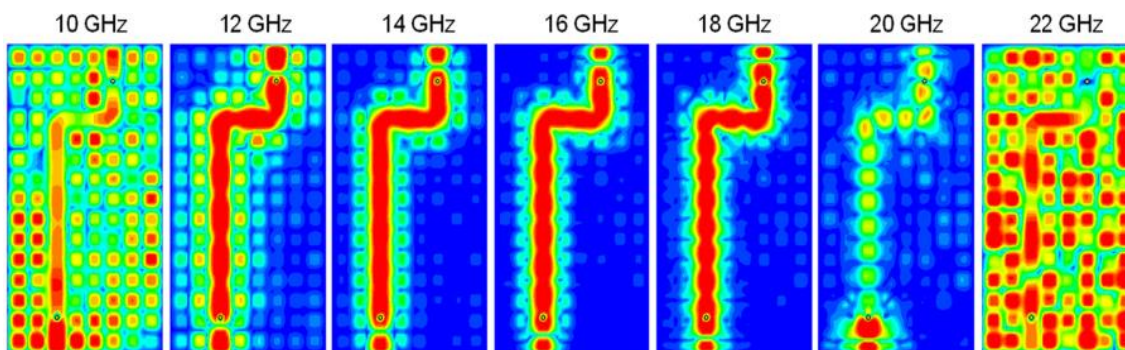


شکل ۲-۱۵: ساختار یک RGW به همراه ابعاد آن [۱۸]

ابتدا شبیه سازی باند توقف ساختار توسط تعدادی پین مربعی با عرض محدود در شکل ۲-۱۶(الف) مورد بررسی قرار گرفته و همانطور که مشاهده می شود هیچ مود انتشاری در بازه ی بین ۱۰-۲۰ گیگاهرتز وجود ندارد. در ادامه و در قسمت (ب) با قرار دادن یک ریج مستطیلی بین پین های متناوب به بررسی نمودار پاشندگی موجبر RGW پرداخته شده است بدین صورت که ساختار در بازه ی فرکانسی ۱۲ تا ۱۸ گیگاهرتز تنها دارای یک مود انتشاری بوده که نزدیک به ثابت انتشار موج در فضای آزاد می باشد و به آن شبه TEM می گویند. لازم به ذکر است صفحه ی بالایی (PEC) در شکل ۲-۱۶ برای نمایش مناسب پین ها، ترسیم نشده است.



شکل ۲-۱۶: نمودار پاشندگی موجبر فاصله هوایی متشکل از بستر پین با عرض محدود [۱۸] (الف) بدون ریج (ب) در حضور ریج برای بررسی نحوه ی انتشار موج در یک موجبر فاصله ی هوایی ریج، ساختار تیغه ای شکلی به همراه دو عدد خم ۹۰ درجه در میان پین های متناوب ایجاد شده و با تغذیه دو پورت از جنس کابل کواکسیال در ابتدا و انتهای ریج، توزیع شدت میدان الکتریکی در شکل ۲-۱۷ نمایش داده شده است.



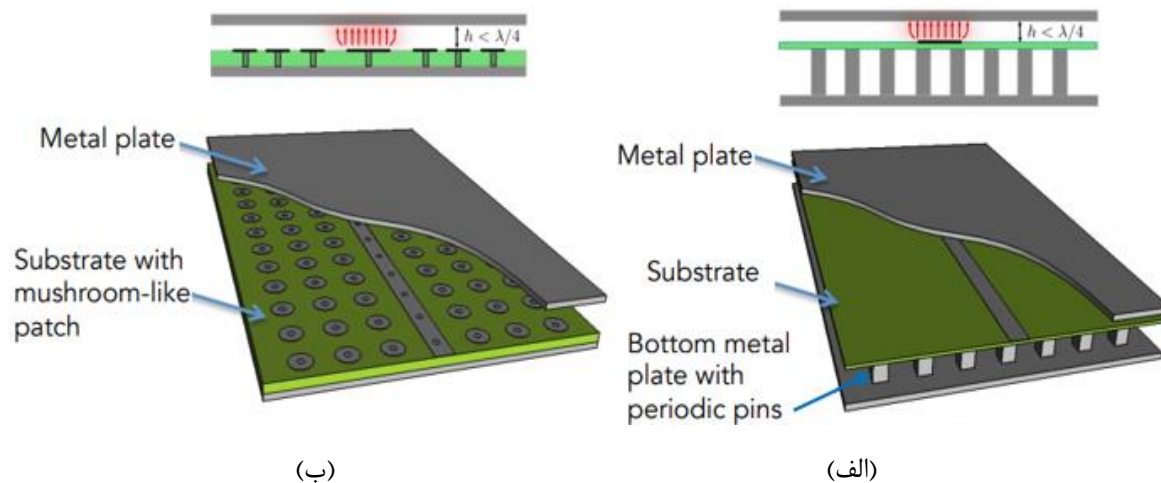
شکل ۲-۱۷: توزیع شدت میدان الکتریکی موجبر فاصله ی هوایی ریج به همراه دو خم ۹۰ درجه [۲۱] همانطور که واضح است توزیع شدت میدان الکتریکی در بازه فرکانسی ۱۲ تا ۱۸ گیگاهرتز یعنی هنگام تحریک مود QTEM محدود به مسیر ریج بوده و خارج از این بازه ی فرکانسی به دلیل وجود مودهای انتشاری دیگر، توزیعی نامناسب دارد. به طور مثال در فرکانس ۲۲ گیگاهرتز و در یک فاصله ی هوایی ثابت بین ریج و صفحه بالایی، رابطه ی $(h < \lambda/4)$ برقرار نبوده و پین های مربعی نقش AMC را ایفا نخواهند کرد لذا هدایت موج در مسیر تیغه صورت نمی گیرد.

۲-۳-۶ موجبر فاصله ی هوایی مایکرواستریپ^۱ (MSGW)

سه نوع ساختار مختلف برای طراحی موجبر فاصله ی هوایی مایکرواستریپی پیشنهاد شده است :

(۱) موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ معکوس^۲ (IMSGW) : ساختار شکل ۲-۱۸(الف) که در آن سطوح AMC توسط پین های مربعی متناوب ایجاد شده و زیر لایه دی الکتریک بر روی پین ها قرار گرفته را در نظر بگیرید. با جایگذاری یک نوارنازک فلزی بر روی دی الکتریک و نهایتاً صفحه PEC روی این مجموعه در فاصله کمتر از ربع طول موج، موجبر فاصله ی هوایی مایکرواستریپ معکوس به وجود می آید.

(۲) موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ ریج^۳ (MSRGW) : با استفاده از ساختار قارچی شکل در زیر لایه دی الکتریک به عنوان سطح AMC و جایگذاری پچ فلزی و اتصال آن به صفحه ی زمین زیر لایه توسط حفره (وایا) همچنین قرار دادن یک صفحه فلزی از جنس PEC در فاصله ی h از زیر لایه، مطابق با شکل ۲-۱۸(ب) این موجبر تحقق می یابد. فناوری مذکور به دلیل استفاده از نوار PEC بر روی زیر لایه و شباهت آن با تیغه ریج، به موجبر فاصله ی هوایی مایکرواستریپ ریج (MSRGW) مشهور شده است.



شکل ۲-۱۸ : موجبر فاصله ی هوایی مایکرواستریپی به همراه توزیع شدت میدان الکتریکی [۲۲] (الف) مایکرواستریپ معکوس (ب) مایکرواستریپ ریج

^۱ Microstrip gap waveguide

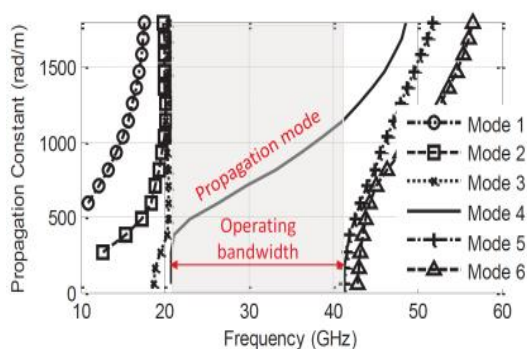
^۲ Inverted microstrip gap waveguide

^۳ Microstrip ridge gap waveguide

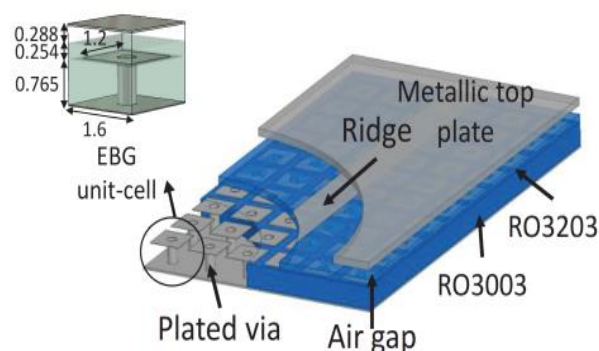
۳) موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ معکوس چاپی : این تکنولوژی شبیه به ساختار شکل

۱۸-۲ (الف) بوده با این تفاوت که سطوح AMC به جای استفاده از پین های متناوب، در یک زیر لایه توسط سطوح قارچی شکل ایجاد شده اند. مطابق با شکل ۱۹-۲ (الف) زیر لایه ی دیگری روی سطح AMC قرار گرفته که نوار PEC به فرم ریج بر روی این زیرلایه جدید قرار دارد. با شبیه سازی ساختار شکل ۱۹-۲ (الف)، نمودار ثابت انتشار آن بر حسب فرکانس در شکل ۱۹-۲ (ب) رسم شده است. همانطور که دیده می شود مشابه با تکنولوژی موجبر فاصله هوایی ریج، تنها یک مود انتشاری در بازه ی ۲۰ تا ۴۰ گیگاهرتز وجود دارد که همان QTEM می باشد.

ساختار های موجبر فاصله ی هوایی مایکرواستریپی به دلیل ساختار ساده و مسطح خود می توانند جهت کاربرد های فشرده سازی و نیز یکپارچه شدن با سایر ادوات مایکروویو مورد استفاده قرار گیرند اما به دلیل تلفات اهمی زیرلایه در فرکانس های بالا، بهتر است از آنها در فرکانس های پایین استفاده کرد. در صورتی که ساختار بستر پین در فرکانس های پایین از حالت مسطح خارج شده و عملکرد مناسب تر را در باند های فرکانسی بالا از خود نشان می دهد.



(ب)



(الف)

شکل ۱۹-۲: موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ معکوس چاپی به همراه نمودار پاشندگی آن [۲۳] (الف) هندسه ساختار

(ب) منحنی ثابت انتشار

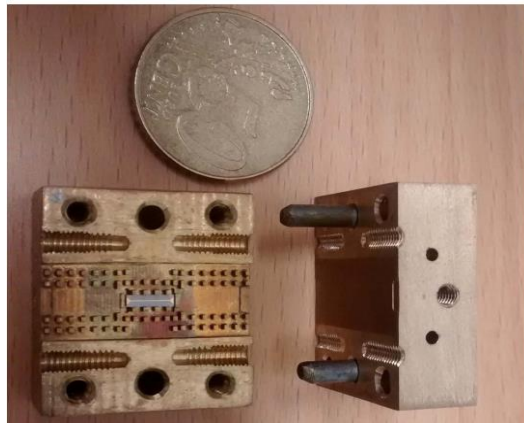
۲-۴ کاربرد موجبر فاصله ی هوایی در طراحی ادوات پسیو میکروویو

فناوری موجبر فاصله ی هوایی به دلیل مزایای ذکر شده به عنوان یک کاندیدای مناسب در بیشتر ساختار های هدایت و تشعشع موج خصوصا در باند موج میلیمتری مورد استفاده قرار می گیرد. در این فناوری با توجه به اینکه از دی الکتریک استفاده نمی شود تلفات اهمی زیرلایه وجود نداشته و تنها با استفاده از تراشکاری فلزات با هزینه پیاده سازی کم می توان آن را ساخت. پهنای باند مناسب این ساختار موجب شده تا بتوان از آن در بیشتر کاربردهای پهن باند مانند آنتن ها و فیلتر های میان گذر استفاده کرد. عایق بندی خوب و قابلیت مجتمع شدن با سایر ادوات الکترونیکی نیز از دیگر مزایایی است که موجب استفاده گسترده از آن شده است.

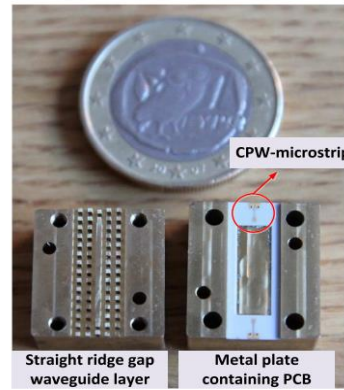
۲-۴-۱ طراحی مبدل^۱ های هدایت موج با ساختار موجبر فاصله هوایی

از آنجا که موجبرهای فاصله هوایی به عنوان یک خط انتقال جدید معرفی شده اند لازم است مبدل هایی جهت اتصال آنها به خطوط انتقال متداول جهت تغذیه ساختار طراحی شود. از این رو مبدل هایی مانند RGW به کابل کواکسیال [۲۱]، موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ [۲۶ و ۲۷]، GGW به خط مستطیلی [۲۴]، RGW به خط انتقال CPW [۲۵]، RGW به خط مایکرواستریپ [۲۶ و ۲۷]، GGW به خط مایکرواستریپ [۲۸ و ۲۹] و نیز GGW به موجبر مستطیلی طراحی و ساخته شده اند [۳۰]. شکل ۲-۲۰ دو نمونه از مبدل های طراحی شده مذکور را نشان می دهد.

^۱ Transition



(ب)



(الف)

شکل ۲-۲۰ : ساختار مبدل خطوط انتقال ریزنواری به موجبر فاصله هوایی (الف) خط میکرواستریپ به RGW [۲۶]

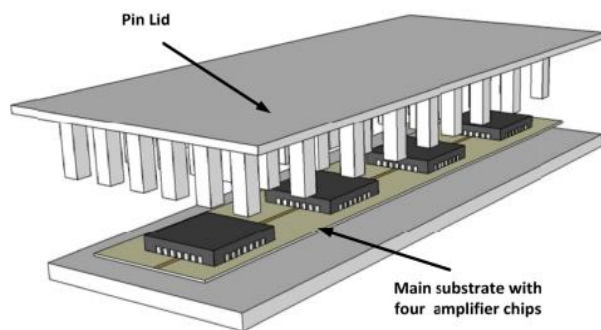
(ب) خط میکرواستریپ به GGW [۲۸]

۲-۴-۲ کاربرد فناوری موجبر فاصله هوایی در عایق بندی مدارات مجتمع^۱

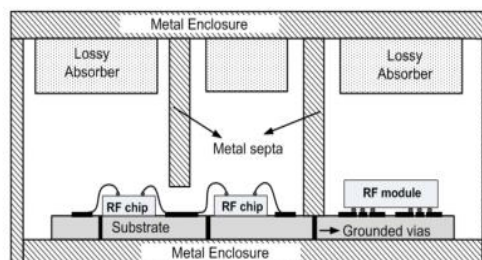
ادواتی همچون خطوط انتقال میکرواستریپ و CPW ساختارهایی باز بوده که پس از پروسه ی ساخت نیاز است از آنها در برابر تداخلات الکترومغناطیسی یا ضربه های فیزیکی محافظت کرد. از جمله روش های مرسوم برای عایق بندی این قطعات، استفاده از محفظه ی شیلدینگ فلزی بوده که یکی از مشکلات آن ظاهر شدن مدهای رزونانسی است هنگامی که ابعاد محفظه بزرگتر از نیم طول موج شود. لذا برای از بین بردن مدهای رزونانسی طبق شکل ۲-۲۱ (الف) از مواد جاذب استفاده می کنند. توسط این جاذب ها ایزولاسیون خوبی بین شبکه های مجاور ایجاد شده ولی تلفات اضافی را بر سیستم تحمیل می سازد.

نحوه کاربرد بین های فلزی متناوب در از بین بردن مد های رزونانسی صفحه ای موازی جهت عایق بندی مدارات یکپارچه میکرواستریپ برای اولین بار در [۳۱] معرفی شد. در شکل ۲-۲۱ (ب) با استفاده از تعدادی بستر پین مربعی برای تحقق سطوح AMC در موجبر فاصله هوایی، به بهبود ایزولاسیون میان طبقه های مختلف یک تقویت کننده تراشه پرداخته شده است [۳۲].

^۱ Integrated circuits



(ب)



(الف)

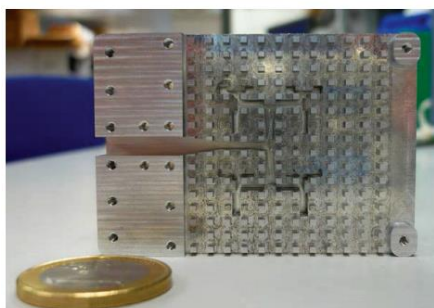
شکل ۲-۲۱: نحوه عایق بندی مدارات مجتمع (الف) استفاده از جعبه محافظ فلزی به همراه جاذب های با اتلاف (ب) بهبود ایزولاسیون توسط ساختار AMC [۳۲]

۳-۴-۲ طراحی آنتن آرایه شکاف موجبری با فناوری موجبر فاصله هوایی

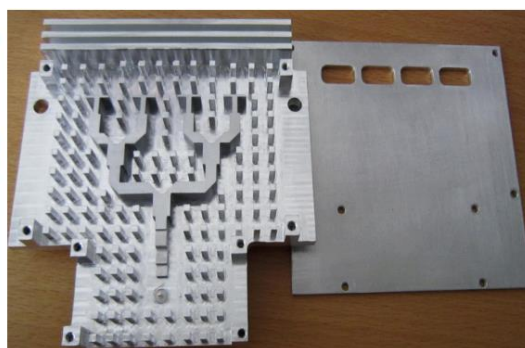
در باندهای فرکانسی بالا همچون موج میلیمتری، آنتن های آرایه شکاف موجبری در فرآیند مونتاژ کاری به دلیل اتصال دو بخش دیواره موجبری، با پیچیدگی زیاد و چالش ساخت مواجه هستند. به دلیل تلفات کم و عدم نیاز به تماس فیزیکی دو بلوک بالا و پایین در یک موجبر فاصله ی هوایی، این ساختار به عنوان یک گزینه ی مناسب جهت طراحی آنتن آرایه ی شکافی با بهره بالا و کارآمدی^۱ مناسب به شمار می رود.

از این رو آنتن های آرایه ای مختلفی توسط فناوری RGW و GGW با شبکه تغذیه ی یکپارچه^۲ در

[۳۳-۳۸] طراحی و ساخته شده اند.



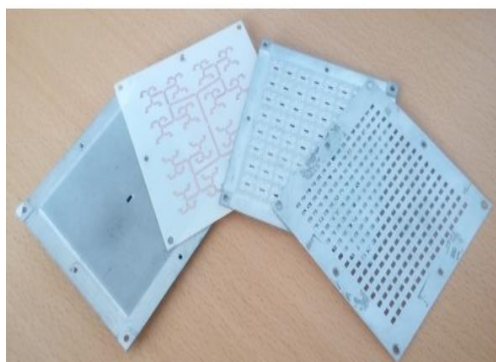
(ب)



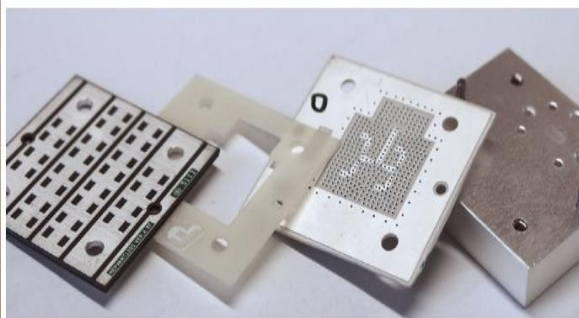
(الف)

^۱ Efficiency

^۲ Corporate feed network



(د)



(ج)

شکل ۲-۲۲: آنتن آرایه موجبری با ساختارهای مختلف موجبر فاصله هوایی الف) RGW [۳۵] ب) GGW [۳۶]

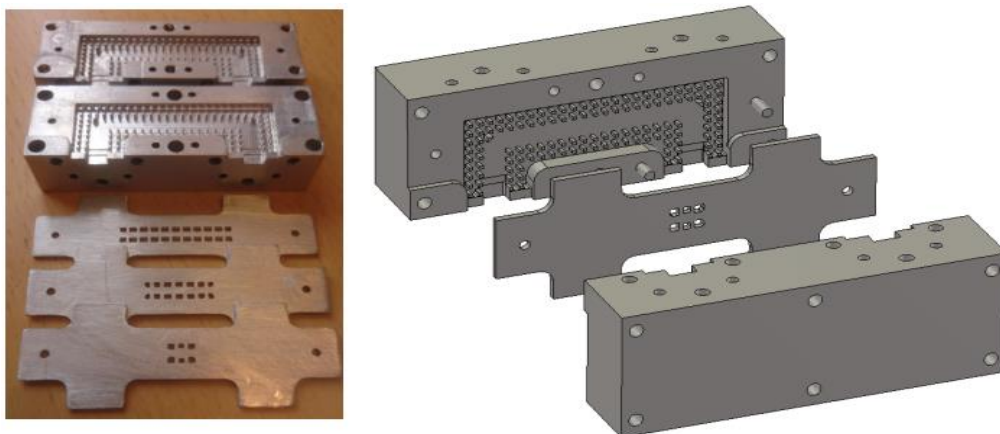
ج) MSGW [۳۹] د) IMMSGW [۴۰]

انواع آنتن های آرایه موجبری با هدف فشرده سازی توسط ساختار MSGW جهت پیاده سازی بر روی برد مدار چاپی نیز در [۳۹-۴۳] مورد بررسی قرار گرفته اند. شکل ۲-۲۲ نمونه ساخته شده تعدادی از آنتن های آرایه ای مذکور با بهره بالا را نشان می دهد.

۲-۴-۴ طراحی تزویج گرهای جهتی امیکروویو با فناوری موجبر فاصله هوایی

کوپلرهای موجبری روزنه ای با قابلیت توان تحملی بالا در سامانه های راداری و ادوات اندازه گیری مورد استفاده قرار می گیرند. همانطور که قبلا اشاره شد، با افزایش فرکانس کاری ساخت موجبرهای مستطیلی فلزی به دلیل پیچیدگی اتصال دیواره های جانبی با چالش هایی مواجه بوده که برای غلبه بر این مشکلات بهتر است از فناوری موجبر فاصله هوایی استفاده شود. در [۴۴] یک کوپلر موجبری چند حفره ای با استفاده از ساختار GGW در باند فرکانسی V ساخته شده است. در این ساختار با تغییر تعداد روزنه ها و شعاع مختلف لایه ی کوپلینگ بین دو کانال موجبری، مقادیر مختلفی از ضرایب کوپلینگ همراه با ایزولاسیون مناسب تحقق یافته است (شکل ۲-۲۳).

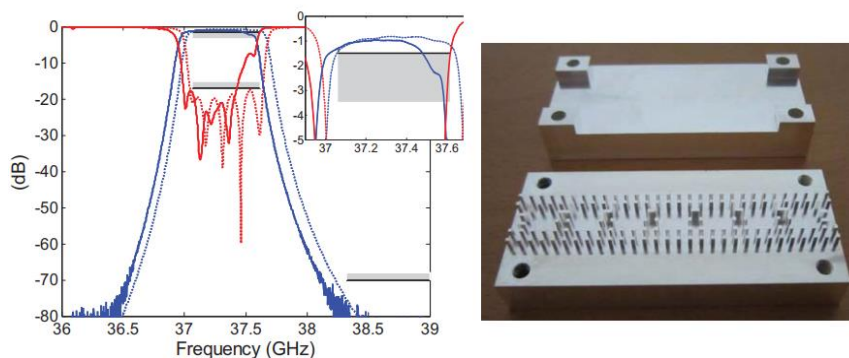
^۱ Directional couplers



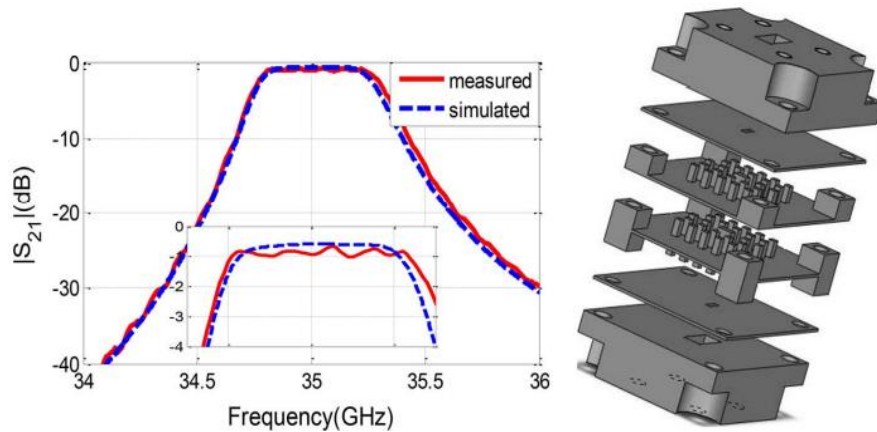
شکل ۲-۲۳: کوپلر جهتدار چندروزنه ای با فناوری GGW در باند فرکانسی V با ضرایب کوپلینگ دلخواه [۴۴]

۲-۴-۵ طراحی فیلترهای میان گذر با فناوری موجبر فاصله هوایی

فیلترهای میان گذر یکی از مهم ترین زیرمجموعه های هر سیستم ارسال و دریافت می باشند. این نوع از فیلترها برای رسیدن به ضریب کیفیت بالا نیازمند رزوناتورهایی کم اتلاف هستند. در [۲۰] ضریب کیفیت رزوناتورهای RGW و GGW در مقایسه با یک موجبر مستطیلی مورد بررسی قرار گرفته لذا در صورتی که طراحی ساختار با ضریب کیفیت بالا و تلفات کم مدنظر باشد، استفاده از موجبر فاصله هوایی شیاری (GGW) بهترین گزینه است. انواع مختلفی از فیلترهای میان گذر برمبنای ساختار GGW در [۴۵-۴۸] و RGW در [۴۹-۵۱] مورد بررسی قرار گرفته اند. شکل ۲-۲۴ فیلتر میان گذر ساخته شده با فناوری GGW و شکل ۲-۲۵ نمونه طراحی شده آن با روش RGW را نشان می دهد.

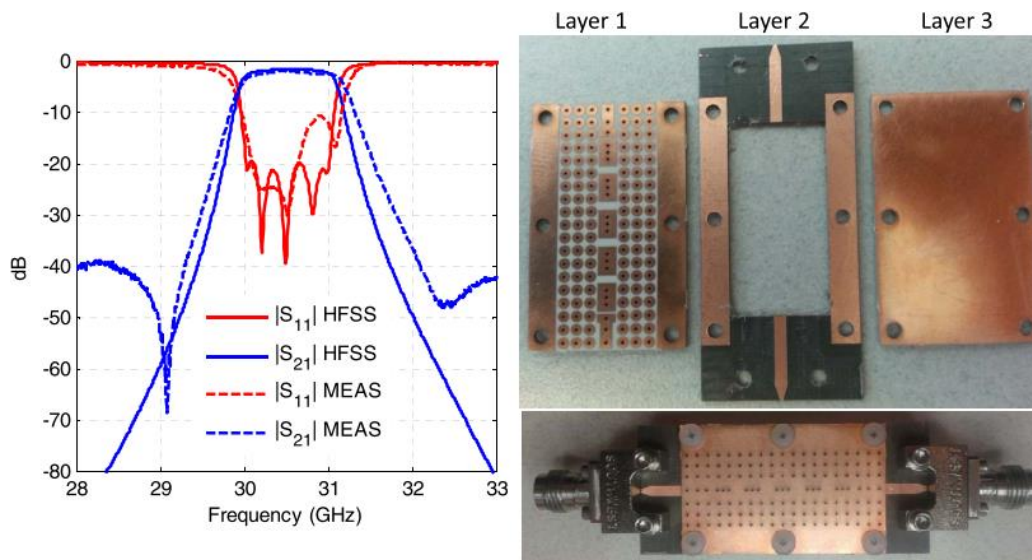


شکل ۲-۲۴: طراحی یک فیلتر میان گذر با تکنیک GGW در فرکانس مرکزی ۳۷,۳ گیگاهرتز [۴۸]

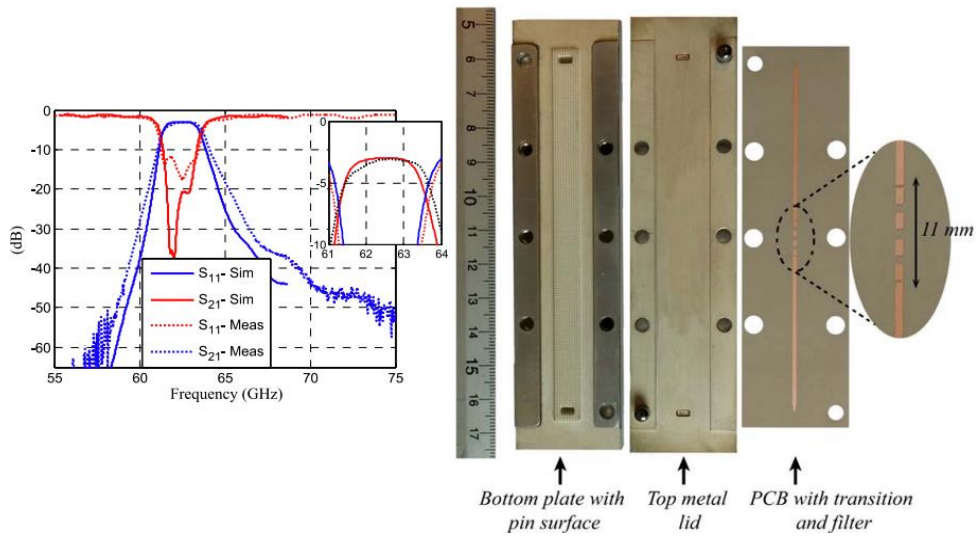


شکل ۲-۲۵: نمای سه بعدی یک فیلتر میان گذر با رزوناتورهای RGW در باند Ka [۴۹]

در صورت استفاده از فناوری مدارچاپی نیز فیلترهایی از نوع موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ ریج در [۵۲ و ۵۳]، موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپی معکوس متشکل از بستریین در [۵۴] و همچنین مایکرواستریپی معکوس شامل زیرلایه قارچی شکل در [۵۵] نمونه هایی ساخته و تست شده اند. شکل های زیر انواع فیلترهای ساخته شده با فناوری موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپی را نشان می دهد.



شکل ۲-۲۶: فیلتر میان گذر موج میلیمتری با فناوری موجبر فاصله هوایی مایکرواستریپ ریج [۵۳]



شکل ۲-۲۷: فیلتر موجبرفاصله هوایی میکرواستریپی در باند E با ساختار بستر پین برای باند توقف [۵۴]

فصل سوم

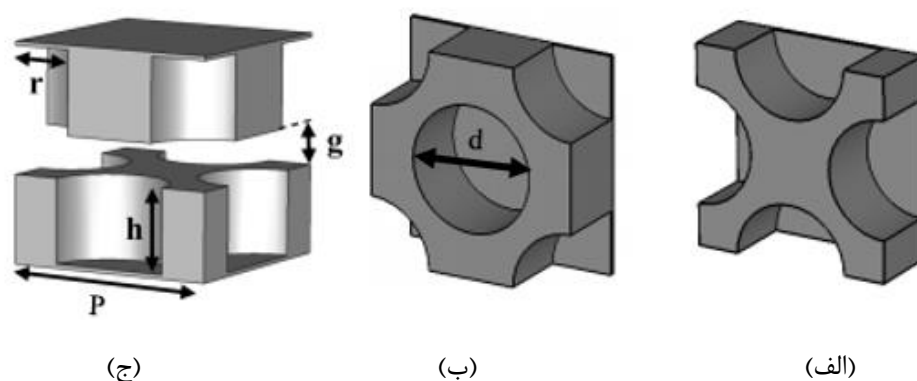
طراحی خط انتقال مجبری با فناوری موجبر چندلایه و کاربرد آن در ادوات پسیو مایکروویو

۳-۱ مقدمه

در فصل دوم فناوری موجبر فاصله ی هوایی به طور کامل مورد بررسی قرار گرفت و با مطالعه ی مقالات مختلف، به معرفی ساختارهای غیرفعال میکروویو پرداخته شد. از آنجا که این تکنولوژی عملکرد مناسبی را در بازه وسیعی از فرکانس ها دارد اما فرآیند تراش کاری پین های متناوب که در فرکانس های حدود ۱۰۰ گیگاهرتز بسیار کوچک می شوند، زمان بر و پرهزینه است. از این رو در ادامه قصد داریم فناوری جدیدی را معرفی کنیم که تحقق سطوح AMC به جای بستر پین توسط حفره های دایروی صورت گرفته و می تواند باند عدم عبور الکترومغناطیسی را با هزینه پیاده سازی پایین و ساختاری ساده ایجاد کند.

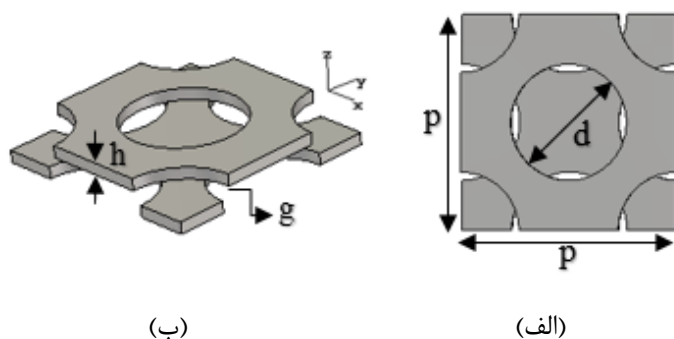
۳-۲ تحقق باند ممنوعه الکترومغناطیسی بر پایه حفره های متقارن

کاربرد ساختار های EBG و سطوح امپدانس بالا برای ممانعت از نشتی موج در ادوات موجبری فلزی برای اولین بار جهت استفاده در باندهای فرکانسی بالا در [۱۲] و [۳۱] معرفی شد. در سال ۲۰۱۷ حفره های دایروی متقارن به منظور تحقق یک ساختار باند ممنوعه ی الکترومغناطیسی پهن باند معرفی شد که فرآیند ساخت تکنولوژی موجبر فاصله هوایی را تسهیل کرد [۵۶].



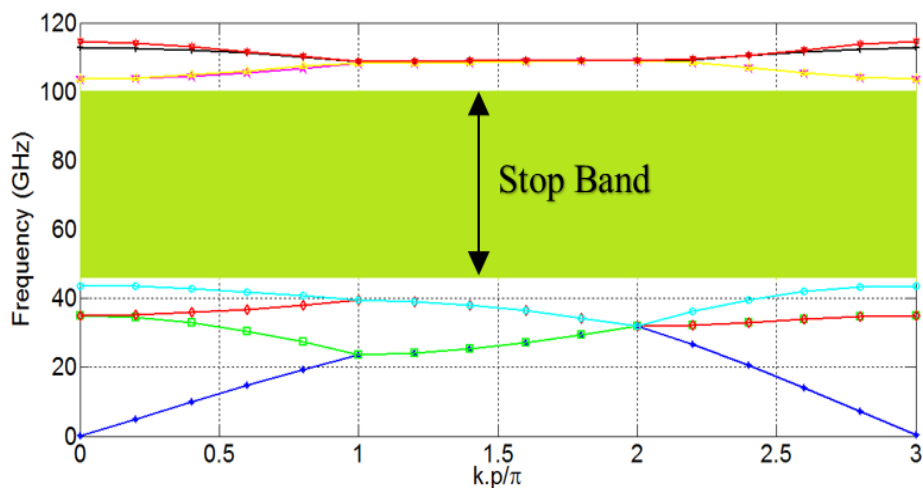
شکل ۳-۱: ساختار تک سلول حفره های متقارن باند عدم عبور [۵۶] الف) صفحه پایین ب) صفحه بالا ج) تک سلول کامل ساختار پیشنهادی متشکل از دو لایه با حفره های متناوب دایروی به شعاع r و ضخامت h بوده که مرکز آن در هر لایه نسبت به لایه دیگر به اندازه ی نیم پریود ($P/2$) شیفت داده شده است. مقدار گپ هوایی بین

دولایه g در نظر گرفته شده و مانند ساختار های موجبر فاصله هوایی لزومی به اتصال دو صفحه ندارد که این امر در ادامه منجر به سهولت در فرآیند ساخت ادوات چندلایه می شود. هر تک سلول این ساختار معادل با یک پین مربعی موجود در فناوری موجبر فاصله هوایی بوده که نقش EBG را در ساختار های هدایت موج ایفا می کند. شکل ۲-۳ ساختار تک سلول حفره های متقارن دایروی شکل ۳-۱ را بدون در نظر گرفتن صفحات PEC بالا و پایین نشان می دهد.



شکل ۲-۳: ساختار تک سلول حفره های متقارن باند عدم عبور بدون در نظر گرفتن صفحات هادی (الف) نمای بالایی (ب) نمای سه بعدی

شکل ۳-۳ دیاگرام پاشندگی تک سلول شکل ۲-۳ را نشان می دهد که در نرم افزار CST با روش Eigenmode به تحلیل مد های انتشاری آن پرداخته شده است. شرایط مرزی ساختار فوق در راستای محور های X و Y پریودیک و در راستای محور Z (پایین ترین و بالاترین سطح)، PEC می باشد.

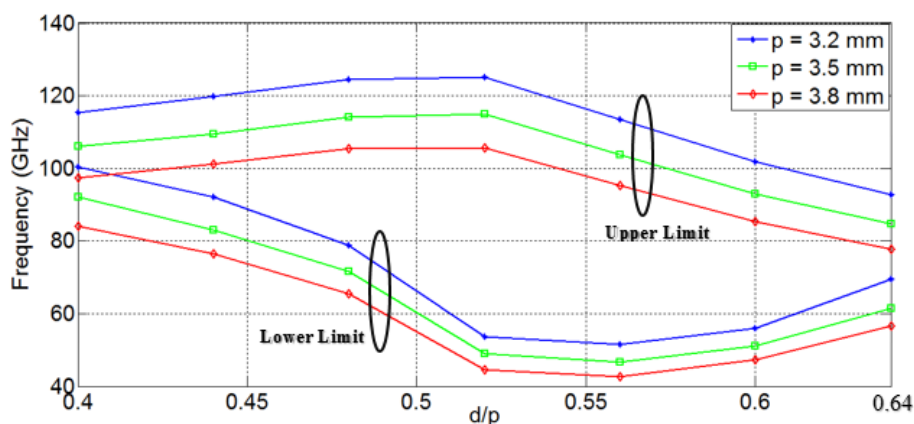


شکل ۳-۳: دیاگرام پاشندگی تک سلول شکل ۲-۳ به ازای مقادیر $g=0.01\text{mm}$, $h=0.2\text{ mm}$, $p=3.72\text{ mm}$, $r=1\text{ mm}$

در دیاگرام فوق k ثابت انتشار موج بوده و محور افقی برای سادگی نمایش، نرمالیزه شده است. طبق نمودار شکل ۳-۳، در بازه فرکانسی ۵۰ تا ۱۰۰ گیگاهرتز هیچ گونه مد انتشاری در ساختار وجود نداشته در نتیجه می تواند برای پیاده سازی قطعات پسیو میکروویو در باند فرکانسی E (۶۰ تا ۹۰ گیگاهرتز) مورد استفاده قرار گیرد. در ادامه به بررسی تاثیر مقادیر مختلف پارامترهای ساختاری بر روی باند ممنوعه الکترومغناطیسی می پردازیم.

۳-۳ بررسی تاثیر پارامترهای تک سلول بر روی ناحیه EBG

در این قسمت تاثیر پارامترهای مختلف تک سلول یعنی (p, d, g, h) بر روی عملکرد باند توقف مورد بررسی قرار می گیرد که در نمودارهای پیش رو، از ساختار شکل ۳-۲ به عنوان تک سلول تحت شبیه سازی استفاده شده است. قدم اول برای طراحی، یافتن فرکانس مرکزی باند توقف می باشد. بدین منظور ابتدا در شکل ۳-۲ با در نظر گرفتن $g = 0.01\text{mm}$, $h = 0.2\text{mm}$ با تغییر نسبت قطر حفره به تناوب سلول (d/p) به ازای سه مقدار مختلف از p ، مودهای انتشاری چهارم (Lower Limit) و پنجم (Upper Limit) در شکل ۳-۴ رسم شده است. لازم به ذکر است که مطابق با دیاگرام پاشندگی تک سلول شکل ۳-۳، مودهای چهارم و پنجم به ترتیب معرف کران پایین و بالای ناحیه EBG می باشند.

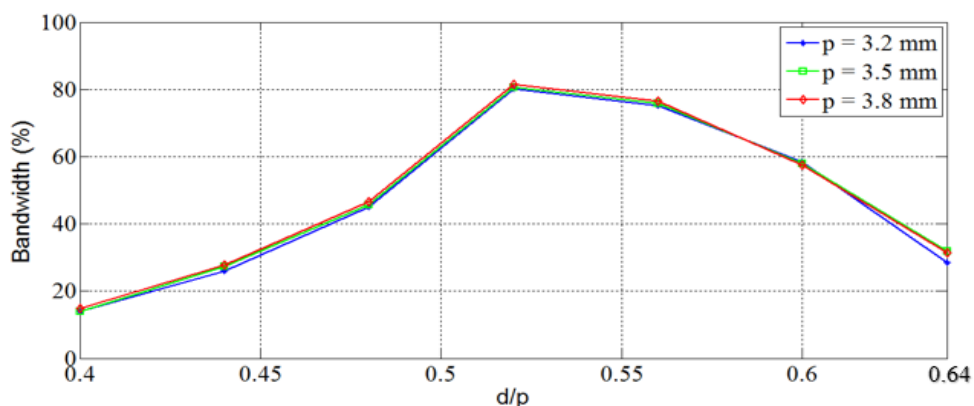


شکل ۳-۴: تاثیر نسبت قطر به تناوب سلول در تعیین باند توقف EBG

همانطور که از نمودار فوق مشاهده می شود، فرکانس مرکزی باند توقف متناسب با تناوب سلول بوده و هر چقدر P بیشتر باشد در فرکانس های پایین تری شاهد ناحیه EBG خواهیم بود. از طرفی پهنای باند ناحیه ی عدم عبور متناسب با عبارت d/p می باشد به این معنی که در یک سلول اگر قطر حفره دایروی حدود نصف تناوب تکرار سلول باشد، بیشترین مقدار پهنای باند را خواهیم داشت.

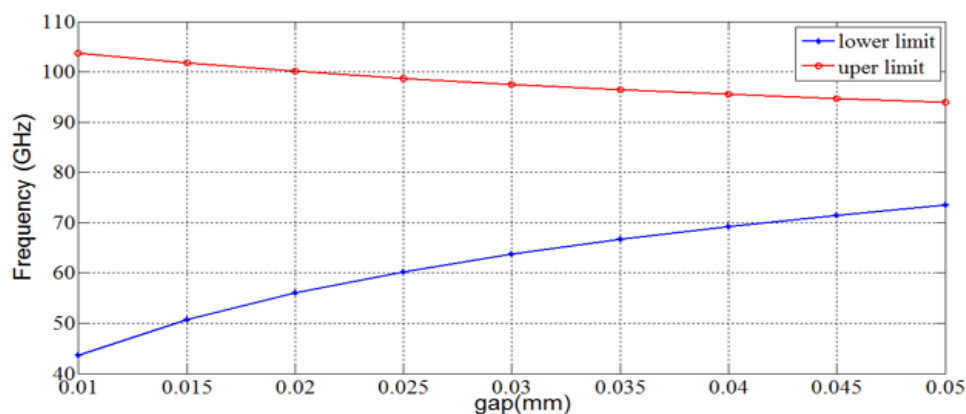
برای بررسی مقدار دقیق نسبت قطر به تناوب سلول و نیز درصد پهنای باند حاصل شده توسط آن، از نمودار شکل ۳-۵ استفاده می کنیم. این نمودار همان شکل ۳-۴ می باشد که مطابق با رابطه ی (۳-۱)، درصد پهنای باند بین دو مد چهارم و پنجم آن در سه مقدار مختلف از تناوب P محاسبه شده است.

$$\text{Bandwidth}(\%) = 2 * (f(\text{mode5}) - f(\text{mode4})) / (f(\text{mode5}) + f(\text{mode4})) * 100 \quad (۳-۱)$$



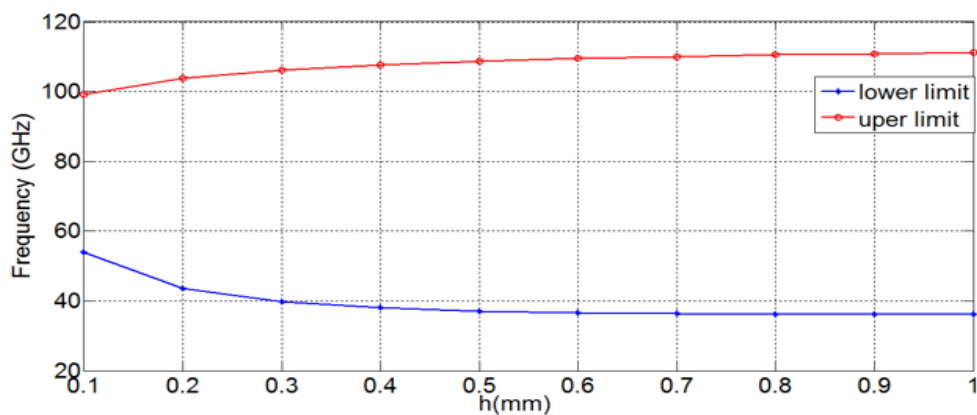
شکل ۳-۵: تعیین درصد پهنای باند تک سلول در تناوب های مختلف

مطابق با نمودار فوق صرف نظر از مقدار تناوب P، در صورتی که قطر حفره های دایروی حدود ۰.۵۲، تناوب سلول در نظر گرفته شود بیشترین پهنای باند EBG حاصل خواهد شد. در قسمت بعد به بررسی تاثیر فاصله هوایی (g) بین دولایه بر مقدار پهنای باند توقف می پردازیم. از این رو در ساختار شکل ۳-۲، به ازای پارامتر های ثابت $h = 0.2\text{mm}$, $r = 1\text{mm}$, $p = 3.72\text{mm}$ با تغییر در گپ هوایی بین لایه ها، نمودار شکل ۳-۶ رسم می شود.



شکل ۳-۶: تاثیر فاصله هوایی بین لایه ها بر روی پهنای باند توقف EBG

واضح است که با افزایش فاصله هوایی بین لایه ها، پهنای باند توقف تک سلول کاهش یافته است. همچنین مد چهارم به عنوان کران پایین، تاثیر بیشتری را در کاهش پهنای باند دارد. در پایان مطابق با نمودار شکل ۳-۷ تاثیر ضخامت هر کدام از لایه ها بر روی پهنای باند توقف EBG مورد مطالعه قرار می گیرد.

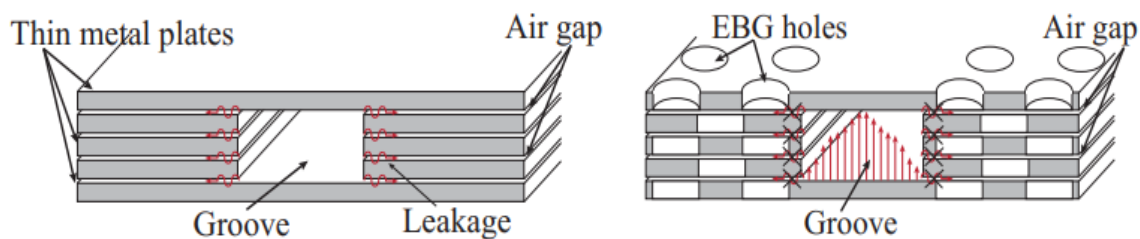


شکل ۳-۷: تاثیر ضخامت لایه های تک سلول بر روی پهنای باند توقف EBG

از نمودار ۳-۷ نتیجه می شود که هر چقدر لایه ها ضخیم تر انتخاب شوند پهنای باند توقف بیشتر بوده ولی این افزایش پهنای باند تا محدوده ای ادامه دارد که h برابر با ربع طول موج متناسب با فرکانس مرکزی باند عدم عبور شود. لذا با افزایش ضخامت بعد از این مقدار، پهنای باند به اشباع رفته و دیگر بهبودی را شاهد نخواهیم بود.

۳-۴ معرفی فناوری موجبر چندلایه^۱ (MLW)

فناوری نوظهور موجبر چند لایه برای اولین بار در سال ۲۰۱۸ معرفی شد [۵۷]. در این ساختار با قرار دادن چند لایه ی نازک فلزی روی یکدیگر و ایجاد شیار بین لایه ها، یک موجبر مستطیلی شکل گرفته که ارتفاع کانال موجبری، وابسته به ضخامت و تعداد لایه ها می باشد. مطابق با شکل ۳-۸ از آنجا که اتصال فیزیکی بین لایه ها وجود ندارد نشتی موج زیادی بین لایه ها ایجاد شده که برای ممانعت از این اتلاف، از حفره های دایروی متقارن استفاده شده است. این حفره ها همانطور که در بخش ۳-۳ مورد مطالعه قرار گرفتند یک ناحیه EBG را در اطراف کانال اصلی موجبر به وجود آورده و با جلوگیری از انتشار موج در جهت های ناخواسته، تلفات حاصل از نشتی موج را به حداقل می رسانند.



شکل ۳-۸: ساختار خط انتقال موجبری چند لایه [۵۷]

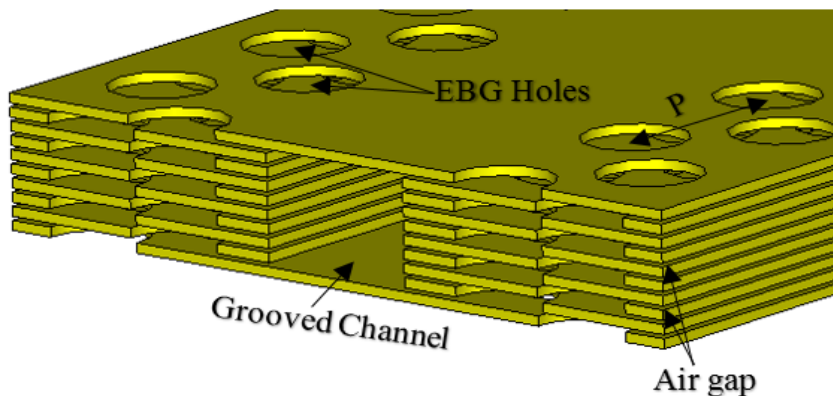
به نوعی می توان ساختار موجبر چند لایه ی مذکور را همان موجبر فاصله ی هوایی شیاری (GGW) نامید با این تفاوت که عدم نیاز به وجود پین های مربعی جهت تحقق ناحیه باند توقف از برجسته ترین ویژگی استفاده از این خط انتقال می باشد. از مزایای این ساختار می توان به وزن و حجم کم، فرآیند ساخت بسیار آسان و هزینه پیاده سازی پایین اشاره کرد به گونه ای که ابتدا هر لایه جداگانه طراحی شده و در نهایت طی فرآیند مونتاژ کاری با پشته کردن^۲ لایه ها روی یکدیگر، خط انتقال تحقق می یابد. در ادامه به طراحی ادوات غیرفعال میکروویو در باند فرکانسی E با استفاده از ساختار موجبر چندلایه می پردازیم.

^۱ Multi-layer waveguide

^۲ Stack

۳-۵ طراحی خط انتقال موجبری با فناوری MLW در باند فرکانسی E

طراحی یک موجبرمستطیلی در باند فرکانسی E توسط لایه های نازک فلزی در این قسمت صورت می گیرد. ابعاد موجبر استاندارد WR-12 مورد استفاده در این باند برابر با 3.0988×1.5494 میلیمتر بوده که مطابق با شکل ۳-۹ از هشت عدد لایه ی ۰,۲ میلیمتری از جنس مس با گپ هوایی ۱۰ میکرومتر برای ایجاد ارتفاع تقریبی موجبر و نیز از یک لایه جهت تحقق دیواره های بالایی و پایینی موجبر، استفاده شده است. در هر لایه تعداد دو ردیف از حفره های متناوب دایروی قرار گرفته که مرکز هر یک از آنها نسبت به حفره متناظر در صفحه بالایی یا پایینی، به اندازه $P/2$ شیفت دارد. همانطور که در بخش ۳-۳ به طراحی تک سلول EBG پرداخته شد، شعاع حفره ها برابر با $r = 1\text{mm}$ و تناوب تکرار آنها در هر صفحه $P = 3.72\text{mm}$ می باشد.

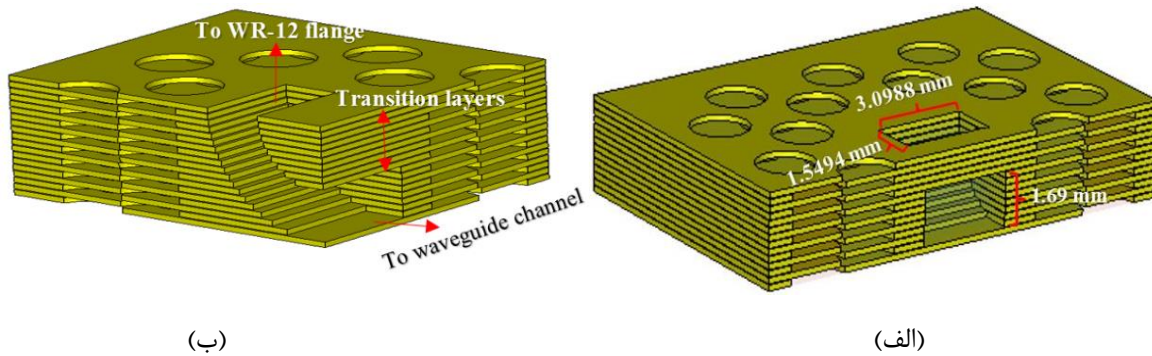


شکل ۳-۹: موجبرمستطیلی چندلایه با حفره های EBG برای رفع تلفات ناشی

برای اتصال موجبر طراحی شده در شکل ۳-۹ به فلنج استاندارد WR-12 به عنوان پورت تحریک، تغذیه از کنار لایه ها میسر نبوده و به یک مبدل از نوع خم ۹۰ درجه^۱ مورد نیاز است [۵۸]. ساختار پیشنهادی برای طراحی مبدل چندلایه ای تحت عنوان خم ۹۰ درجه، در شکل ۳-۱۰ نمایش داده شده است. نحوه عملکرد این مبدل وابسته به تعداد لایه های فلزی بکار رفته در ارتفاع آن می باشد. شکل ۳-۱۰ نمای سه

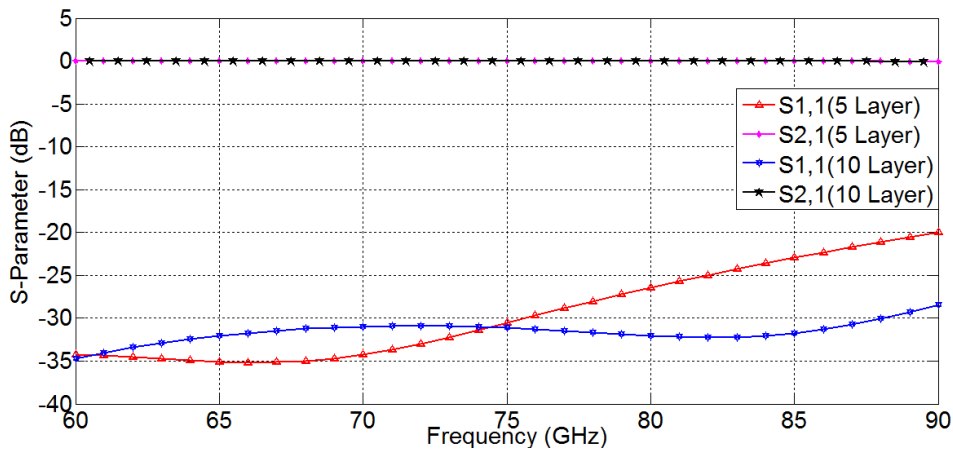
^۱ 90 degrees bend

بعدي ساختار مورد نظر را نشان مي دهد که (الف) از ۵ لايه و (ب) از ۱۰ لايه مسي براي ارتفاع مبدل استفاده شده که در قسمت (ب) براي نمايش مناسب تر خم، بخشي از ساختار برش داده شده است.



شکل ۳-۱۰: نماي سه بعدي مبدل ۹۰ درجه اي در باند E (الف) متشکل از ۵ لايه ب) ۱۰ لايه در ارتفاع

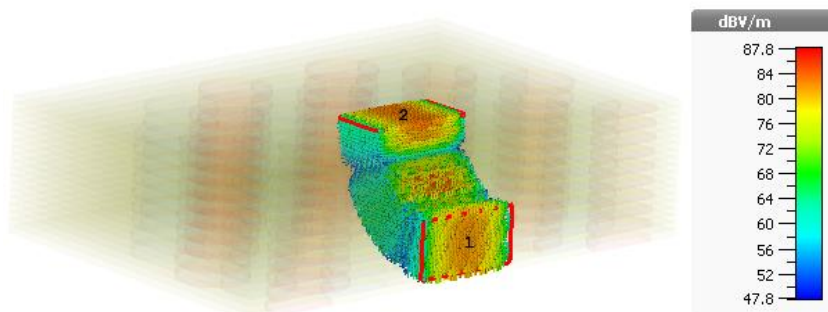
نتايج پاسخ فرکانسي حاصل از شبیه سازي مبدل هاي فوق در نمودار شکل ۳-۱۱ رسم شده است. همانطور که مشاهده مي شود با افزايش تعداد لايه هاي مبدل، تلفات بازگشتي در فرکانس هاي بالا بهبود يافته است.



شکل ۳-۱۱: پاسخ فرکانسي دو نوع مختلف از مبدل هاي شکل ۳-۱۰ در باند E

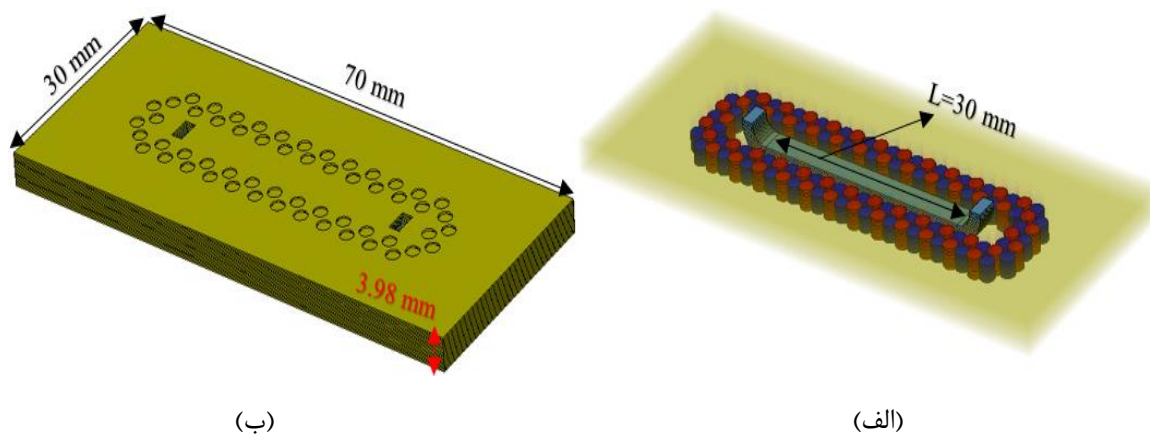
براي بررسي دقيق تر نحوه انتشار موج از پورت استاندارد WR-12 به پورت متصل به کانال موجبري، نمودار شدت ميدان الكتريكي ساختار خم ۹۰ درجه با ارتفاع ۱۰ لايه در شکل ۳-۱۲ رسم شده است.

همانطور که واضح است در هر دو پورت مد غالب TE₁₀ تحریک شده و عملکرد مناسبی را در فرکانس میانی باند E یعنی ۷۵ گیگاهرتز از خود نشان داده است.



شکل ۳-۱۲: توزیع شدت میدان الکتریکی مبدل ۹۰ درجه با ارتفاع ۱۰ لایه در فرکانس ۷۵ گیگاهرتز

از شکل های فوق نتیجه می شود که برای تحقق خط انتقال موجبری نهایی، باید دو مبدل ۱۰ لایه ای را به یک کانال هدایت موج (موجود در شکل ۳-۹) متصل کرد که شکل ۳-۱۳ نمای سه بعدی این ساختار را در دو حالت نمایش می دهد.

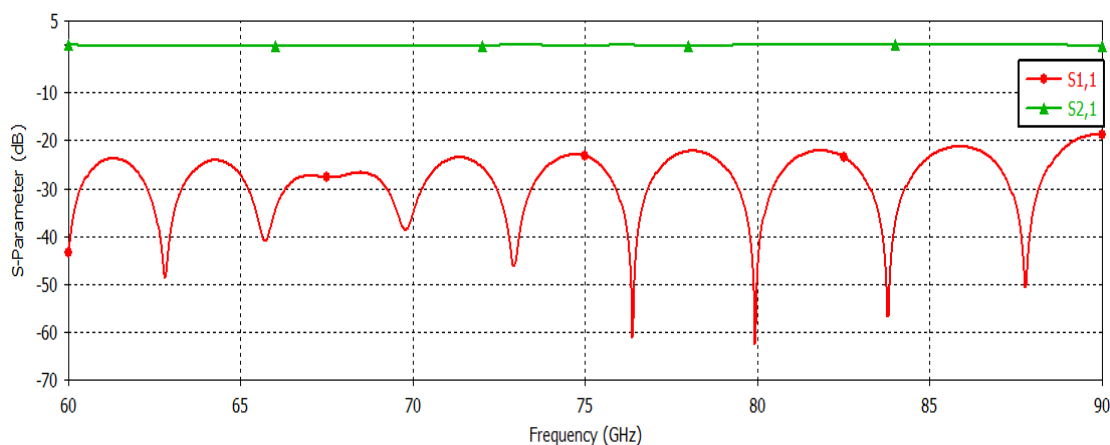


شکل ۳-۱۳: نمای سه بعدی خط انتقال موجبری چندلایه الف) پرشده از هوا ب) همراه با لایه های مسی

ساختار نهایی شامل ۱۹ عدد لایه ۰,۲ میلیمتری بوده که بین هر دو لایه ی متوالی آن با در نظر گرفتن عدم صافی سطح فلزات، ۱۰ میکرومتر فاصله هوایی وجود دارد. از آنجا که ساختمان فلنج استاندارد WR-12

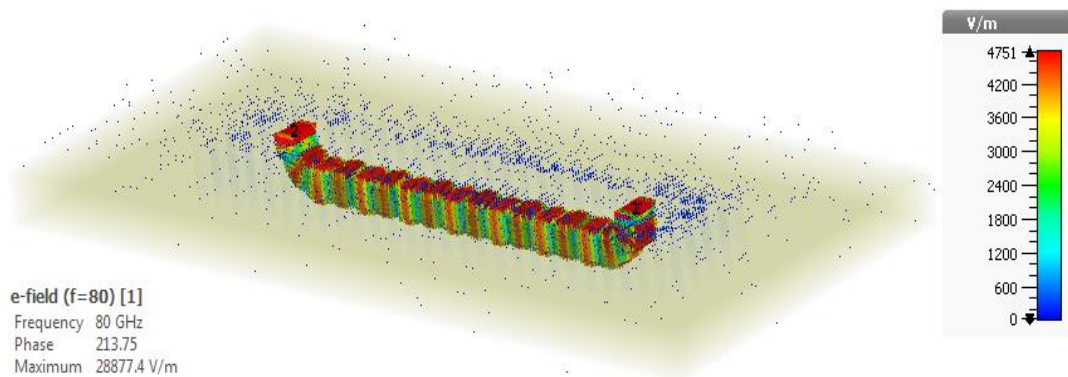
قدری بزرگتر از پورت تحریک می باشد [۵۹]، لذا طول خط انتقال (L) به اندازه ی کافی بزرگ در نظر گرفته شده تا از احتمال هرگونه تداخل فیزیکی بین فلنچ ها جلوگیری شود.

نمودار پاسخ فرکانسی ساختار خط انتقال موجبر چندلایه در شکل ۳-۱۴ رسم شده است. همانطور که مشاهده می شود ساختار دارای تلفات بازگشتی مناسب و کمتر از ۲۰- دسیبل در بازه ی وسیعی از باند E می باشد.



شکل ۳-۱۴ : نمودار پاسخ فرکانسی خط انتقال موجبر چندلایه

در پایان برای بررسی نحوه انتشار موج بین دو پورت موجبر مستطیلی، توزیع شدت میدان الکتریکی آن را مطابق با شکل ۳-۱۵ در نظر می گیریم. همانطور که انتظار می رود هدایت موج تنها در راستای طولی موجبر صورت گرفته و اگر بیشتر از دو ردیف حفره دایروی در اطراف کانال قرار گیرد، تلفات موجود بر روی لایه بالا (نقاط به رنگ آبی) نیز برطرف خواهد شد.



شکل ۳-۱۵: توزیع شدت میدان الکتریکی موجبر چندلایه به همراه مبدل های ۹۰ درجه

۳-۶ طراحی کوپلر جهت دار چند حفره ای موجبری^۱ با فناوری MLW در باند فرکانسی E

کوپلر های موجبری به عنوان یکی از مهم ترین زیرمجموعه های یک سامانه راداری و دستگاه های اندازه گیری، برای انتقال و نمونه گیری از سیگنال ورودی با قابلیت توان تحملی بالا به کار می روند [۶۰]. کوپلر های جهتی ادواتی چهارپورتی بوده که معمولا در فرکانس های میکروویو از دو موجبر مستطیلی به همراه یک لایه کوپلینگ میانی برای تحقق ضریب کوپلینگ تشکیل شده اند.

استفاده از زیرلایه دی الکتریک و یا موجبرهای متداول جهت تحقق کوپلر جهتی در باند موج میلیمتری با کاستی هایی همراه است که هدف این بخش طراحی یک کوپلر موجبری با فناوری MLW در باند فرکانسی E می باشد. مطابق با شکل ۳-۱۶ یک کوپلر جهتی دارای چهار پورت به نام های ورودی، خروجی، تزویج و ایزوله می باشد.

ضریب هدایت^۲ (IL)، ضریب تزویج^۳ (C)، جهت دهی^۴ (D) و ایزولاسیون^۵ (I) پارامتر های مهم در طراحی یک کوپلر موجبری جهتدار بوده که در روابط زیر به تعریف آن ها پرداخته شده است.

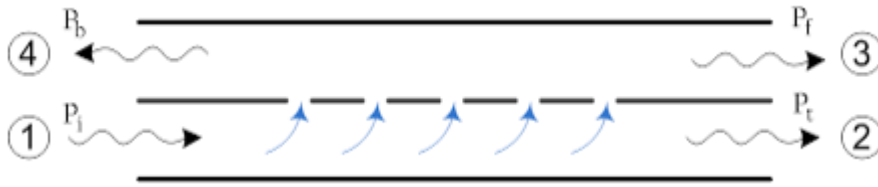
^۱ Multi-hole waveguide directional coupler

^۲ Insertion loss

^۳ Coupling

^۴ Directivity

^۵ Isolation



شکل ۳-۱۶: شمای کلی یک کوپلر جهتدار چندحفره ای

$$IL = 10 \log_{10} \left| \frac{P_{in}}{P_t} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{S_{21}} \right| \quad (۲-۳)$$

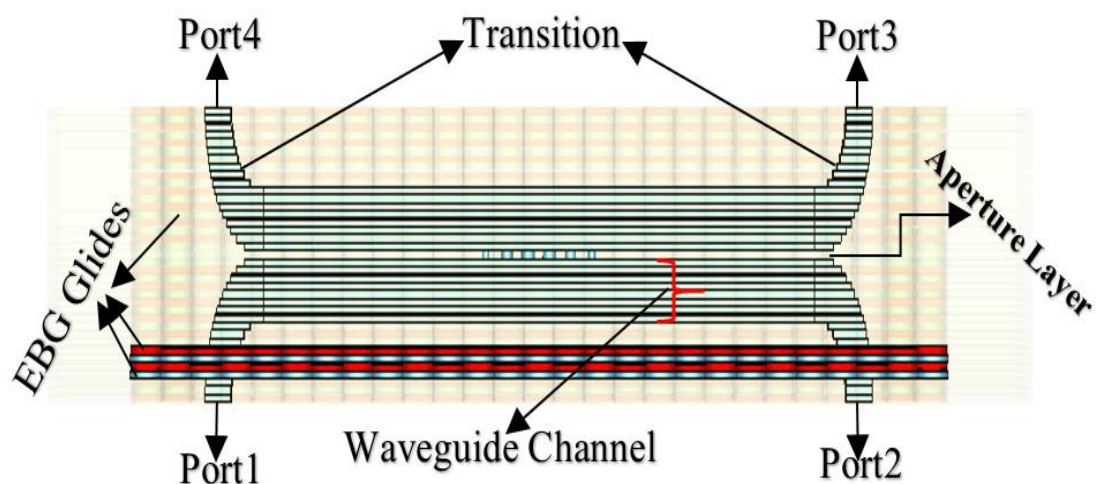
$$C = 10 \log_{10} \left| \frac{P_{in}}{P_f} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{S_{31}} \right| \quad (۳-۳)$$

$$D = 10 \log_{10} \left| \frac{P_f}{P_b} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{S_{31}}{S_{41}} \right| \quad (۴-۳)$$

$$I = 10 \log_{10} \left| \frac{P_{in}}{P_b} \right| = 20 \log_{10} \left| \frac{1}{S_{41}} \right| = C + D \quad (۵-۳)$$

در روابط فوق P_{in} توان اعمال شده به پورت شماره یک، P_t توان منتقل شده به پورت شماره دو، P_f توان کوپل شده به پورت سوم توسط لایه کوپلینگ و P_b توان برگشت داده شده به پورت چهارم می باشد. هدف از طراحی یک کوپلر جهتدار موجبری، رسیدن به ضریب کوپلینگ ثابت، ایزولاسیون بالا بین پورت های ورودی و تطبیق، هم چنین دایرکتیویته مناسب در بازه وسیعی از فرکانس ها می باشد. در [۶۱] نوع خاصی از کوپلر جهتی تحت عنوان کوپلر چندالمانی معرفی شده که تزویج بین پورت های ۱ و ۳، توسط حفره های دایروی موجود در لایه ی کوپلینگ میانی صورت می گیرد.

در صورتی که طراحی یک کوپلر چندحفره ای با فناوری MLW مد نظر باشد می توان از دو موجبر مستطیلی چندلایه معرفی شده در بخش ۳-۵، به همراه یک لایه کوپلینگ میانی مطابق با شکل ۳-۱۷ استفاده کرد. این ساختار از چهار عدد مبدل ۹۰ درجه، دو کانال موجبری چندلایه و نیز یک لایه کوپلینگ میانی متشکل از حفره های دایروی تشکیل شده است.

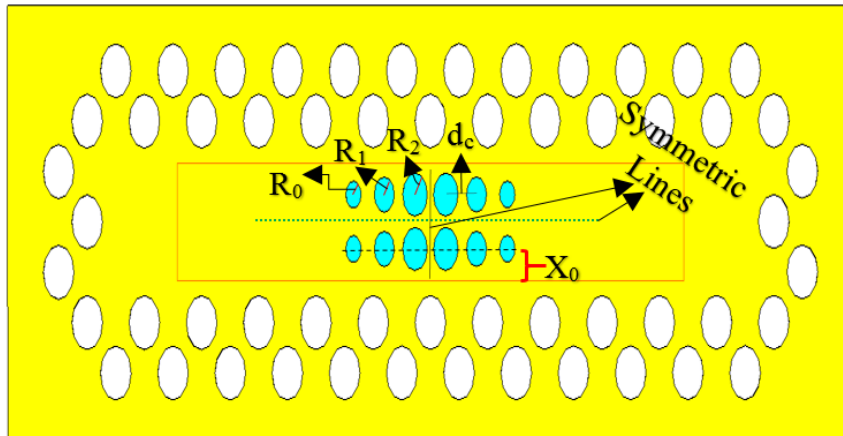


شکل ۳-۱۷: نمای جانبی کوپلر چند لایه به همراه حفره های EBG

در شکل فوق تمامی لایه ها دارای ضخامت 0.2 میلیمتر بوده و مانند بخش $3-5$ ، فاصله هوایی 10 میکرومتر ناشی از ناهمواری سطحی بین لایه ها در نظر گرفته شده است. در هر لایه برای از بین بردن نشتی حاصل از فاصله هوایی، حفره های دایروی متقارن به شعاع $r = 1$ و تناوب $P = 3.72$ میلیمتر اطراف کانال موجبری ایجاد شده اند.

در طراحی یک کوپلر جهتدار چند حفره ای لازم است تعداد روزنه های کوپلینگ (N)، فاصله بین مرکز دو روزنه متوالی (d_c)، شعاع حفره های دایروی (R_0, R_1, \dots, R_N) و نیز آفست هر روزنه از دیواره ی عریض موجبر (X_0) برای رسیدن به ضرایب کوپلینگ و دایرکتیویته معین محاسبه شود که در [۶۱-۶۳] به طور کامل به این موضوع پرداخته شده است.

لازم به ذکر است افزایش تعداد روزنه ها، منجر به بهبود پهنای باند سیستم شده که لایه ی کوپلینگ میانی در کوپلر فوق شامل دو ردیف حفره دایروی مشابه باهم بوده و در هر ردیف شش روزنه، ضریب کوپلینگ بین دو کانال موجبری را کنترل می کند. شکل ۳-۱۸ نما از بالای لایه کوپلینگ شکل ۳-۱۷ به همراه پارامتر های مورد نیاز را نشان می دهد که بر روی لایه مسی با ضخامت 0.2 میلیمتر قرار گرفته است.



شکل ۱۸-۳: نمای بالایی لایه کوپلینگ میانی در شکل ۱۷-۳

با توجه به هندسه ی متقارن ساختار یعنی ($R_0=R_5, R_1=R_4, R_2=R_3$) می توان تنها با تغییر سه شعاع R_0, R_1, R_2 در ازای مقادیر ثابت d_c و X_0 ، به ضرایب کوپلینگ و دایرکتیویته مختلف دست یافت. در این قسمت طراحی یک کوپلر موجبری با سه ضریب کوپلینگ ۲۰، ۲۵ و ۳۰ دسیبل و حداقل دایرکتیویته ۲۰ دسیبل در باند فرکانسی E صورت گرفته است.

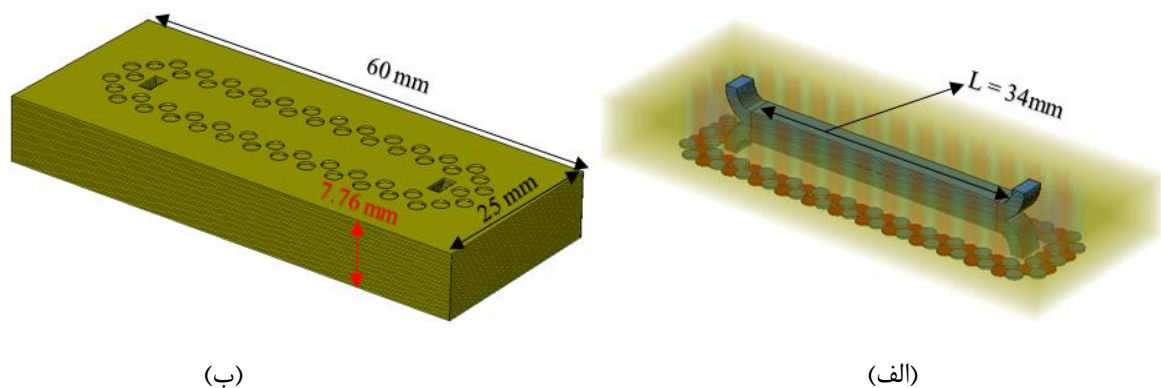
مقادیر بهینه سازی شده ی شعاع لایه کوپلینگ به ازای فاصله ثابت بین مراکز دو روزنه متوالی $d_c = 1.31 \text{ mm}$ و آفست از دیواره موجبر $X_0 = 0.548 \text{ mm}$ در جدول ۱-۳ نمایش داده شده است.

جدول ۱-۳: شعاع بهینه سازی شده دواپر لایه کوپلینگ شکل ۱۸-۳ به ازای مقادیر مختلف ضریب تزویج

Coupling \ Radius	30 dB	25 dB	20 dB
R_0 (mm)	0.226	0.276	0.356
R_1 (mm)	0.350	0.402	0.471
R_2 (mm)	0.430	0.472	0.535

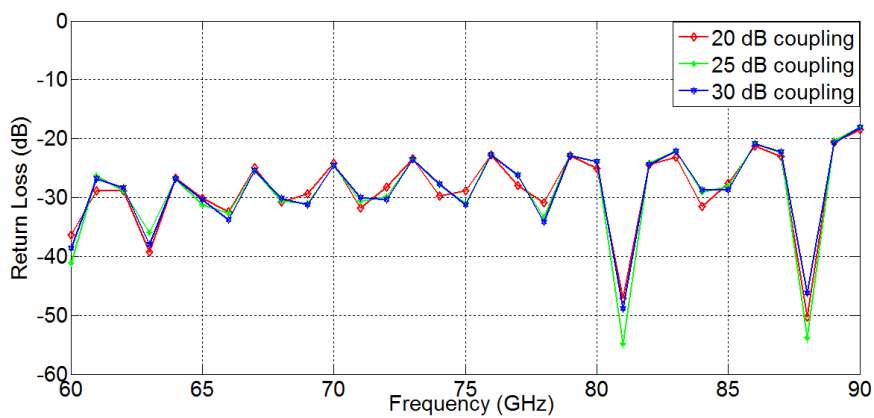
مطابق با داده های جدول فوق، تنها با تغییر ابعاد لایه کوپلینگ شکل ۱۸-۳ می توان به ضرایب کوپلینگ دلخواه رسید. این امر موجب سهولت در فرآیند ساخت قطعه نیز خواهد شد زیرا می توان تنها با جایگزینی

یک لایه که از قبل با ابعاد فوق سوراخ کاری شده است، مشخصات کوپلر را به سادگی تغییر داد. شکل ۱۹-۳ نمای سه بعدی کوپلر چندحفره ای موجبری نهایی، متشکل از ۳۷ لایه مسی را نشان می دهد که طول بازوی موجبری در آن $L = 34\text{mm}$ می باشد.

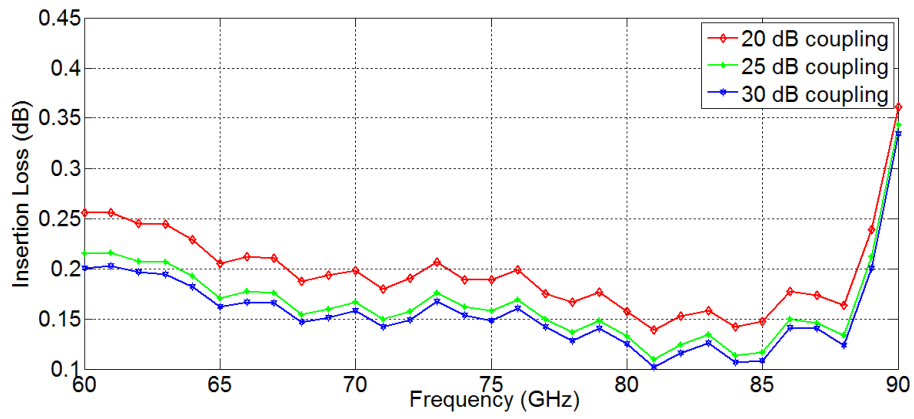


شکل ۱۹-۳ : نمای سه بعدی کوپلر جهتدار چندحفره ای موجبری الف) پر شده از هوا ب) با لایه های مسی

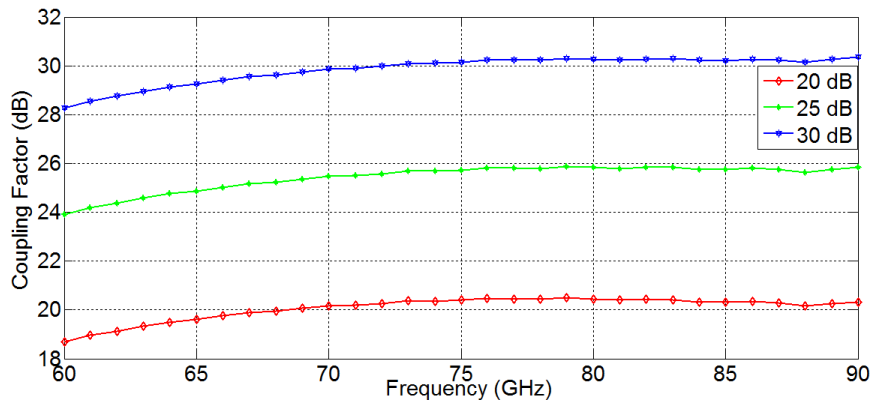
برای بررسی عملکرد پاسخ فرکانسی کوپلر فوق، در هر مرحله با جایگذاری لایه کوپلینگ متناظر با یکی از سه ضریب تزویج ۲۰، ۲۵ و ۳۰ دسیبل، شبیه سازی ساختار جداگانه صورت گرفته و در شکل ۲۰-۳ نتایج نشان داده شده است.



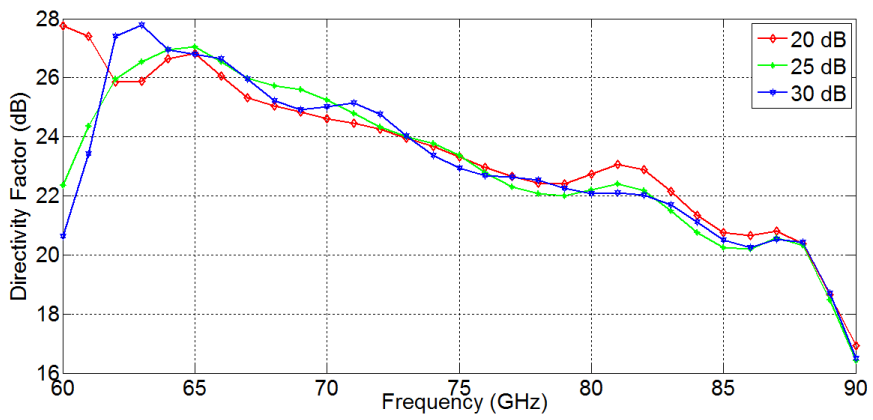
الف)



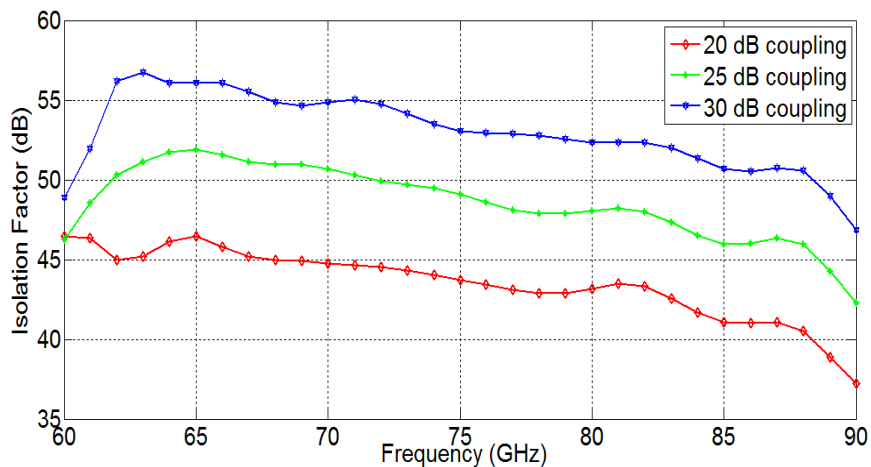
(ب)



(ج)



(د)



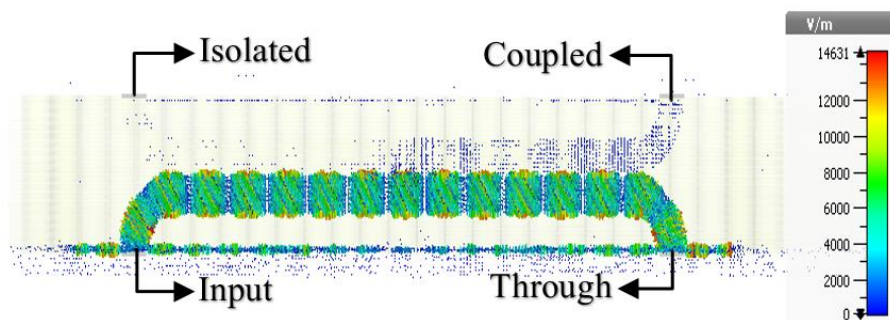
(ه)

شکل ۳-۲۰: نمودار پاسخ فرکانسی کوپلر چندحفره ای MLW به ازای سه مقدار مختلف ضریب کوپلینگ (الف) نمودار

تلفات بازگشتی (ب) تلفات انتقالی (ج) ضریب کوپلینگ (د) دایرکتیویته (ه) ایزولاسیون

همانطور که از نمودارهای پاسخ فرکانسی فوق مشاهده می شود، کوپلر مورد نظر در هر سه طراحی دارای تلفات بازگشتی مناسب و کمتر از ۲۰- دسیبل، ضرایب کوپلینگ تقریباً ثابت با رپیل ± 0.8 دسیبل و حداقل دایرکتیویته ۲۰ دسیبل در بازه فرکانسی ۶۰-۹۰ گیگاهرتز می باشد. ضمناً ایزولاسیون مناسب به مقدار حداقل ۴۰ دسیبل در تمامی شبیه سازی ها به دست آمده است.

در پایان نیز با رسم توزیع شدت میدان الکتریکی، بررسی نحوه انتشار موج از پورت ورودی به سایر ترمینال های کوپلر در فرکانس ۷۵ گیگاهرتز به ازای ضریب کوپلینگ ۳۰ دسیبل در شکل ۳-۲۱ نمایش داده شده است. همانطور که انتظار می رود بخش زیادی از توان ورودی طی مسیر مستقیم وارد پورت شماره دو شده و مقدار کمی از آن (حدود یک هزارم توان ورودی) توسط حفره های موجود در لایه کوپلینگ، به پورت شماره سه کوپل شده است.



شکل ۳-۲۱: توزیع شدت میدان الکتریکی کوپلر موجبری چندحفره ای با ضریب کوپلینگ ۳۰ دسیبل در فرکانس ۷۵ گیگاهرتز

۳-۷ طراحی آنتن آرایه شکاف موجبری^۱ با فناوری MLW در باند میلیمتری

آنتن آرایه شکاف موجبری (SWAA) از جمله آنتن های قابل استفاده در رادار های جستجوگر^۲ می باشد که با ساختار ساده خود، قابلیت تحمل توان بالا را دارد. این نوع از آنتن ها متشکل از یک موجبر مستطیلی هستند که بر روی دیواره عریض آن شکاف هایی برای تشعشع موج به فضای آزاد تعبیه شده است.

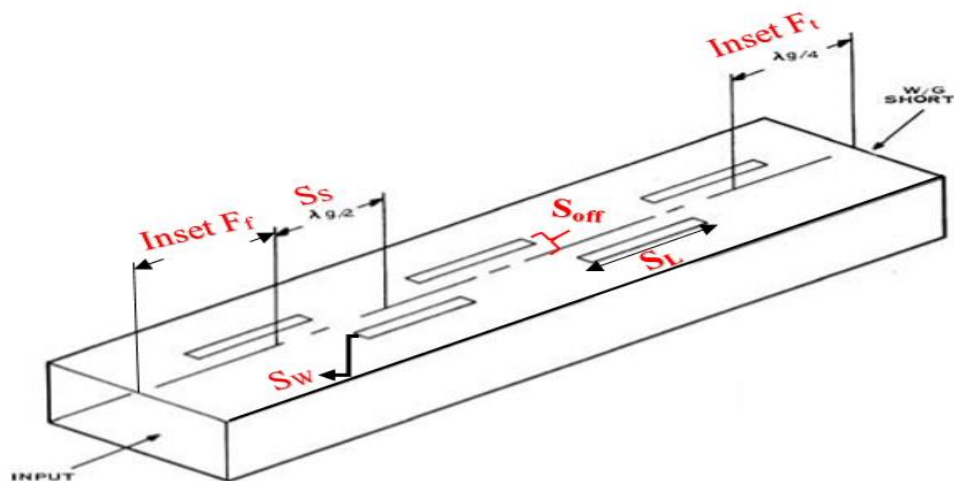
بهره ی بالا، راندمان کاری مناسب، خلوص پلاریزاسیون و پهنای باند زیاد از جمله مزایای استفاده از این آنتن در سامانه های ارتباطی می باشد با توجه به اینکه در بخش ۳-۵ به طراحی یک خط انتقال موجبری چند لایه در باند میلیمتری پرداختیم، لذا می توان با جایگذاری یک لایه شکاف تشعشعی بر روی دیواره ی موجبری آن، یک آنتن آرایه شکاف موجبری را برای کاربرد های باند میلیمتری با فناوری MLW تحقق داد.

شکل ۳-۲۲ نمای دو بعدی شکاف های یک آنتن SWAA را نشان می دهد. تعداد شکاف ها (N)، طول (SL) و عرض (SW) هر شکاف، فاصله بین دو شکاف متوالی (SS)، آفست هر شکاف از خط مرکزی موجبر (S_{off})، فاصله گذاری مرکز اولین شکاف تا پورت تحریک (Inset F_f) و مرکز آخرین شکاف تا انتهای موجبر

^۱ Slot waveguide array antenna

^۲ Search radars

اتصال کوتاه شده (Inset F_i) پارامترهایی هستند که برای رسیدن به بهره و پهنای باند مورد نیاز باید طراحی شوند.



شکل ۳-۲۲: شمای کلی یک SWAA به همراه پارامترهای ابعادی آن [۶۴]

به طور کلی فاصله بین دو شکاف متوالی حدوداً نیم طول موج هدایت شده در موجبر ($S_s = \lambda_g/2$) بوده و طول و آفست هر شکاف می تواند با یکدیگر متفاوت باشد ولی برای تقارن پترن باید روابط زیر صادق باشد:

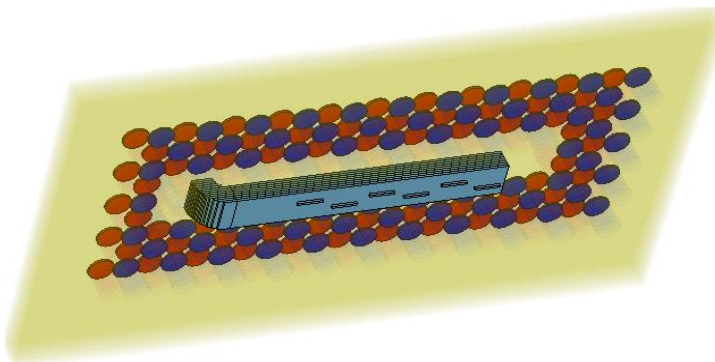
$$S_{L,1} = S_{L,N}, S_{L,2} = S_{L,N-1}, \dots, S_{L,i} = S_{L,(N-i+1)} \quad (۲-۳)$$

$$S_{off,1} = S_{off,N}, S_{off,2} = S_{off,N-1}, \dots, S_{off,i} = S_{off,(N-i+1)} \quad (۳-۳)$$

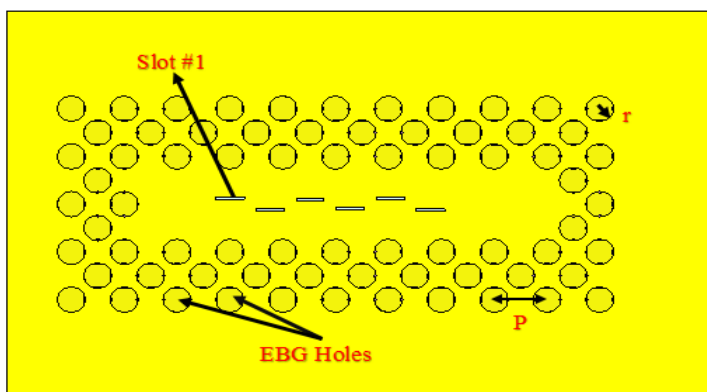
پارامتر دیگر فاصله آخرین شکاف از انتهای اتصال کوتاه شده موجبر می باشد که باید ضرب فردی از ربع طول موج هدایت شده در موجبر باشد به بیانی دیگر یعنی اینکه از مرکز آخرین شکاف، اتصال باز (امپدانس بالا) دیده شود. نحوه یافتن مقادیر فوق جهت طراحی یک SWAA به طور کامل در [۶۴] شرح داده شده است.

در این قسمت هدف طراحی یک آنتن SWAA در باند E توسط تکنیک MLW می باشد که تعداد شکاف های مستطیلی در نظر گرفته شده برابر با ۶ بوده، از هشت لایه برای تحقق موجبر مستطیلی و از پنج لایه برای ارتفاع مبدل ۹۰ درجه استفاده شده است. شکل ۳-۲۳ نمای سه بعدی آنتن مذکور را نشان می دهد.

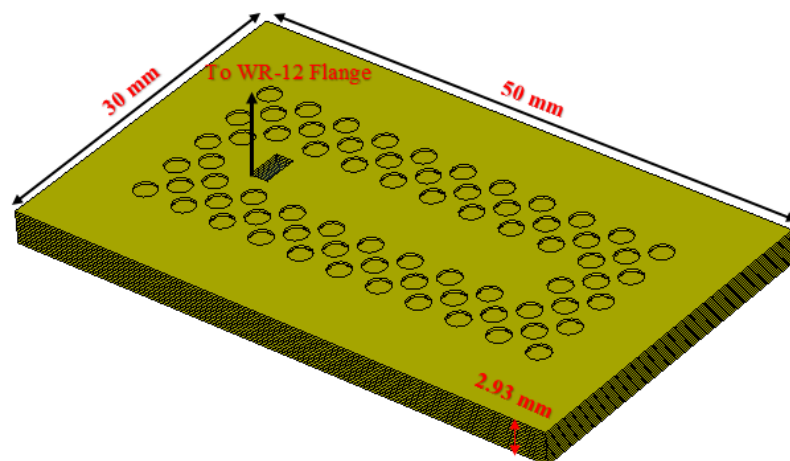
لازم به یادآوری است همانطور که در شکل ۳-۱۱ به بررسی دو نوع مختلف از مبدل های چندلایه پرداخته شد، در صورتی که فرکانس کار کمتر از ۷۵ گیگاهرتز باشد به جهت بهبود تلفات بازگشتی بهتر است پنج لایه برای ارتفاع مبدل در نظر گرفته شود.



(الف)



(ب)



(ج)

شکل ۳-۲۳: ساختار آنتن SWAA چندلایه الف) نمای سه بعدی پر شده از هوا ب) لایه مسی شکاف دار ج) آنتن به همراه پورت ورودی

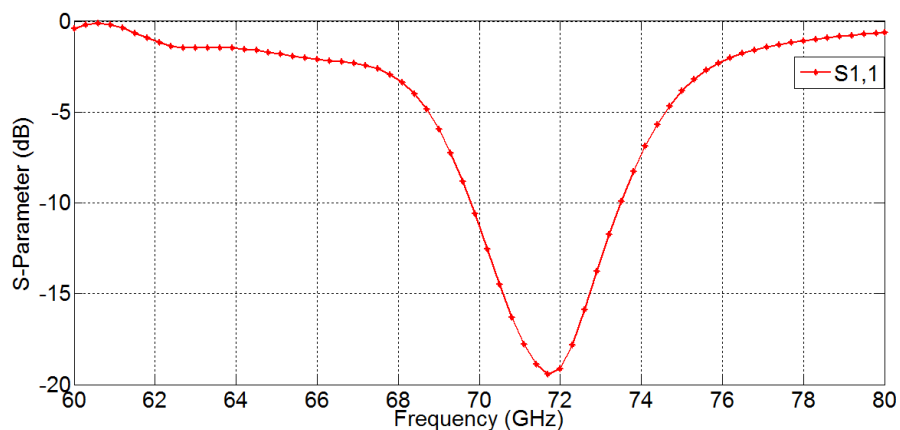
این آنتن از ۱۹ لایه مسی هرکدام با ضخامت ۰٫۲ میلیمتر با گپ هوایی $g = 0.01 \text{ mm}$ تشکیل شده که برای رفع تلفات ناشی حاصل از فاصله هوایی، حفره های دایروی متقارن با تناوب $P = 3.72 \text{ mm}$ و شعاع $r = 1 \text{ mm}$ بر روی لایه ها ایجاد شده است.

جدول ۳-۲ مقادیر پارامتر های لایه شکاف دار شکل ۳-۲۳ (ب) را با اقتباس از ساختار شکل ۳-۲۲ نشان می دهد که برای طراحی آنتن در بازه ۷۰-۷۴ گیگاهرتز بهینه سازی شده است.

جدول ۳-۲: مشخصات شکاف های آنتن SWAA چند لایه

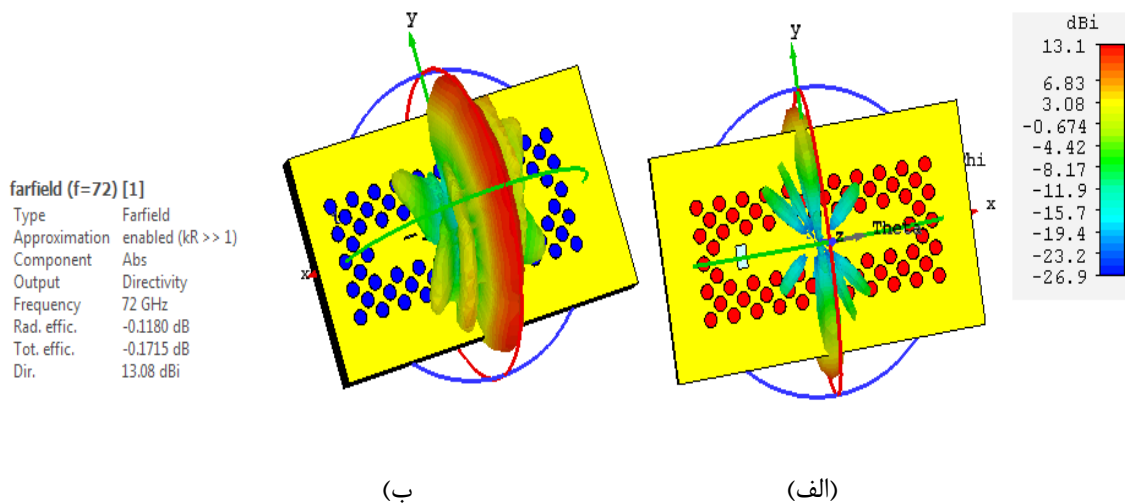
پارامتر	اندازه (میلیمتر)	پارامتر	اندازه (میلیمتر)
Slot length ($S_{L1} = S_{L6}$)	2.01	$S_{off3} = S_{off4}$	0.35
$S_{L2} = S_{L5}$	1.97	Slot spacing (S_s)	2.82
$S_{L3} = S_{L4}$	1.94	Slot width (S_w)	0.21
Slot offset ($S_{off1} = S_{off6}$)	0.46	Inset From feed (F_f)	5.79
$S_{off2} = S_{off5}$	0.42	Inset From termination (F_t)	1.32

پس از شبیه سازی ساختار شکل ۳-۲۳، نتایج تلفات بازگشتی این آنتن در شکل ۳-۲۴ رسم شده است. همانطور که مشاهده می شود، آنتن در بازه فرکانسی حدود ۷۰ - ۷۳٫۵ گیگاهرتز از لحاظ امپدانس به پورت ورودی تطبیق بوده و قابل استفاده در باند موج میلیمتری می باشد.



شکل ۳-۲۴: نمودار تلفات بازگشتی آنتن SWAA چند لایه در باند E

بررسی پترن تشعشی آنتن SWAA چندلایه در شکل ۳-۲۵ صورت گرفته است. پترن مورد نظر دارای بیشینه جهت دهی ۱۳ دسیبل بوده و گلبزرگ اصلی آن در راستای صفحه ی شکاف دار می باشد. ساده و مسطح این آنتن می تواند در مجاورت سایر ادوات صفحه ای میکروویو به کار گرفته شود.



شکل ۳-۲۵: پترن سه بعدی آنتن SWAA (الف) پترن صفحه ی شامل پورت (ب) پترن صفحه ی شکاف دار

فصل چهارم

طراحی فیلتر میان گذر موج میلیمتری با فناوری موجبر چندلایه

۴-۱ مقدمه

انتقال اطلاعات با سرعت بسیار بالا در لینک های ارتباطی نقطه به نقطه، نیازمند تخصیص باند های فرکانسی موج میلیمتری از جمله باند E می باشد که بازه های ۷۱-۷۶ و نیز ۸۱-۸۶ گیگاهرتز در این باند قرار دارد [۶۵]. در فرکانس های مذکور به دلیل پایین بودن تلفات جذب اتمسفر به مقدار حدود ۰,۴ دسیبل در هر کیلومتر [۶۶]، می توان به ارسال داده ها با سرعت چندین گیگابیت بر ثانیه اقدام کرد [۶۷].

فیلتر های میان گذر به عنوان یکی از مهم ترین زیرمجموعه های یک سامانه مخابراتی، وظیفه جداسازی باند های فرکانسی موردنیاز از طیف وسیعی از فرکانس ها را برعهده دارند. تحقق فیلتر های میان گذر بسته به کاربرد آن می تواند به فرم مدارچاپی (خطوط ریزنواری، CPW، SIW و ...) و یا موجبری صورت گیرد. همانطور که در فصل دوم اشاره شد در باند میلیمتری به دلیل وجود تلفات زیرلایه و پیچیدگی ساخت موجبرهای فلزی، عموماً طراحی فیلتر ها با فناوری موجبر فاصله هوایی انجام می گیرد.

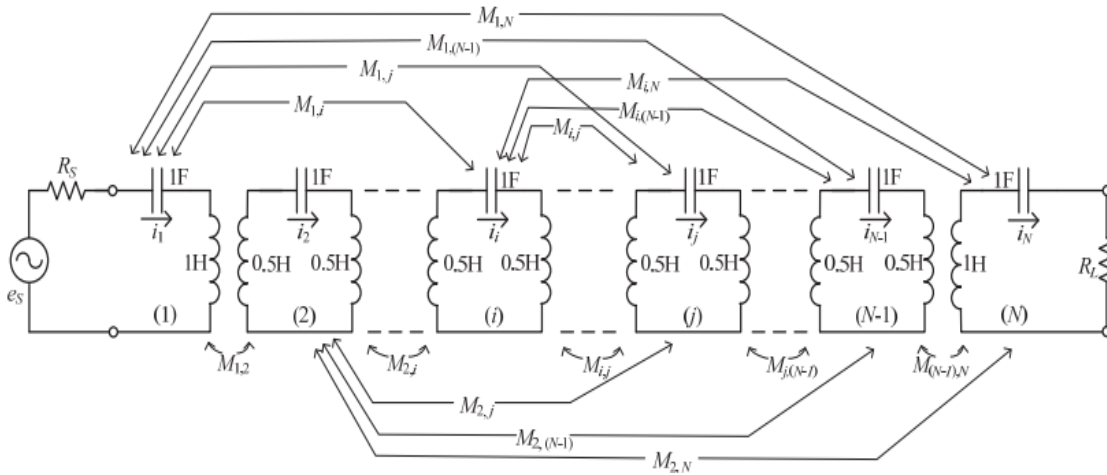
در این فصل با بهره گیری ساختار جدیدی از موجبر فاصله هوایی شیاری تحت عنوان موجبر چند لایه (MLW)، به طراحی دو فیلتر جداگانه در باندهای ۷۱-۷۶ و دیگری ۸۱-۸۶ گیگاهرتز می پردازیم. در پایان با استفاده از یک مقسم توان صفحه ی H^۱، یک دیپلکسر چندلایه را که در جداسازی سیگنال های ارسالی و دریافتی کاربرد دارد، مورد بررسی قرار خواهیم داد.

۴-۲ مدل سازی و طراحی فیلترهای مایکروویوی با ماتریس تزویج

مفهوم ماتریس تزویج بین تشدید کننده های مختلف یک فیلتر باند باریک برای اولین بار در سال ۱۹۷۲ ارائه شد [۶۸]. مدل مداری ارائه شده برای یک فیلتر میان گذر با مرتبه N، با فرکانس مرکزی 1 rad/s و پهنای باند 1 rad/s در شکل ۴-۱ نشان داده شده است. در این مدار تشدید کننده های سری به کمک

^۱ H-Plane Tee Junction

تعدادی ترانسفورمر به یکدیگر تزویج شده اند، از طرفی هر تشدیدکننده می تواند به تمامی تشدید کننده ها با یک ضریب مستقل از فرکانس، تزویج شود. به تزویج بین تشدید کننده های متوالی تزویج مستقیم^۱ و تزویج میان تشدیدکننده های غیر مجاور، تزویج متقاطع^۲ گفته می شود.



شکل ۴-۱: مدل مداری یک فیلتر میان گذر مرتبه N با فرکانس مرکزی 1rad/s [۶۸]

با نوشتن روابط ولتاژ و جریان برای مدل مداری ارائه شده خواهیم داشت [۶۸]:

$$\begin{bmatrix} e_s \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + j(\omega - \frac{1}{\omega}) & jM_{12} & \cdots & jM_{1,N-1} & jM_{1,N} \\ jM_{21} & j(\omega - \frac{1}{\omega}) & \cdots & jM_{2,N-1} & jM_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ jM_{N-1,1} & jM_{N-1,2} & \cdots & j(\omega - \frac{1}{\omega}) & jM_{N-1,N} \\ jM_{N,1} & jM_{N,2} & \cdots & jM_{N,N-1} & R_L + j(\omega - \frac{1}{\omega}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_{N-1} \\ i_N \end{bmatrix} \quad (1-4)$$

^۱ Direct coupling

^۲ Cross coupling

در این رابطه فرم ماتریسی عناصر ولتاژ و جریان به صورت زیر نوشته می شود

$$[E] = [Z'] [I] = \left(j[M] + j \left(\omega - \frac{1}{\omega} \right) [U] + [R] \right) [I] \quad (۲-۴)$$

در رابطه (۲-۴) [M] ماتریس تزویج با ابعاد $N \times N$ ، [U] ماتریس یکه و [R] یک ماتریس صفر با اندازه

$N \times N$ بوده که در آن $R_{N,N} = R_L$ و $R_{1,1} = R_S$ می باشد. ماتریس M نیز به فرم زیر است

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & M_{12} & \cdots & M_{1,N-1} & M_{1,N} \\ M_{21} & 0 & \cdots & M_{2,N-1} & M_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ M_{N-1,1} & M_{N-1,2} & \cdots & 0 & M_{N-1,N} \\ M_{N,1} & M_{N,2} & \cdots & M_{N,N-1} & 0 \end{bmatrix} \quad (۳-۴)$$

با استفاده از تغییر متغیر پایین گذر به میان گذر می توان رابطه (۲-۴) را به شکل زیر نوشت

$$\Omega = \frac{\omega_0}{BW} \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (۴-۴)$$

در نتیجه برای فیلتر پایین گذر خواهیم داشت

$$[E] = [Z'] [I] = (j[M] + j\Omega[U] + [R]) [I] \quad (۵-۴)$$

در شکل ۴-۱ در صورتی که فرکانس تشدید رزوناتور های مختلف با یکدیگر برابر نباشد، عناصر روی

قطر اصلی ماتریس تزویج (رابطه (۳-۴)) غیر صفر خواهد شد. مقدار این عناصر قطری برابر با میزان انحراف

فرکانس تشدید هر رزوناتور از فرکانس مرکزی فیلتر می باشد. به بیانی دیگر در صورتی که در یک فیلتر

میان گذر فرکانس مرکزی هر رزوناتور با فرکانس مرکزی فیلتر برابر نباشد، مدار معادل پایین گذر آن فیلتر

دارای عناصر راکتیو مستقل از فرکانس (FIR) ^۱ بوده که در مدار موازی با خازن یا سری با سلف قرار می گیرد [۶۹]. درایه های روی قطر اصلی ماتریس تزویج (M_{ii}) متناظر با عناصر FIR می باشد که برای تحقق پاسخ فرکانسی نامتقارن می توان از آن استفاده کرد.

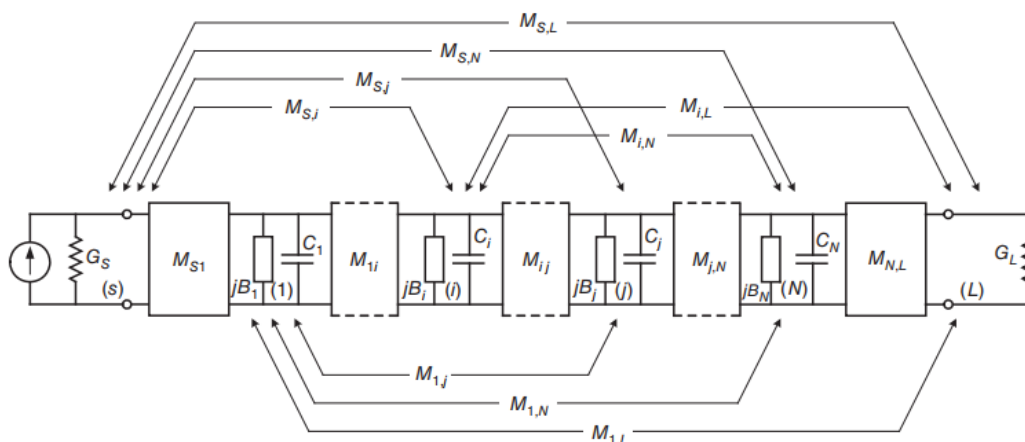
ماتریس تزویج رابطه ی (۳-۴) را می توان با نرمالیزه کردن امپدانس های بار و منبع به فرم ماتریس تزویج تعمیم یافته ی زیر (رابطه (۶-۴)) درآورد که مرتبه ی آن (N+2) × (N+2) می باشد.

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & M_{S1} & M_{S2} & \cdots & M_{S,N-1} & M_{S,N} & M_{S,L} \\ M_{S1} & M_{11} & M_{12} & \cdots & M_{1,N-1} & M_{1,N} & M_{1,L} \\ M_{S2} & M_{12} & M_{22} & \cdots & M_{2,N-1} & M_{2,N} & M_{2,L} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{S,N-1} & M_{1,N-1} & M_{2,N-1} & \cdots & M_{N-1,N-1} & M_{N,N-1} & M_{N-1,L} \\ M_{S,N} & M_{1,N} & M_{2,N} & \cdots & M_{N-1,N} & M_{N,N} & M_{N,L} \\ M_{S,L} & M_{1,L} & M_{2,L} & \cdots & M_{N-1,L} & M_{N,L} & 0 \end{bmatrix} \quad (۶-۴)$$

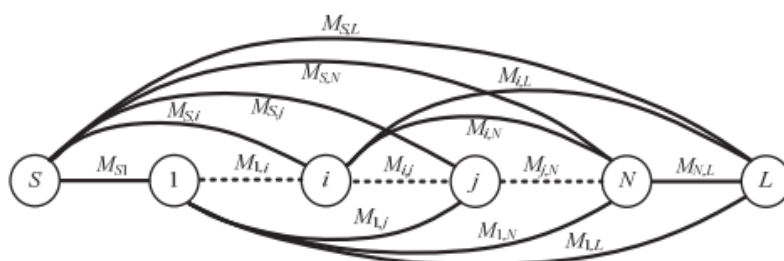
مطابق با [۶۹] مدار معادل نرمالیزه ی یک فیلتر پایین گذر با ماتریس تزویج فوق، به صورت شکل ۲-۴ (الف) می باشد. در این شکل عناصر تزویج به فرم معکوس کننده های ادمیتانس^۲ نشان داده شده و تزویج از منبع و بار به تمامی تشدید کننده ها برقرار است. این مدار معادل معمولاً به صورت دیاگرام تزویج شکل ۲-۴ (ب) نمایش داده می شود.

^۱ Frequency Invariant Reactance

^۲ Admittance inverter



(الف)



(ب)

شکل ۴-۲: مدار معادل فیلتر پایین گذر و دیاگرام تزویج متناظر با آن [۶۹] (الف) تزویج بین عناصر یک فیلتر پایین گذر (ب) دیاگرام تزویج متناظر

در دیاگرام تزویج شکل فوق هر کدام از رزوناتورها (خازن و FIR موازی با آن) به صورت یک دایره دارای شماره تشدید کننده درون آن و منبع و بار نیز به شکل دوایر S و L در نظر گرفته شده اند. معکوس کننده های ادمیتانسی به صورت خطوطی بین تشدید کننده ها با یکدیگر، یا تشدید کننده ها با منابع دیده می شوند. رابطه (۴-۷) ارتباط بین پارامترهای پراکندگی و ماتریس تزویج یک فیلتر را نشان می دهد [۶۹].

$$S_{11} = 1 - 2[Z'^{-1}]_{1,1}, S_{21} = 2[Z'^{-1}]_{N+2,1} \quad (۷-۴)$$

با استفاده از رابطه فوق می توان از روی ماتریس تزویج فیلتر، پاسخ فرکانسی آن را پیدا کرد و یا ماتریس تزویج را به گونه ای سنتز کرد تا مشخصات فیلتر مطلوب تحقق یابد. در منابع مختلف روش هایی

برای سنتز ماتریس تزویج ارائه شده که از جمله آن‌ها می‌توان روش Levy [۷۰]، روش‌های بهینه‌سازی مبتنی بر گرادیان [۷۱] و بهینه‌سازی توسط الگوریتم ژنتیک [۷۲] را نام برد.

پس از سنتز ماتریس تزویج باید به نحوی درایه‌های این ماتریس را پیاده‌سازی فیزیکی کرد لذا پس از انتخاب تشدیدکننده‌ی مناسب (موجبری، ریز نواری و ...)، باید میزان تزویج بین تشدیدکننده‌های مختلف یا بین تشدیدکننده‌ها و منابع را از شبیه‌سازی تمام موج ساختار به دست آورد. ارتباط بین عناصر مختلف ماتریس تزویج با پارامترهای قابل اندازه‌گیری از شبیه‌سازی ساختار در رابطه (۴-۸) ذکر شده است [۶۹].

$$M_{S,i} = \frac{1}{\sqrt{FBW * Q_{exi}}} \quad , \quad Q_{exi} = \frac{\omega_i * GDS11(f_i)}{4}$$

$$M_{L,i} = \frac{1}{\sqrt{FBW * Q_{exi}}} \quad , \quad Q_{exi} = \frac{\omega_i * GDS22(f_i)}{4} \quad (۴-۸)$$

$$M_{ii} = \frac{f_0^2 - f_i^2}{BW * f_i} \quad , \quad i = 1, 2, \dots, N$$

$$M_{ij} = \frac{1}{FBW} \times \frac{f_i^2 - f_j^2}{f_i^2 + f_j^2} \quad , \quad i, j = 1, 2, \dots, N$$

در روابط فوق M_{ii} بیانگر میزان انحراف فرکانس تشدید یک تشدیدکننده از فرکانس مرکزی، M_{ij} ضریب تزویج بین دو تشدیدکننده، Q_{ex} ضریب کیفیت خارجی^۱ مدار، GD تاخیر گروه^۲، FBW نسبت پهنای باند فیلتر به فرکانس مرکزی آن و نیز $M_{S,i}$ و $M_{L,i}$ به ترتیب تزویج از منبع و بار به تشدیدکننده i ام را نشان می‌دهد.

در ادامه طراحی دو فیلتر میان‌گذر از نوع چبی شف با مرتبه $N=5$ ابتدا در ۷۱-۷۶ گیگاهرتز و سپس ۸۱-۸۶ گیگاهرتز مورد بررسی قرار می‌گیرد. ماتریس تزویج تعمیم یافته این فیلترها به ازای حداقل تلفات

^۱ External Quality factor

^۲ Group delay

بازگشتی کمتر از ۲۰- دسیبل و حداکثر سطح ریپل باند عبور برابر با ۰,۲ دسیبل به شرح جدول ۴-۱ می باشد [۶۹].

در این ماتریس فرکانس مرکزی فیلتر با فرکانس تشدید تمامی رزوناتور ها برابر بوده ($M_{ii} = 0$) و از تزویج بین رزوناتور های غیر مجاور نیز صرف نظر شده است. بدیهی است در حالت واقعی نمی توان از تزویج غیر مستقیم رزوناتورها صرف نظر کرد اما در پایان با بهینه سازی نهایی فیلتر، این پارامتر نیز اصلاح خواهد شد.

جدول ۴-۱: ماتریس تزویج تعمیم یافته فیلتر میان گذر چپی شف با مرتبه ۵ [۶۹]

	Source	Res.#1	Res.#2	Res.#3	Res.#4	Res.#5	Load
Source	0	1.013	0	0	0	0	0
Res.#1	1.013	0	0.865	0	0	0	0
Res.#2	0	0.865	0	0.635	0	0	0
Res.#3	0	0	0.635	0	0.635	0	0
Res.#4	0	0	0	0.635	0	0.865	0
Res.#5	0	0	0	0	0.865	0	1.013
Load	0	0	0	0	0	1.013	0

۴-۳ تحقق فیزیکی ضرایب ماتریس تزویج

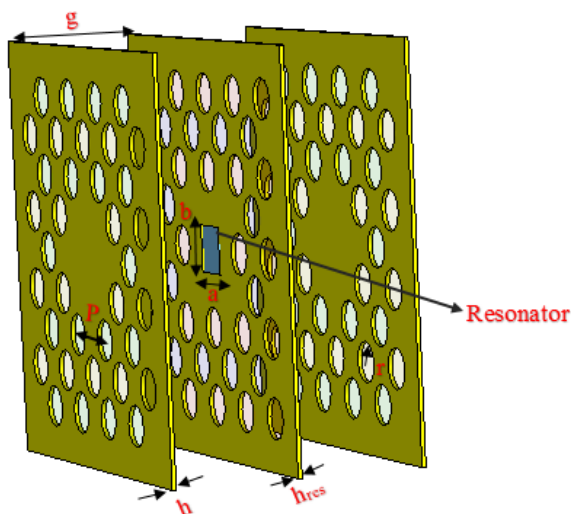
هدف این قسمت تحقق درایه های ماتریس تزویج تعمیم یافته ی جدول ۴-۱ با شبیه سازی روی ساختار مورد نظر می باشد. برای این کار ابتدا باید یک تشدید کننده را در فرکانس میانی باند عبور طراحی کرده سپس با قرار دادن دو تشدید کننده ی مشابه بصورت متوالی و یک لایه کاپلینگ بین آنها، ضرایب M_{ij} را تحقق دهیم. درایه های $M_{S,1}$ و $M_{N,L}$ را نیز می توان با نزدیک کردن تشدید کننده های ابتدایی یا انتهایی به پورت تحریک، تنظیم کرد.

۴-۳-۱ تحقق فیزیکی یک تشدید کننده ی چندلایه

از آنجا که فناوری MLW مبتنی بر ساختار های چندلایه می باشد، لذا تحقق یک رزوناتور نیز باید بصورت چندلایه انجام گیرد. ساختار شکل ۴-۳ نمونه فیزیکی رزوناتور پیشنهادی را نشان می دهد که از

سه لایه فلزی با ضخامت ۰,۲ میلی‌متر و فاصله هوایی ۱۰ میکرومتر تشکیل شده است. برای از بین بردن تلفات ناشی حاصل از فاصله ی هوایی، از سه ردیف حفره ی متقارن دایروی استفاده شده است.

در این شکل مانند ساختار های فصل سوم برای ایجاد یک ناحیه EBG در باند E، جایگذاری حفره های دایروی با شعاع $r = 1\text{mm}$ و تناوب $P = 3.72\text{mm}$ صورت گرفته است. لازم به ذکر است در شکل ۳-۴ برای نمایش بهتر لایه ها، فاصله ی بین آن ها بزرگ در نظر گرفته شده در حالی که در نتایج شبیه سازی مقدار ۱۰ میکرومتر لحاظ شده است.



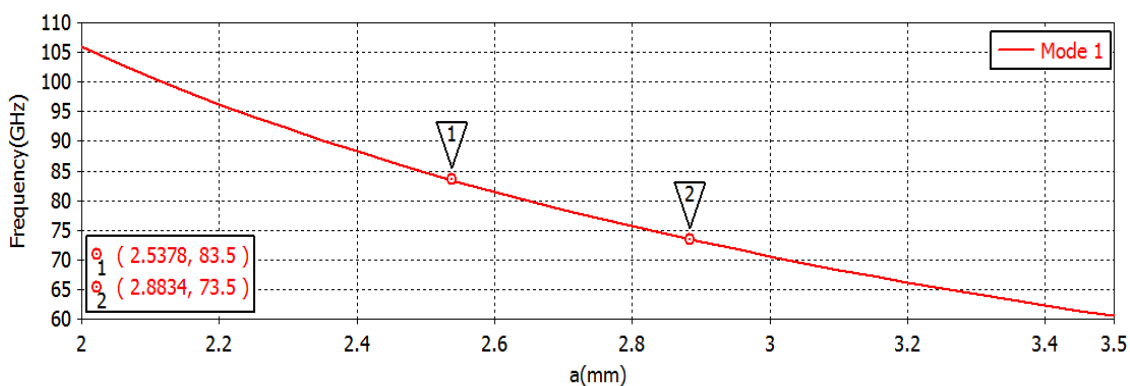
شکل ۳-۴: رزوناتور چند لایه پیشنهادی جهت طراحی فیلتر در باند فرکانسی E

مطابق با رابطه (۹-۴) فرکانس تشدید یک رزوناتور تابعی از پارامترهای هندسی آن می باشد [۶۹].

$$f_{101} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon r}} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{b}\right)^2} \quad (9-4)$$

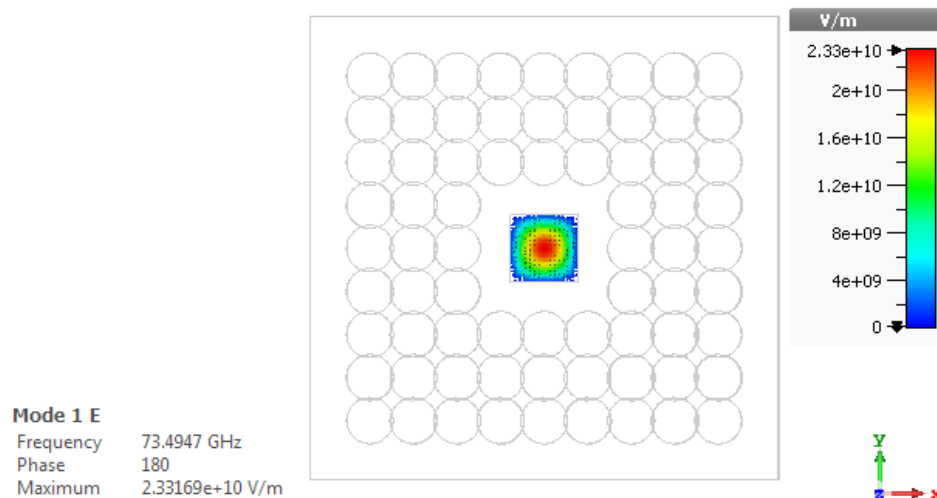
در رابطه فوق C سرعت نور، ϵr ضریب گذردهی الکتریکی و a, b طول و عرض رزوناتور بوده که در این فصل برای سادگی طراحی، رزوناتور مورد نظر به صورت مربعی انتخاب شده است ($a=b$). ساختار شکل ۳-۴ زمانی نقش یک تشدید کننده را خواهد داشت که ضخامت لایه ی رزوناتور یعنی h_{res} کمتر از ابعاد a و b باشد. فرکانس تشدید شکل ۳-۴ به ازای مقادیر مختلف طول ضلع مربع و با تحلیل Eigenmode نرم افزار

CST به دست می آید. شکل ۴-۴ مود اول انتشاری ساختار شکل ۳-۴ را به ازای تغییرات ضلع مربع رزوناتور از ۲ تا ۳,۵ میلیمتر نشان می دهد.



شکل ۴-۴: نمودار فرکانس تشدید رزوناتور شکل ۳-۴ با تغییرات طول ضلع مربع

مطابق با نمودار فوق در یک رزوناتور مربعی جهت طراحی فیلتر باند اول (۷۱-۷۶ گیگاهرتز)، به طول ضلعی برابر با ۲,۸۸ میلیمتر نیاز است در صورتی که با افزایش فرکانس این مقدار برای فرکانس مرکزی فیلتر باند دوم، ۲,۵۳ میلیمتر خواهد بود. شکل ۵-۴ توزیع شدت میدان الکتریکی این رزوناتور را به ازای $a = 2.88\text{mm}$ در فرکانس ۷۳,۵ گیگاهرتز نشان می دهد.



شکل ۵-۴: توزیع شدت میدان الکتریکی ساختار شکل ۳-۴ به ازای $a=2.88\text{mm}$ در فرکانس ۷۳,۵ گیگاهرتز

همانطور که مشاهده می شود در مرکز تشدید کننده بیشینه ی شدت میدان الکتریکی وجود داشته و با نزدیک شدن به لبه های رزوناتور، دامنه ی ولتاژ کاهش پیدا می کند. این کاهش شدت میدان به یک باره صورت نگرفته و به طور دقیق تر باید گفت اثرات لبه ای^۱ نیز بر مقدار میدان الکتریکی تاثیر گذار است. در مرجع [۷۳] برای یک موجبر فاصله هوایی شیاری روشی برای محاسبه ی مقدار طول اضافه شده ی ناشی از اثرات لبه ای میدان به ضلع رزوناتور مربعی (حاصل از رابطه ی (۴-۹)) ارائه شده است.

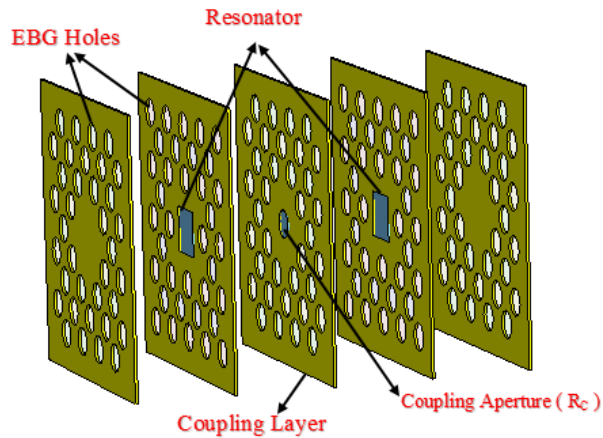
$$a_{eff} = a + 2*L \quad (۴-۱۰)$$

در رابطه ی فوق a_{eff} معمولا بیشتر از a به دست آمده از رابطه (۴-۹) بوده و بدین معناست که در طراحی فیلتر باید علاوه بر طول ضلع رزوناتور، مقدار تقریبی L را هم به ساختار اضافه کرد. در این بخش مقدار تقریبی L برای پوشش دهی کامل هر کدام از رزوناتور ها حدودا ۰,۱۵ میلیمتر در نظر گرفته شده است.

۴-۳-۲ تحقیق فیزیکی ضریب تزویج بین دو رزوناتور هم جوار

با کنارهم قرار دادن دو رزوناتور مجاور و باز کردن یک دریچه تزویج بین آن ها، می توان ضرایب M_{ij} موجود در جدول ۴-۱ را تحقق داد. شکل ۴-۶ نمای چندلایه ای دو رزوناتور متوالی به همراه یک لایه کوپلینگ میانی دایروی را نشان می دهد. لایه های قبل و بعد از رزوناتورها برای بستن و ایزوله سازی تشدید کننده ها استفاده شده است.

^۱ Fringing effect



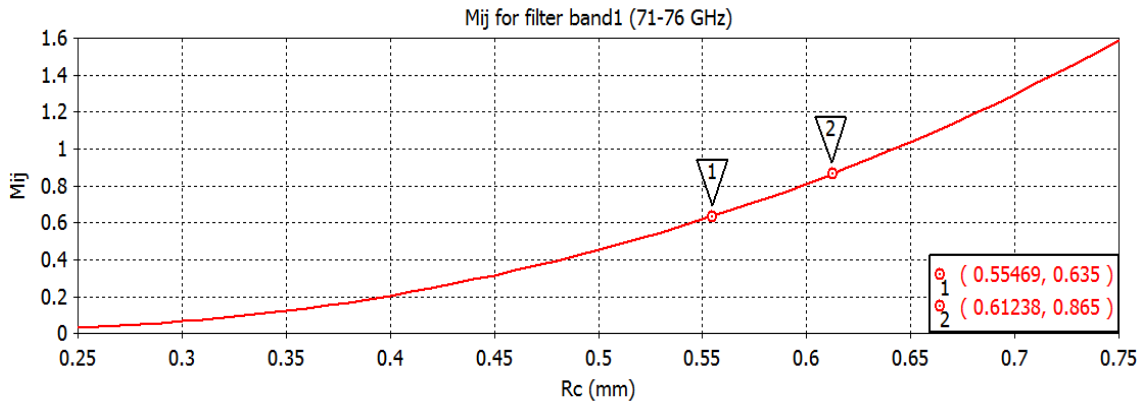
شکل ۴-۶: ساختار لایه ای جهت تحقق ضریب تزویج بین دو رزوناتور مجاور

به ازای یک مقدار ثابت ضلع مربع در هر دو رزوناتور و تغییرات شعاع دایره کاپلینگ میانی، نمودار M_{ij}

در شکل ۴-۷ بدست می آید. لازم به ذکر است این نمودار مطابق با رابطه ۴-۱۱ به ازای $FBW = \frac{5}{73.5}$

در یک $a_{eff} = 3.2 \text{ mm}$ ثابت و با تحلیل Eigenmode نرم افزار CST رسم شده است.

$$M_{ij} = \frac{1}{FBW} \times \frac{f(mode2)^2 - f(mode1)^2}{f(mode2)^2 + f(mode1)^2} \quad (4-11)$$



شکل ۴-۷: نمودار M_{ij} برحسب تغییرات شعاع روزنه تزویج به ازای $a_{eff} = 3.2 \text{ mm}$ جهت طراحی فیلتر در باند اول

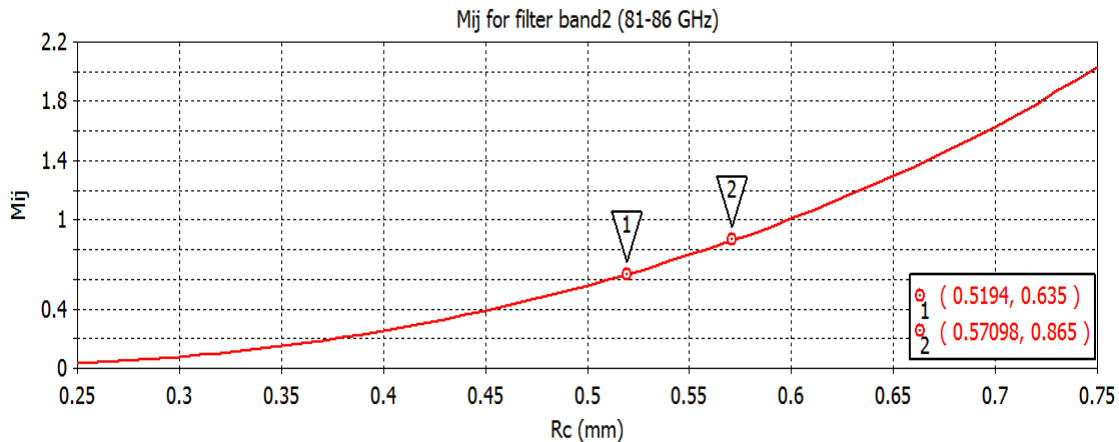
بنابراین برای تحقق ضرایب کاپلینگ بین دو رزوناتور مجاور جهت طراحی فیلتر باند اول (۷۱-۷۶

گیگاهرتز)، باید شعاع روزنه میانی مطابق با نمودار شکل ۴-۷ انتخاب شود. به طور مشابه در صورتی که

بخواهیم برای طراحی فیلتر باند دوم (۸۱-۸۶ گیگاهرتز) ضرایب ماتریس تزویج را تحقق دهیم، باید به ازای

مقدار ضلع ثابت $a_{\text{eff}} = 2.9\text{mm}$ و نسبت پهناى باند به فرکانس مرکزی $FBW = \frac{5}{83.5} = 0.059$ ، نمودار

M_{ij} را مطابق با شکل ۸-۴ رسم کرد.

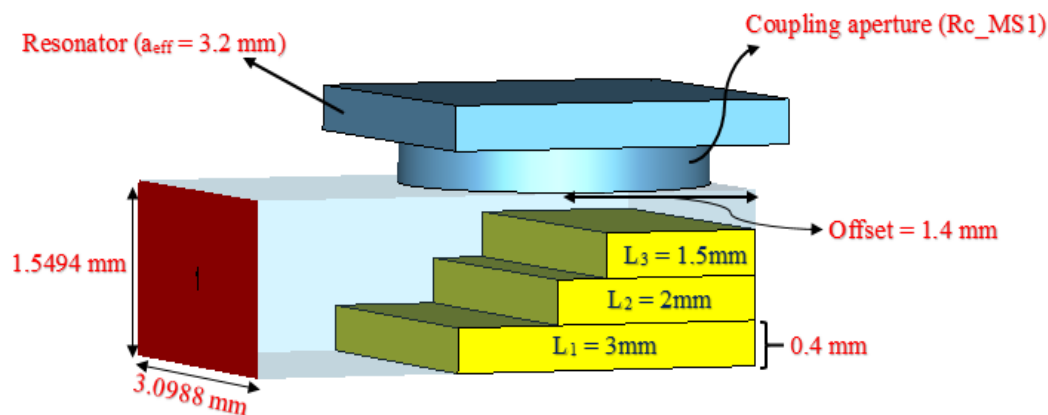


شکل ۸-۴: نمودار M_{ij} برحسب تغییرات شعاع روزنه تزویج به ازای $a_{\text{eff}} = 2.9\text{mm}$ جهت طراحی فیلتر در باند دوم

۳-۳-۴ تحقق فیزیکی ضریب تزویج بین رزوناتور اول با پورت ورودی

برای یافتن ضریب تزویج بین اولین یا آخرین رزوناتور با پورت های تحریک، باید میزان کوپلینگ بین یک موجبر مستطیلی (که در فیلتر نقش انتقال توان به رزوناتور ها را ایفا می کند) را با اولین رزوناتور به دست آورد. برای یافتن ضریب $MS1$ ، ابتدا باید تاخیر گروه ساختار شکل ۹-۴ را به دست آورده سپس با محاسبه ی ضریب کیفیت خارجی مدار مطابق با روابط (۴-۱۲) و (۴-۱۳)، به مقدار ضریب تزویج مورد نظر رسید.

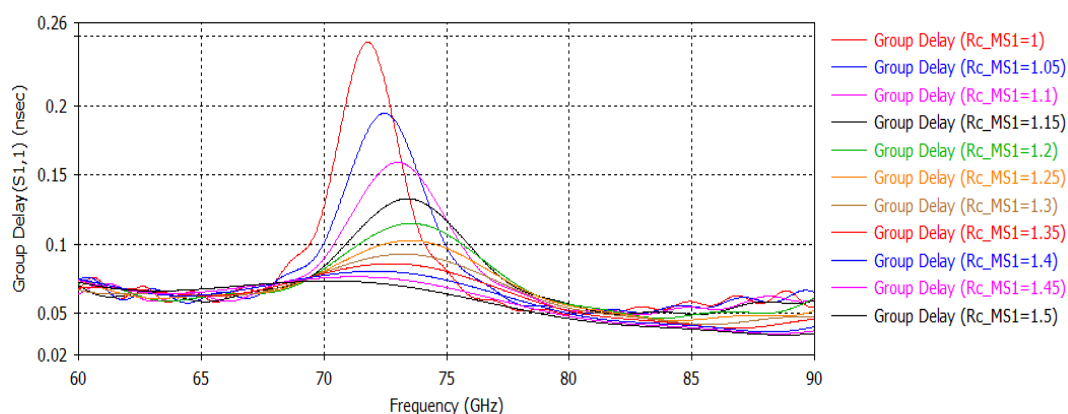
در شکل (۹-۴) مرکز رزوناتور و دایره ی کوپلینگ درفاصله ی ربع طول موج هدایت شده یعنی ($\text{offset} = \lambda_g / 4$) از انتهای موجبر قرار گرفته اند. این فاصله نقش یک مبدل امپدانس را داشته که انتهای اتصال کوتاه را به ورودی امپدانس بالابتدیل می کند. تیغه های فلزی درون موجبر نیز برای ایجاد کوپلینگ مناسب تر و کاهش دامنه ی تاخیر گروه به کار رفته اند. با توجه به تقارن ساختار، ضریب کوپلینگ $MS_{1,1}$ با $MS_{5,L}$ برابر بوده لذا نیازی به انجام شبیه سازی مجدد برای یافتن $MS_{5,L}$ نمی باشد.



شکل ۴-۹: تحقق فیزیکی ضریب تزویج $M_{S,1}$ برای فیلتر باند اول

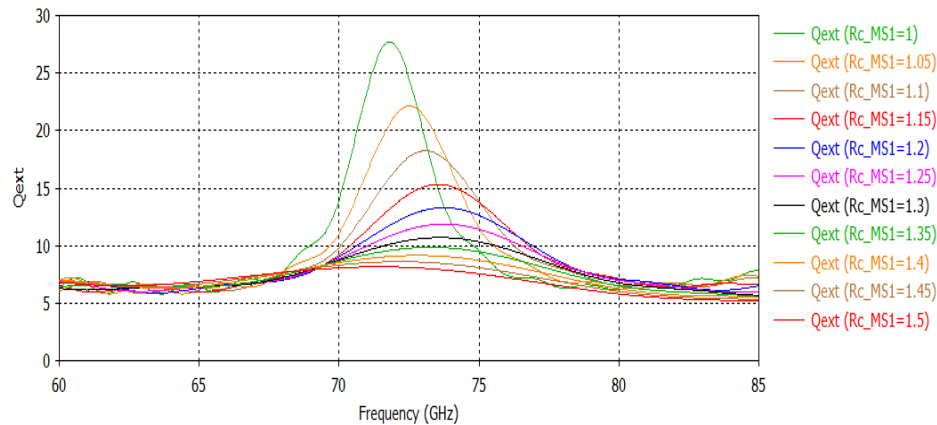
همانطور که دیده می شود تمامی لایه ها دارای ضخامت 0.4 میلیمتر بوده و پورت استاندارد WR-12 نیز به عنوان پورت تحریک انتخاب شده است. با تغییر شعاع لایه کوپلینگ از 1 تا 1.5 میلیمتر، نمودار تاخیر گروه و ضریب کیفیت خارجی ساختار در شکل ۴-۱۰ رسم شده است.

با افزایش شعاع روزنه کوپلینگ، قله ی ^۱ دامنه تاخیر گروه کم شده و به سمت فرکانس های بالاتر شیفت پیدا می کند. با توجه به رابطه (۴-۱۳) از آنجا که ضریب $M_{S,1}$ رابطه ای عکس با دامنه تاخیر گروه دارد، لذا نقاط قله در پاسخ شکل ۴-۱۰ (ب) متناسب با کمینه ی $M_{S,1}$ می باشند.



(الف)

¹ Peak



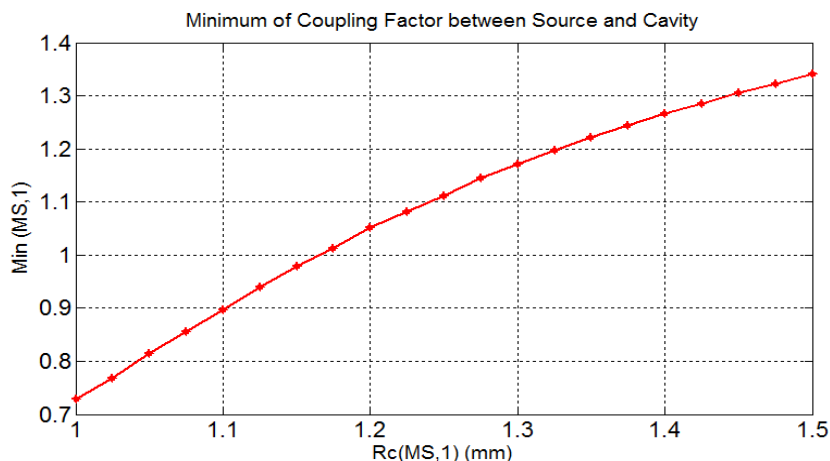
(ب)

شکل ۴-۱۰: نمودار تاخیر گروه و ضریب کیفیت خارجی ساختار شکل ۴-۹ (الف) تاخیر گروه (ب) ضریب کیفیت خارجی مدار لازم به ذکر است به دلیل طراحی این ضریب کوپلینگ برای فیلتر باند اول، عبارت FBW برابر با نسبت پهنای باند فیلتر در باند عبور به فرکانس مرکزی آن تعریف شده که مقدار آن $0.068 = \frac{5}{73.5}$ در نظر گرفته می شود. مطابق با شکل ۴-۱۱ در نرم افزار متلب، نمودار $\text{Min}(M_{S,1})$ به ازای تغییرات پارامتر شعاع روزنه کوپلینگ رسم شده است.

$$Q_{ext} = \frac{2 * \pi * \text{Freq} * G_{Ds1,1}}{4} \quad (12-4)$$

$$M_{S,1} = \frac{1}{\sqrt{FBW * Q_{ext}}} \quad (13-4)$$

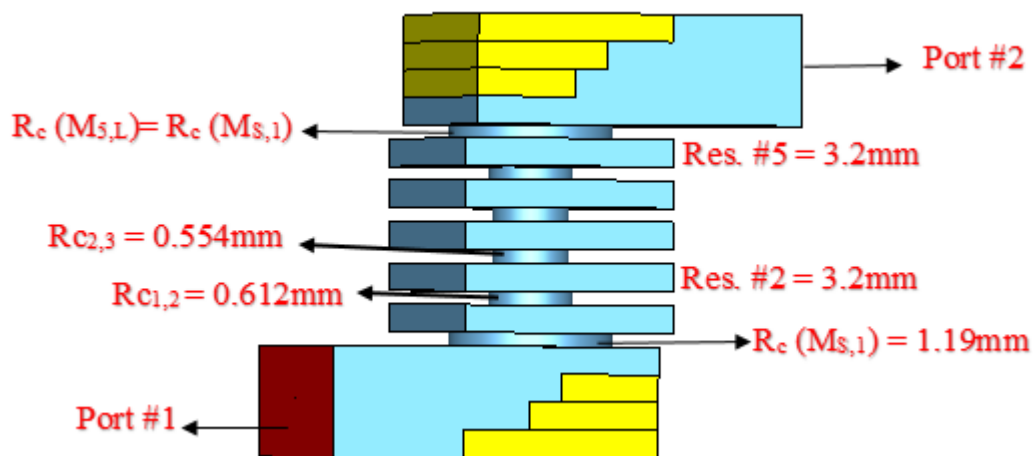
به طور مشابه برای ضریب کوپلینگ فیلتر باند دوم (۸۱-۸۶ گیگاهرتز) نیز می توان مراحل فوق را تکرار کرد با این تفاوت که به دلیل افزایش فرکانس، پارامترهای a_{eff} و offset در شکل ۴-۹ مقادیر کمتری را اختیار خواهند کرد. بدیهی است که با افزایش شعاع دایره لایه کوپلینگ، مقدار ضریب تزویج بین پورت ورودی و رزوناتور بیشتر می شود که برای تحقق ضریب $\text{min}(M_{S,1}) = 1.013$ در باند اول، مناسب ترین شعاع مقداری برابر با ۱,۱۷ میلیمتر خواهد داشت.



شکل ۴-۱۱: نمودار $Min(M_{s,1})$ بر حسب تغییرات شعاع دایروی لایه کوپلینگ برای طراحی فیلتر باند اول

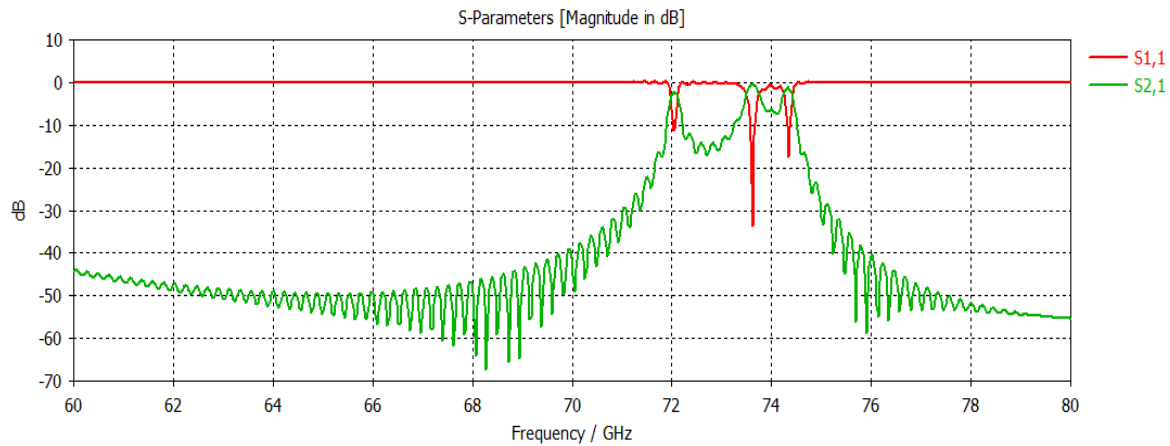
۴-۴ طراحی فیلتر باند اول (۷۱-۷۶ گیگاهرتز) با فناوری MLW

در این قسمت با استفاده از داده های بخش ۳-۴ و قرار دادن لایه های نازک فلزی روی یکدیگر، فیلتر میان گذر موج میلیمتری در باند اول (۷۱-۷۶ گیگاهرتز) طراحی خواهد شد. فیلتر مورد نظر از پنج رزوناتور به همراه لایه های کوپلینگ میانی تشکیل شده که شکل ۴-۱۲ نمونه اولیه آن را نشان می دهد.



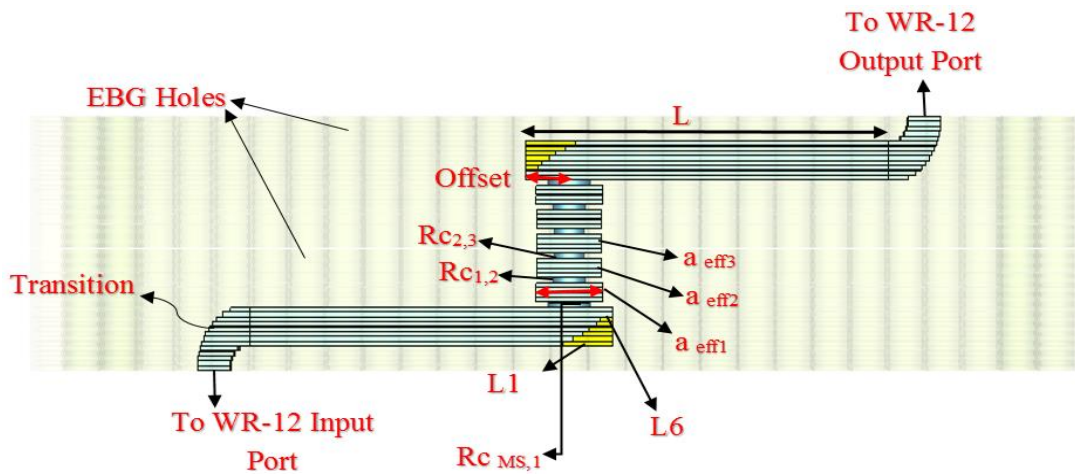
شکل ۴-۱۲: نمونه اولیه فیلتر میان گذر طراحی شده در باند ۷۱-۷۶ گیگاهرتز با پس زمینه PEC

در این شکل ابعاد تمامی رزوناتور ها برابر بوده و به دلیل تقارن ساختار، شعاع دایر کوپلینگ $R_{c,1,2}$ با $R_{c,4,5}$ و نیز $R_{c,2,3}$ با $R_{c,3,4}$ برابر می باشد. با انجام شبیه سازی در نرم افزار CST، نمودار تلفات بازگشتی این فیلتر در شکل ۴-۱۳ رسم شده است.



شکل ۴-۱۳: نمودار پاسخ فرکانسی فیلتر میان گذر شکل ۴-۱۲ در باند اول

همانطور که مشاهده می شود نتایج پاسخ فرکانسی فیلتر مناسب نبوده و برای افزایش پهنای باند و کاهش میزان تلفات بازگشتی، نیاز است تا بهینه سازی بر روی پارامترهای مختلف ساختار صورت گیرد. شکل ۴-۱۴ نمای جانبی فیلتر بهینه سازی شده را نشان می دهد که از لایه های مسی با ضخامت ۰,۲ میلیمتر استفاده شده و مانند بخش ۳-۵، دو میدل خم ۹۰ درجه ای برای اتصال فلنج های استاندارد WR-12 به فیلتر به کار رفته است. جدول ۴-۲ مقادیر پارامترهای بهینه سازی شده این فیلتر را نشان می دهد.



شکل ۴-۱۴: نمای جانبی فیلتر میان گذر بهینه سازی شده به همراه پارامترهای ساختاری

جدول ۴-۲: پارامترهای بهینه سازی شده فیلتر میان گذر چندلایه شکل ۴-۱۴ در باند اول

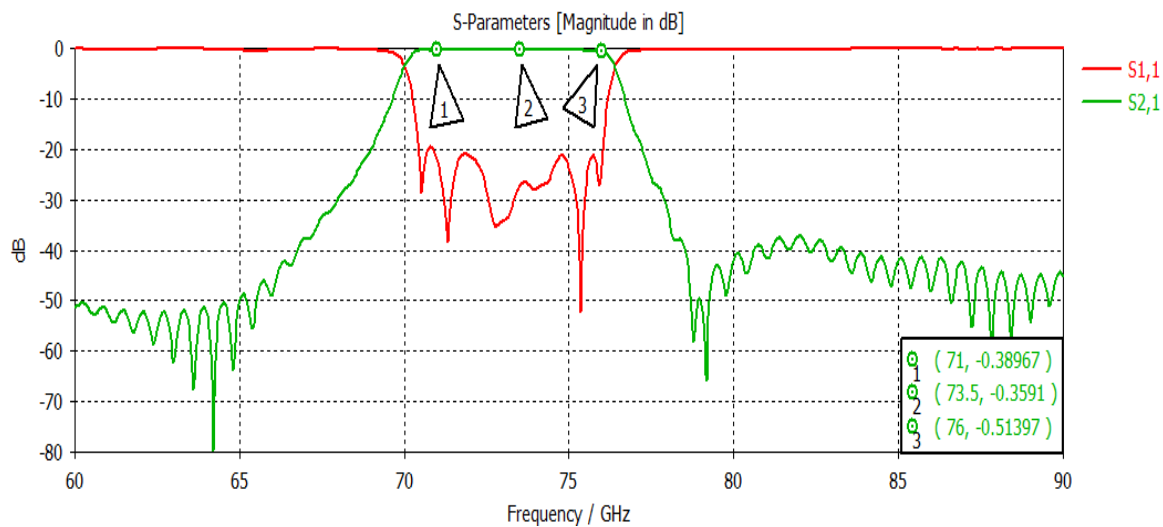
اندازه (میلیمتر)	توصیف	پارامتر	اندازه (میلیمتر)	توصیف	پارامتر
۳,۳۳۳	طول ضلع موثر رزوناتور های اول و پنجم	$a_{eff 1}, a_{eff 5}$	۳,۰۹۸۸	عرض موجبر استاندارد	a_{wr12}
۳,۱۸۳	طول ضلع موثر رزوناتور های دوم و چهارم	$a_{eff 2}, a_{eff 4}$	۱,۵۴۹۴	ارتفاع موجبر استاندارد	b_{wr12}
۳,۱۵۶	طول ضلع موثر رزوناتور سوم	$a_{eff 3}$	۱۸	طول بازوی موجبر	L
۰,۸۳۷	شعاع دایره کاپلینگ بین رزوناتورهای اول و دوم، چهارم و پنجم	$R_{c1,2}, R_{c4,5}$	۰,۲	ضخامت لایه های مسی	h
۰,۷۷۵	شعاع دایره کاپلینگ بین رزوناتور های دوم و سوم، سوم و چهارم	$R_{c2,3}, R_{c3,4}$	۲,۵	طول تیغه اول	$L1$
۱,۰۷۷	شعاع دایره کاپلینگ بین منبع و رزوناتور اول، رزوناتور پنجم و بار	$R_{cs,1}, R_{cs,L}$	۲	طول تیغه دوم	$L2$
۲,۱۶	فاصله از انتهای موجبر	Offset	۱,۵	طول تیغه سوم	$L3$
۳,۷۲	تناوب حفره های EBG	P	۱,۲	طول تیغه چهارم	$L4$
۱	شعاع حفره های EBG	r	۰,۸	طول تیغه پنجم	$L5$
۰,۰۱	گپ هوایی بین لایه ها	g	۰,۶	طول تیغه ششم	$L6$

مطابق با جدول ۴-۲ پس از بهینه سازی نهایی فیلتر، اندازه ی ضلع مربعی رزوناتورها با یکدیگر متفاوت بوده که نشان می دهد برای افزایش پهنای باند، به رزوناتور هایی با فرکانس تشدید متفاوت از فرکانس مرکزی فیلتر نیاز است.

از طرفی ضخامت هر کدام از رزوناتورها از ۰,۲ میلیمتر به ۰,۸ میلیمتر افزایش یافته و تیغه های فلزی درون دو موجبر نیز که در بخش ۴-۳-۳ مورد بررسی قرار گرفتند، به شش عدد رسیده که مبین تغییرات

آرام تر جهت تحقق ضریب کوپلینگ ورودی می باشد. مانند فصل های قبل در این ساختار نیز از حفره های دایروی برای جلوگیری از نشتی موج حاصل از فاصله هوایی بین لایه ها استفاده شده است.

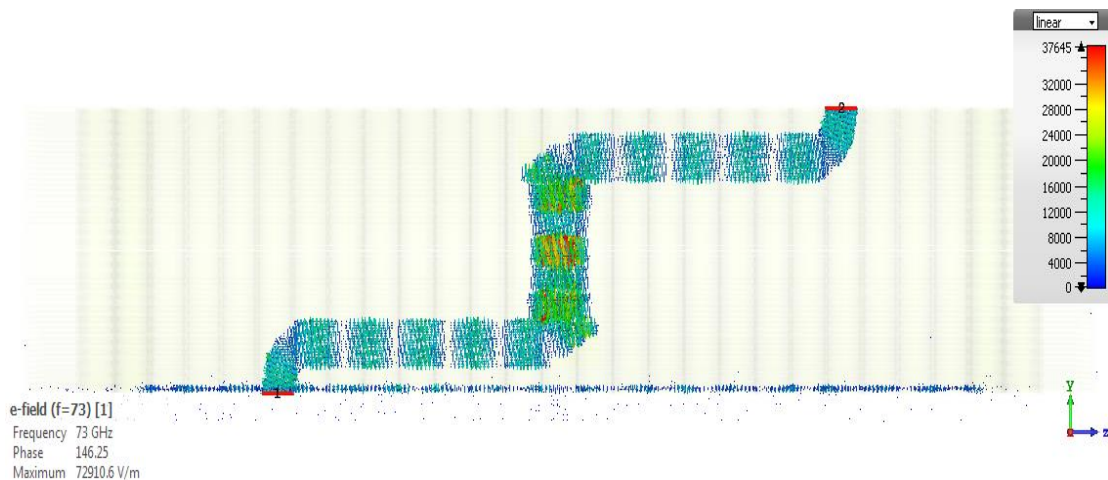
شکل ۴-۱۵ نمودار پاسخ فرکانسی فیلتر بهینه سازی شده شکل ۴-۱۴ را نشان می دهد که دارای عملکرد مناسبی در باند عبور بوده و حداقل تلفات بازگشتی کمتر از ۲۰- دسیبل نیز توسط آن به دست آمده است.



شکل ۴-۱۵ پاسخ فرکانسی فیلتر میان گذر بهینه سازی شده ی شکل ۴-۱۴

همانطور که مشخص است فیلتر مورد نظر علاوه بر ریبیل های پایین در باند عبور (۷۱-۷۶ گیگاهرتز)، افت قابل توجهی را هم در باند توقف خود دارد که به دلیل تداخل ناچیز با فیلتر باند دوم، گزینه ای مناسب جهت طراحی در دیپلکسر به شمار می آید.

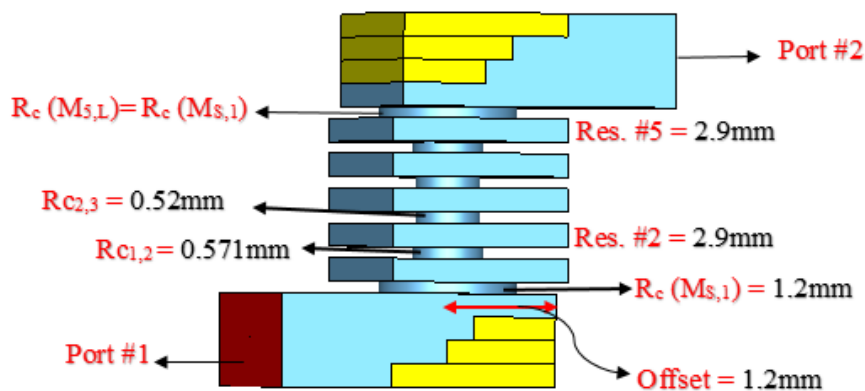
شکل ۴-۱۶ به بررسی نحوه انتشار موج از پورت ورودی به پورت خروجی، با رسم توزیع شدت میدان الکتریکی فیلتر در فرکانس ۷۳ گیگاهرتز می پردازد. همانطور که دیده می شود فیلتر دارای عملکرد مناسبی در راستای هدایت موج بوده و تلفات نشتی حاصل از فاصله هوایی بین لایه ها به خوبی توسط ساختار حفره های دایروی متقارن باند عدم عبور رفع شده است.



شکل ۴-۱۶: توزیع شدت میدان الکتریکی فیلتر میان گذر بهینه سازی شده در فرکانس ۷۳ گیگاهرتز

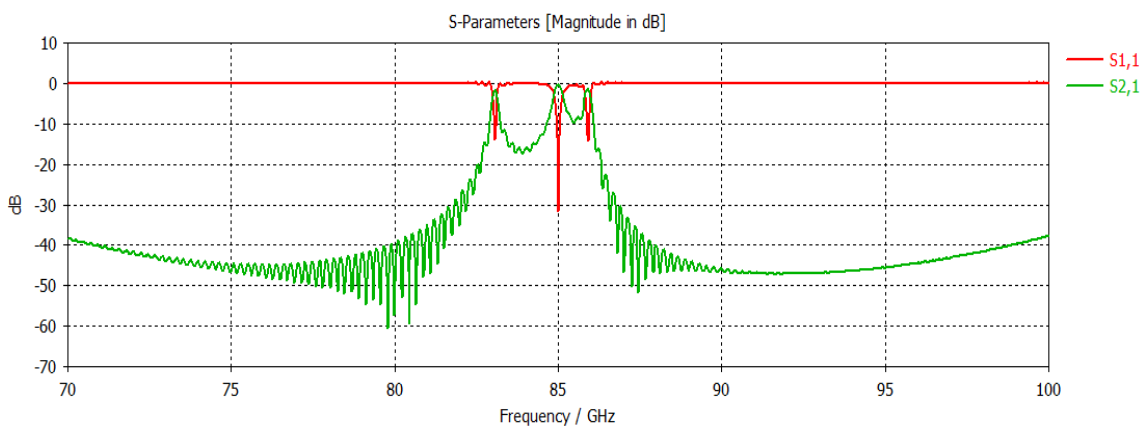
۴-۵ طراحی فیلتر باند دوم (۸۱-۸۶ گیگاهرتز) با فناوری MLW

برای طراحی اولیه ابتدا باید طبق ابعاد به دست آمده از شکل ۴-۴ و رابطه (۴-۱۰)، تعداد پنج عدد رزوناتور مربعی به طول ۲٫۹ میلیمتر را روی هم قرار داده و سپس اندازه لایه های کوپلینگ میانی را براساس نمودار شکل های ۴-۸ و ۴-۱۰ تعیین کرد. شکل ۴-۱۷ طرح پیشنهادی فیلتر مذکور را بدون در نظر گرفتن لایه های مسی (جهت تخمین پاسخ اولیه) نشان می دهد که ابعاد پارامترهای مورد نظر بر روی آن قید شده است.



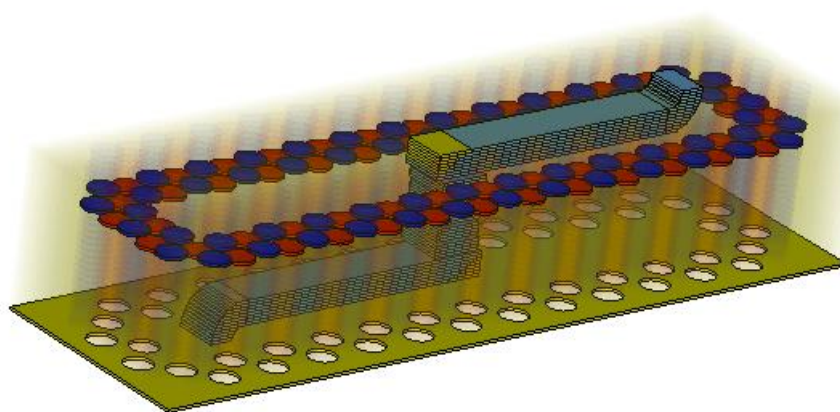
شکل ۴-۱۷: نمونه اولیه فیلتر میان گذر طراحی شده در باند ۸۱-۸۶ گیگاهرتز بدون لایه های مسی

ساختار فیلتر فوق عینا شبیه فیلتر شکل ۴-۱۲ می باشد با این تفاوت که ابعاد رزوناتور ها و لایه های کوپلینگ در این فیلتر به دلیل افزایش فرکانس کاری قدری کوچک تر شده اند. نمودار شکل ۴-۱۸ پاسخ فرکانسی فیلتر فوق را نشان می دهد.

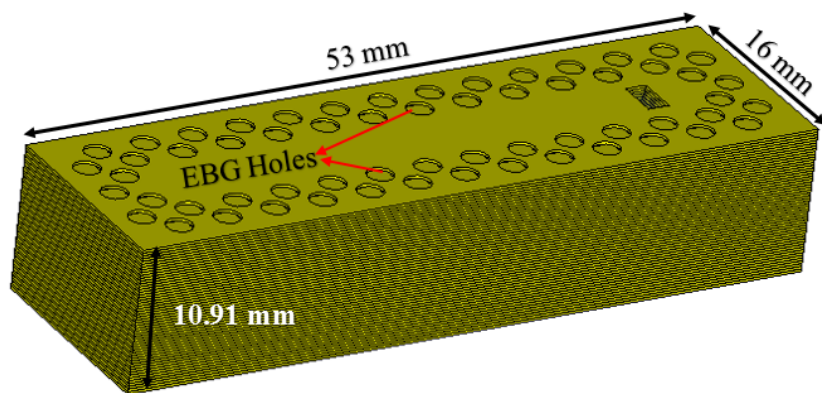


شکل ۴-۱۸ : نمودار پاسخ فرکانسی فیلتر میان گذر شکل ۴-۱۷ در باند دوم

همانطور که مشاهده می شود پاسخ اولیه فیلتر مناسب نبوده که باید با بهینه سازی بر روی پارامتر های آن به رفتار مطلوب رسید. پس از قرار دادن ۵۲ عدد لایه مسی روی هم با ضخامت هر لایه ۰,۲ میلیمتر، فیلتر باند دوم با تکنیک MLW مطابق شکل ۴-۱۹ محقق خواهد شد.



(الف)



(ب)

شکل ۴-۱۹ : ساختار فیلتر میان گذر با فناوری موجبر چندلایه (الف) پرشده از هوا (ب) لایه های مسی روی هم پس از بهینه سازی نرم افزاری ساختار توسط شبیه ساز CST، مقادیر مناسب برای عملکرد فیلتر در بازه ۸۱-۸۶ گیگاهرتز در جدول ۴-۳ لیست شده اند. از آنجا که فیلتر بهینه سازی شده ی زیر از لحاظ پارامترهای ابعادی کاملا شبیه فیلتر بخش ۴-۴ می باشد، لذا برای تطابق پارامترهای فیزیکی جدول ۴-۳ می توان از ساختار شکل ۴-۱۴ استفاده کرد.

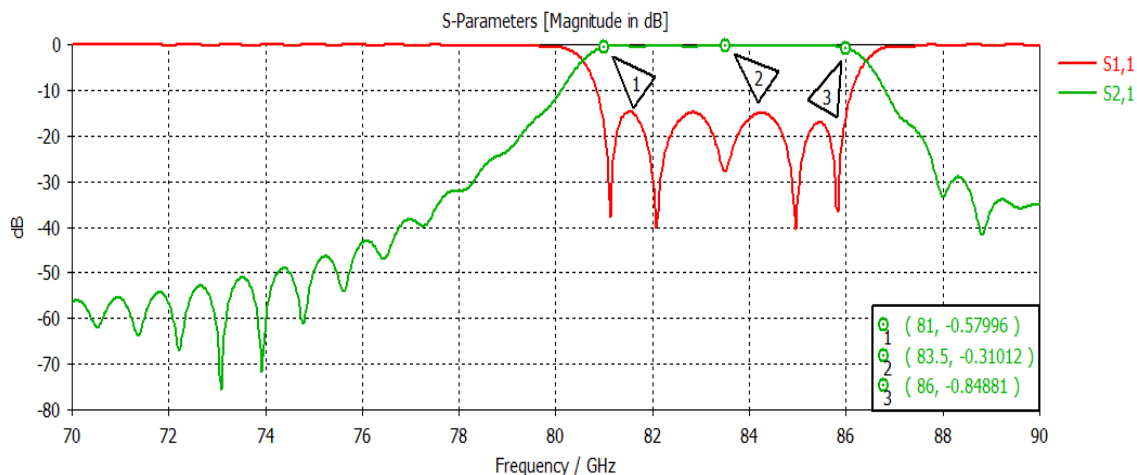
جدول ۴-۳ : پارامترهای بهینه سازی شده فیلتر میان گذر چندلایه شکل ۴-۱۴ در باند دوم

اندازه (میلیمتر)	توصیف	پارامتر	اندازه (میلیمتر)	توصیف	پارامتر
۲,۹۵۵	طول ضلع موثر رزوناتورهای اول و پنجم	$a_{eff 1}, a_{eff 5}$	۳,۰۹۸۸	عرض موجبر استاندارد	a_{wr12}
۲,۷۷۹	طول ضلع موثر رزوناتورهای دوم و چهارم	$a_{eff 2}, a_{eff 4}$	۱,۵۴۹۴	ارتفاع موجبر استاندارد	b_{wr12}
۲,۷۴۱	طول ضلع موثر رزوناتور سوم	$a_{eff 3}$	۱۸	طول بازوی موجبر	L
۰,۷۶۸	شعاع دایره کوپلینگ بین رزوناتورهای اول و دوم، چهارم و پنجم	$R_{c1,2}, R_{c4,5}$	۰,۲	ضخامت لایه های مسی	H

L1	طول تیغه اول	۲,۵	Rc_{2,3} , Rc_{3,4}	شعاع دایره کوپلینگ بین رزوناتور های دوم و سوم، سوم و چهارم	۰,۶۶۸
L2	طول تیغه دوم	۲	Rcs₁ , Rc_{5,L}	شعاع دایره کوپلینگ بین منبع و رزوناتور اول، رزوناتور پنجم و بار	۱,۱۲۱
L3	طول تیغه سوم	۱,۵	Offset	فاصله از انتهای موجبر	۱,۶۳۸
L4	طول تیغه چهارم	۱,۲	P	تناوب حفره های EBG	۳,۷۲
L5	طول تیغه پنجم	۰,۸	r	شعاع حفره های EBG	۱
L6	طول تیغه ششم	۰,۶	g	گپ هوایی بین لایه ها	۰,۰۱

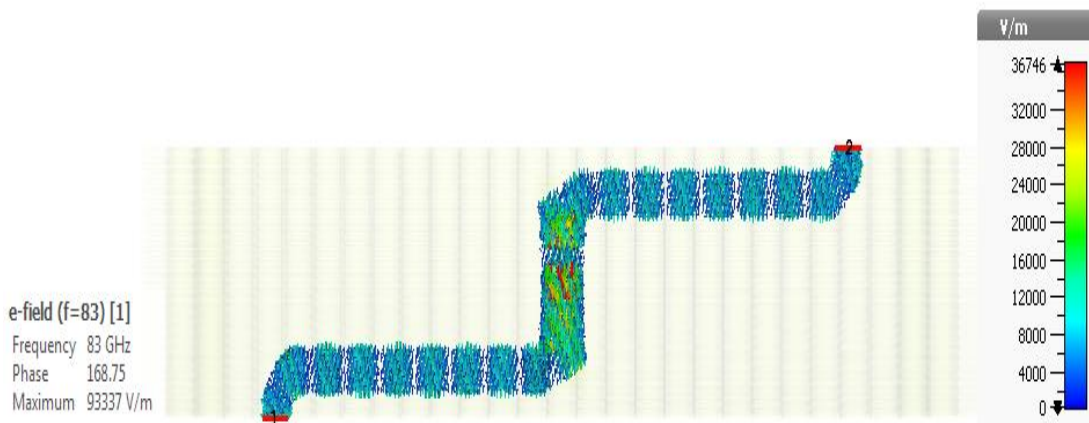
همانطور که دیده می شود در این فیلتر نیز ابعاد رزوناتور ها پس از بهینه سازی متفاوت با یکدیگر شدند. نمودار پاسخ فرکانسی ساختار شکل ۴-۱۹ متناظر با داده های جدول ۴-۳، در شکل ۴-۲۰ رسم شده است. در این شکل، ساختار فیلتر دارای حداقل ۱۵- دسیبل تلفات بازگشتی در باند عبور بوده و عبارت $S_{2,1}$ حداکثر ۰,۸ دسیبل تلفات انتقالی از خود نشان داده است.

لازم به ذکر است میزان تاثیر فیلتر طراحی شده در باند دوم (۸۱-۸۶ گیگاهرتز) بر روی باند اول (۷۱-۷۶ گیگاهرتز) بسیار ناچیز بوده که این عامل می تواند در طراحی دیپلکسر مورد استفاده قرار گیرد.



شکل ۴-۲۰: نمودار پاسخ فرکانسی فیلتر بهینه سازی شده شکل ۴-۱۹ در باند ۸۱-۸۶ گیگاهرتز

توزیع شدت میدان الکتریکی فیلتر میان گذر در فرکانس ۸۳ گیگاهرتز در شکل ۴-۲۱ نمایش داده شده است. همانطور که دیده می شود با وجود فاصله ی هوایی $g = 0.01 \text{ mm}$ بین لایه ها، طراحی مناسب حفره های دایروی باند عدم عبور (EBG)، نقش زیادی در از بین بردن تلفات ناشی از فاصله هوایی داشته است.



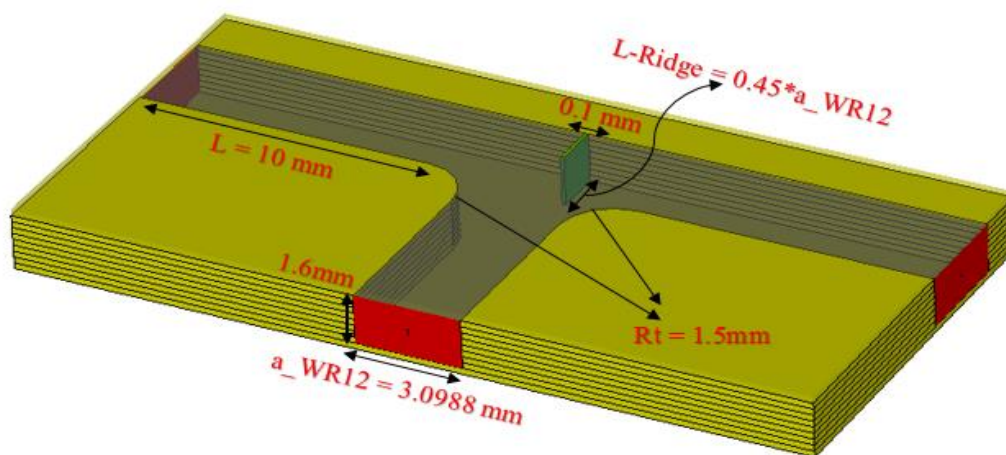
شکل ۴-۲۱: توزیع شدت میدان الکتریکی فیلتر میان گذر با فناوری MLW در فرکانس ۸۳ گیگاهرتز

۴-۶ طراحی مقسم توان صفحه ی H در باند فرکانسی E

یک مقسم توان صفحه ی H از سه موجبر مستطیلی متصل به یکدیگر تشکیل شده که می تواند در بازه وسیعی از فرکانس ها به تقسیم یا جمع کردن توان با قابلیت تحمل بالا بپردازد. هدف این بخش طراحی یک

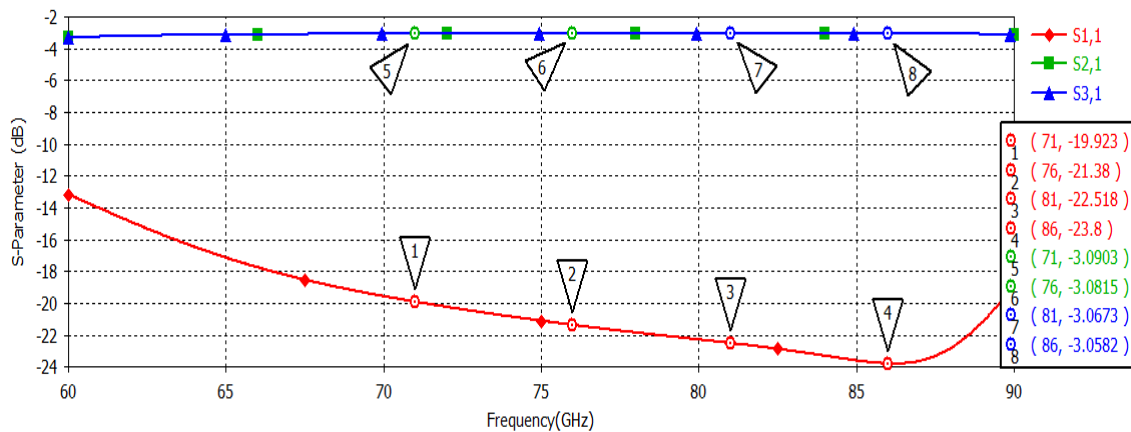
^۱ H-Plane Tee junction

مقسم توان صفحه H می باشد که با اتصال دو فیلتر طراحی شده به آن، بتوان یک دیپلکسر چندلایه را تحقق بخشید. شکل ۴-۲۲ نمای سه بعدی یک مقسم توان صفحه H را نشان می دهد که در آن از دو خم دایروی با شعاع Rt و یک تیغه فلزی میانی استفاده شده است. طول این تیغه تا کمتر از نیمی از عرض موجبر استاندارد امتداد داشته و دارای ضخامت باریکی می باشد.



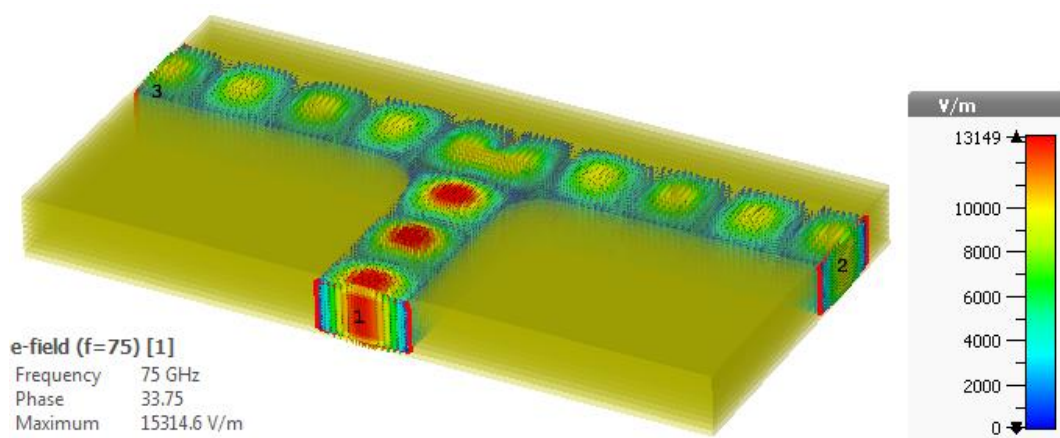
شکل ۴-۲۲: نمای سه بعدی مقسم توان چند لایه ای صفحه H در باند فرکانسی E

نمودار تلفات بازگشتی این مقسم توان سه پورتی در شکل ۴-۲۳ آمده است. همانطور که دیده می شود این ساختار با حداقل تلفات بازگشتی کمتر از ۲۰- دسیبل، به تقسیم یکسان توان بین پورت های خروجی می پردازد.



شکل ۴-۲۳: نمودار تلفات بازگشتی و انتقالی مقسم توان صفحه H شکل ۴-۲۲

برای بررسی صحت عملکرد این مقسم توان، شدت میدان الکتریکی آن در شکل ۴-۲۴ رسم شده که به خوبی نمایانگر توزیع یکسان توان از پورت ورودی به دو پورت خروجی می باشد. در این مقسم توان با تغییر دادن محل قرارگیری تیغه فلزی در راستای طولی کانال موجبر، می توان توان منتقل شده به هر پورت را کنترل کرد.



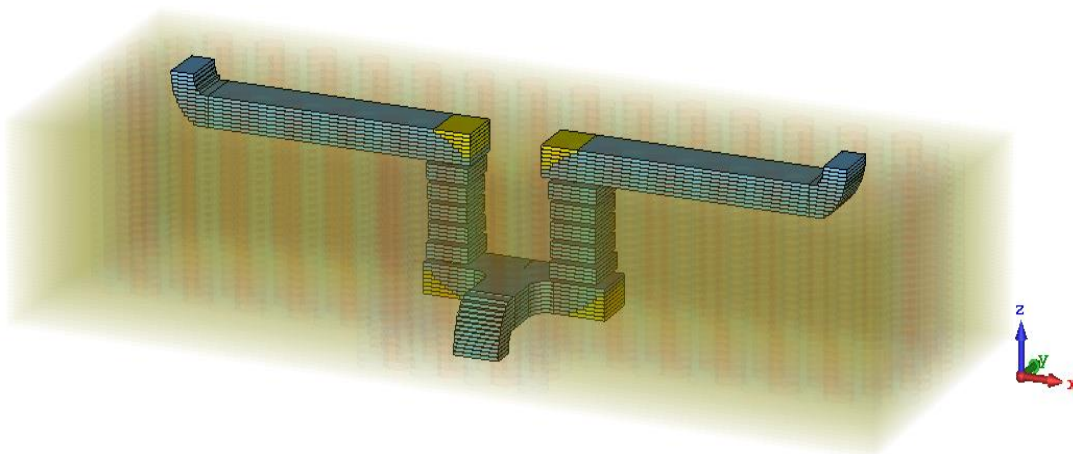
شکل ۴-۲۴: توزیع شدت میدان الکتریکی مقسم توان صفحه H در فرکانس مرکزی باند E (۷۵ گیگاهرتز)

۴-۷ طراحی دیپلکسر چند لایه در باند فرکانسی E

در بخش های قبل به طراحی دو فیلتر میان گذر چندلایه جداگانه در دو باند ۷۱-۷۶ و دیگری ۸۱-۸۶ گیگاهرتز پرداخته شد و با بهینه سازی آن ها نتایج قابل قبول به دست آمد. در این قسمت با بهره گیری از ساختار یک دیپلکسر که تلفیقی از دو فیلتر مجزا و یک پیوند دهنده ی موجبری می باشد، به طراحی آن به فرم MLW خواهیم پرداخت.

شکل ۴-۲۵ نمای سه بعدی دیپلکسر پیشنهادی را نشان می دهد که فیلتر باند اول طراحی شده در سمت راست و فیلتر باند دوم در سمت چپ قرار گرفته اند و مقسم توان صفحه H بخش ۴-۶ نیز به عنوان پیوند دهنده ی این دو فیلتر به کار رفته است. ابعاد دو فیلتر طراحی شده از روی جداول ۴-۲ و ۴-۳ به دست

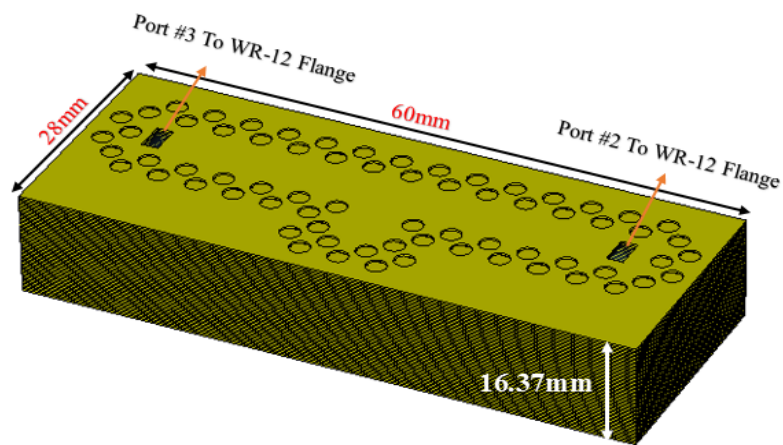
می آید. لایه های مسی استفاده شده دارای ضخامت 0.2 میلیمتر بوده که تلفات ناشی از گپ هوایی 0.01 میلیمتری بین آنها توسط حفره های دایروی EBG از بین رفته است.



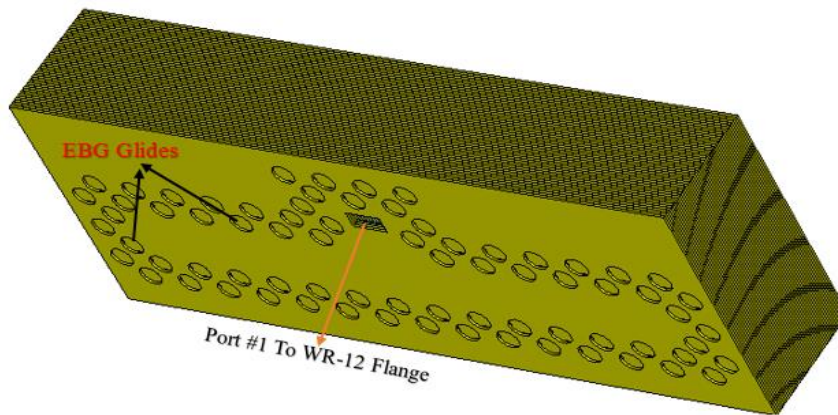
شکل ۴-۲۵: نمای سه بعدی دیپلکسر چندلایه پر شده از هوا به همراه مبدل و حفره های EBG

جهت تغذیه ساختار و اتصال فلنج های استاندارد به آن، از سه مبدل خم 90° درجه ای استفاده شده که موجب می شود جایگذاری فلنج ها بر روی صفحات فلزی صورت گرفته و چالش ساخت نیز برطرف شود.

شکل ۴-۲۶ (الف) نمای بالایی دیپلکسر پیشنهادی به همراه لایه های مسی را نشان می دهد که محل قرارگیری پورت های خروجی بوده و در قسمت (ب) پورت شماره ۱ به ساختار وارد می شود.



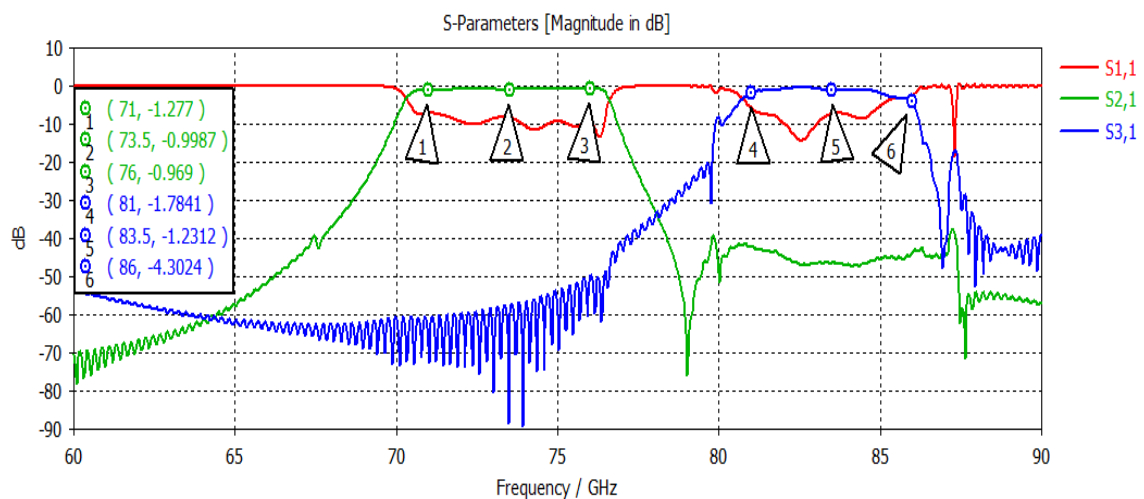
(الف)



(ب)

شکل ۴-۲۶: نمای سه بعدی دیپلکسر چندلایه با جایگذاری لایه های فلزی الف) صفحه بالا شامل پورت های خروجی (ب) صفحه زیرین متصل به پورت ورودی

تحلیل پاسخ فرکانسی دیپلکسر فوق مطابق با نمودار شکل ۴-۲۷ انجام می شود. واضح است دیپلکسر مورد نظر عملکرد تقریباً مناسبی را در هر دو باند ارسال و دریافت از خود نشان می دهد ولی به دلیل مناسب نبودن میزان ایزولاسیون بین دو پورت یک مقسم توان صفحه ی H ، مقداری تداخل فرکانسی باعث اتلاف توان در باند عبور هر دو فیلتر شده است.



شکل ۴-۲۷: نمودار پاسخ فرکانسی دیپلکسر چندلایه

از دیپلکسر فوق به دلیل ساختار مسطح و ساده آن می توان به عنوان ابزاری جهت جداسازی سیگنال های ارسالی و دریافتی استفاده کرد. ابعاد دیپلکسر پیشنهادی به گونه ای طراحی شده که پس از جایگذاری فلنچ های استاندارد هیچ گونه تماس فیزیکی بین پورت های آن وجود نداشته باشد. استفاده از انواع دیگری از پیوند دهنده های T شکل همچون مقسم توان صفحه E می تواند در بهبود ایزولاسیون دو پورت خروجی دیپلکسر تاثیر گذار باشد ولی فرآیند ساخت را قدری دچار مشکل می کند.

فصل پنجم

نتیجه گیری و ارائه پیشنهادات

۵-۱ نتیجه گیری

در این پایان نامه به بررسی ساختار جدیدی از موجبر فاصله ی هوایی شیاری تحت عنوان موجبر چندلایه (MLW) پرداخته شد. در سال های اخیر با افزایش تقاضا در سیستم های ارتباطی، استفاده از باندهای فرکانسی بالا همچون باند میلیمتری مورد توجه قرار گرفته که در این باند استفاده از ادوات مرسوم انتقال موج از جمله خطوط انتقال ریزنواری و موجبرهای فلزی با کاستی هایی از جمله تلفات بالای زیرلایه و نیز پیچیدگی ساخت مواجه می باشد. برای غلبه بر این مشکلات راهکارهایی از جمله فناوری موجبر فاصله ی هوایی پیشنهاد شده است که در این روش با جایگذاری دوصفحه فلزی بالایی و پایینی و نیز تعدادی پین مربعی تحت عنوان سطوح AMC، به هدایت موج با تلفات پایین پرداخته می شود.

در فصل دوم نقش فناوری موجبرفاصله هوایی بر روی انواع ساختارهای هدایت موج مورد مطالعه قرار گرفت که در نتیجه اهمیت استفاده از این ساختار را در فرکانس های موج میلیمتری بیش از پیش آشکار ساخت. انواع مختلفی از موجبرهای فاصله هوایی می توانند مورد استفاده قرارگیرند که موجبرفاصله هوایی شیاری یکی از آنها بوده و از آنجا که فرآیند سوراخ کاری پین های فلزی متناوب در فرکانس های حدود ۱۰۰ گیگاهرتز با چالش هایی همراه است، لذا در فصل سوم نوع جدیدی از خطوط انتقال تحت عنوان موجبرچندلایه معرفی شد.

ساختار MLW با قرار دادن لایه های فلزی نازک بدون نیاز به اتصال فیزیکی محقق شد که برای از بین بردن تلفات ناشی بین لایه ها حفره های متناوب دایروی به کار رفته است. سادگی ساخت، وزن و حجم کم و ساختار مسطح این موجبر برای طراحی قطعات پسیو میکروویو بسیار مناسب بوده که در این پایان نامه ادواتی همچون آنتن آرایه شکاف موجبری، کوپلرهای جهتی، فیلترهای میان گذر پهن باند و دیپلکسر مورد شبیه سازی قرار گرفت. با مقایسه ی ساختارهای هدایت موج طراحی شده در این نوشتار با سایر مطالعات

صورت گرفته، نتیجه می شود که هزینه پیاده سازی این قطعات با فناوری MLW به مراتب بسیار کمتر از موجبرهای فاصله هوایی متداول بوده و همچنین از میزان تلفات کمتری نیز برخوردار است.

۵-۲ ارائه پیشنهادات

با توجه به اینکه این پایان نامه تنها به طراحی ادوات پسیو میکروویو با فناوری MLW پرداخته است، لذا در ادامه می توان کاربرد این روش انتقال موج را در بررسی ساختارهای فعال میکروویو از جمله عایق بندی مدارات مجتمع، تقویت کننده های فرکانس بالا، شیفت دهنده های فاز الکترونیکی و آنتن های هوشمند نسل پنجم تلفن همراه با قابلیت شکل دهی پرتو^۱ مورد مطالعه قرار داد. طراحی آنتن های آرایه ای با هدف افزایش بهره نیز یکی دیگر از کارکردهای ساختار MLW است که به دلیل عدم استفاده از دی الکتریک می تواند قابلیت توان تحملی بالا را هم داشته باشد.

روش های ساخت متداولی همچون برش لیزر^۲، تبخیر شیمیایی فلز^۳ و نیز ماشین کاری CNC می تواند جهت پیاده سازی فیزیکی ساختارهای ارائه شده در این پایان نامه مورد استفاده سایر محققان قرار گیرد که از مزایای آن می توان به هزینه کم، تولید انبوه، مونتاژ کاری با سرعت بالا و حساسیت ساخت پایین اشاره کرد.

در پایان می توان با استفاده از این ساختار در فناوری نسل پنجم تلفن همراه، آن را به تولید انبوه رساند و در سال های آینده به مدد رشد استفاده از فناوری اینترنت اشیا^۴، در بیشتر وسایل ارتباطی مورد استفاده قرار داد. ساختار ساده و کم اتلاف فناوری MLW پیشنهادی در این پایان نامه می تواند در فرکانس هایی همچون باند موج میلیمتری و حتی بالاتر از آن مورد بهره برداری سایر محققین قرار گیرد.

^۱ Beam forming

^۲ Laser-cutting

^۳ Metal chemical etching

^۴ Internet of things

فهرست مراجع

- [1] D. Lockie and D. Peck, "High-data-rate millimeter-wave radios," IEEE Microwave Magazine, vol. 10, no. 5, 2009.
- [2] S. Landstrom, A. Furuskär, K. Johansson, L. Falconetti, and F. Kronstedt, "Heterogeneous networks—increasing cellular capacity," Ericsson review, vol. 1, pp. 4–9, 2011.
- [3] X. Yang, L. Liu, N. H. Vaidya, and F. Zhao, "A vehicle-to-vehicle communication protocol for cooperative collision warning," in Proceedings of The First Annual International Conference on Mobile and Ubiquitous Systems: Networking and Services (MOBIQUITOUS 2004). Boston, Massachusetts, USA, 2004, pp. 114–123.
- [4] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, and C. Waldschmidt, "Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 GHz frequency band," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 3, pp. 845–860, 2012.
- [5] L. Yujiri, "Passive millimeter wave imaging," in Proceedings of the 2006 IEEE MTTs International Microwave Symposium Digest. San Francisco, CA, USA, 2006, pp. 98–101.
- [6] Y. H. Choung, "V-band crosslink antenna," in Proceedings of the 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Long Beach, CA, USA, 2005, pp. 387–390.
- [7] P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions," IEEE communications magazine, vol. 40, no. 1, pp. 140–147, 2002.
- [8] C. J. Hansen, "WiGiG: Multi-gigabit wireless communications in the 60 GHz band," IEEE Wireless Communications, vol. 18, no. 6, pp. 6–7, 2011.
- [9] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., vol. 11, no. 2, pp. 68–70, November 2001.
- [10] F. Xu and K. Wu, "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 53, no. 1, pp. 66–73, Jan. 2005.
- [11] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, and E. Rajo-Iglesias, "Local metamaterial-based waveguides in gaps between parallel metal plates," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, pp. 84–87, 2009.
- [12] P.-S. Kildal, "Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics," IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol. 38, no. 10, pp. 1537–1544, Oct. 1990.

- [13] E. Alfonso, A. Valero, J.I. Herranz, M. Baquero, M. Ferrando, V. Rodrigo, F. Vico, E. Antonino, M. Cabedo, D. Sánchez, B. Bernardo, A. Vila, "New waveguide technology for antennas and circuits", *Waves*, vol. 3, 2011, pp. 65-75.
- [14] P.-S. Kildal, A. Uz Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso and A. Valero-Nogueira, "Design and experimental verification of ridge gap waveguides in bed of nails for parallel plate mode suppression," *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol.5, issue.3, pp. 262-270, March 2011.
- [15] A. Vosoogh, "Compact RF Integration and Packaging Solutions Based on Metasurfaces for Millimeter-Wave Applications," PhD thesis, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, 2018.
- [16] M.G. Silveirinha, C.A.Fernandes and J.R. Costa, "Electromagnetic characterization of textured surfaces formed by metallic pins," *IEEE Trans. Antennas and Propag.* vol. 56, no. 2, pp. 405-415, February 2008.
- [17] D.Sievenpiper, L.Zhang, R.F.J.Broas, N.G.Alexopolous, and E. Yablonovitch, "High impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 11, pp. 2059-2074, November 1999.
- [18] A. U. Zaman, "Gap Waveguide: Low Loss Microwave Passive Components and MMIC Packaging Technique for High Frequency Applications," PhD thesis, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden, Jun. 2013.
- [19] E. Rajo-Iglesias and P.-S. Kildal, "Groove Gap Waveguide: A Rectangular Waveguide between Contactless Metal Plates Enabled by Parallel-Plate Cut-Off," *Proceedings of 4th European Conference on Antennas and Propagation*, April 2010.
- [20] E. Pucci, A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, P.-S. Kildal, and A. Kishk, "Study of Q-factors of ridge and groove gap waveguide resonators," *IET Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 7, no. 11, pp. 900–908, 2013.
- [21] A. U. Zaman, E. Rajo-Iglesias, E. Alfonso, and P.-S. Kildal, "Design of transition from coaxial line to ridge gap waveguide," in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2009, pp. 1–4.
- [22] E. Rajo-Iglesias, M. Ferrando-Rocher, and A. U. Zaman, "Gap waveguide technology for millimeter-wave antenna systems," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 56, no. 7, pp. 14–20, Jul. 2018.
- [23] M. S. Sorkherizi and A. A. Kishk, "Fully printed gap waveguide with facilitated design properties," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 9, pp. 657–659, 2016.
- [24] A. A. Brazález, E. Rajo-Iglesias, J. L. Vazquez-Roy, A. Vosoogh, and P.-S. Kildal, "Design and validation of microstrip gap waveguides and their transitions to rectangular

waveguide, for millimeter-wave applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 4035–4050, 2015.

[25] A. A. Brazález, A. U. Zaman, and P.-S. Kildal, “Design of a coplanar waveguide to ridge gap waveguide transition via capacitive coupling,” in *Proceedings of the 6th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Prague, 2012, pp. 3524–3528.

[26] A. A. Brazález, J. Flygare, J. Yang, V. Vassilev, M. Baquero-Escudero, and P.-S. Kildal, “Design of F-band transition from microstrip to ridge gap waveguide including Monte Carlo assembly tolerance analysis,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 4, pp. 1245–1254, 2016.

[27] A. Aljarosha, A. U. Zaman, and R. Maaskant, “A wideband contactless and bondwire-free MMIC to waveguide transition,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 5, pp. 437–439, 2017.

[28] U. Nandi, A. U. Zaman, A. Vosoogh, and J. Yang, “Novel millimeter wave transition from microstrip line to groove gap waveguide for MMIC packaging and antenna integration,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 8, pp. 691–693, 2017.

[29] A. U. Zaman, V. Vassilev, H. Zirath, and N. Rorsman, “Novel low-loss millimeterwave transition from waveguide-to-microstrip line suitable for MMIC integration and packaging,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 27, no. 12, pp. 1098–1100, 2017.

[30] A. Vosoogh, A. Uz Zaman, and J. Yang, “Simple and broadband transition between rectangular waveguide and groove gap waveguide for mm-Wave applications,” in *Proceedings of the IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2018.

[31] E. Rajo-Iglesias, A. U. Zaman, and P.-S. Kildal, “Parallel plate cavity mode suppression in microstrip circuit packages using a lid of nails,” *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 20, no. 1, pp. 31–33, 2010.

[32] A. U. Zaman, M. Alexanderson, T. Vukusic, and P.-S. Kildal, “Gap waveguide PMC packaging for improved isolation of circuit components in high-frequency microwave modules,” *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 1, pp. 16–25, 2014.

[33] M. Al, A. Kishk, “Long Slots Array Antenna Based on Ridge Gap Waveguide Technology”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation.*, vol. 62, no. 10, pp. 5399-5403, October 2014.

[34] D. Zarifi, A. Farahbakhsh, A. U. Zaman, and P.-S. Kildal, “Design and fabrication of a high-gain 60-GHz corrugated slot antenna array with ridge gap waveguide distribution layer,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 64, no. 7, pp. 2905–2913, 2016.

- [35] A. U. Zaman and P.-S. Kildal, "Wide-band slot antenna arrays with single-layer corporate-feed network in ridge gap waveguide technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 6, pp. 2992–3001, Jun 2014.
- [36] A. J. Sáez, A. Valero-Nogueira, J. I. Herranz, and B. Bernardo, "Single-layer cavitybacked slot array fed by groove gap waveguide," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 1402–1405, 2016.
- [37] P. Taghikhani, J. Yang, and A. Vosoogh, "High gain V-band planar array antenna using half-height pin gap waveguide," in *Proceedings of the 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*. Paris, 2017, pp. 2758–2761.
- [38] A. Farahbakhsh, D. Zarifi, and A. U. Zaman, "A mmWave wideband slot array antenna based on ridge gap waveguide with 30% bandwidth," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 66, no. 2, pp. 1008–1013, 2018.
- [39] S. A. Razavi, P.-S. Kildal, L. Xiang, E. Alfonso Alos, and H. Chen, " 2×2 -slot element for 60-GHz planar array antenna realized on two doubled-sided pcbs using SIW cavity and EBG-type soft surface fed by microstrip-ridge gap waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 9, pp. 4564–4573, Sep. 2014.
- [40] J. Liu, A. Vosoogh, A. U. Zaman, and J. Yang, "Design and fabrication of a high-gain 60-GHz cavity-backed slot antenna array fed by inverted microstrip gap waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 4, pp. 2117–2122, 2017.
- [41] B. Cao, H. Wang, Y. Huang, and J. Zheng, "High-gain L-probe excited substrate integrated cavity antenna array with LTCC-based gap waveguide feeding network for W-band application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, no. 12, pp. 5465–5474, 2015.
- [42] M. S. Sorkherizi, A. Dadgarpour, and A. A. Kishk, "Planar high-efficiency antenna array using new printed ridge gap waveguide technology," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, no. 7, pp. 3772–3776, 2017.
- [43] E. Pucci, E. Rajo-Iglesias, J.-L. Vazquez-Roy, and P.-S. Kildal, "Planar dual-mode horn array with corporate-feed network in inverted microstrip gap waveguide," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 7, pp. 3534–3542, 2014.
- [44] D. Zarifi, A. Farahbakhsh, and A. U. Zaman, "Design and Fabrication of Wideband Millimeter-Wave Directional Couplers with Different Coupling Factors Based on Gap Waveguide Technology," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 88822–88829, July 2019.
- [45] A. U. Zaman, P.-S. Kildal, A. A. Kishk et al., "Narrow-band microwave filter using high-Q groove gap waveguide resonators with manufacturing flexibility and no sidewalls," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 2, no. 11, pp. 1882–1889, 2012.

- [46] A. del Olmo-Olmeda, M. Baquero-Escudero, V. E. Boria-Esbert, A. ValeroNogueira, and A. J. Berenguer-Verdu, "A novel band-pass filter topology for millimeter-wave applications based on the groove gap waveguide," in Proceedings of the IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2013, pp. 1–4.
- [47] A. Berenguer, M. Baquero-Escudero, D. Sanchez-Escuderos, B. Bernardo-Clemente, and V. E. Boria-Esbert, "Low insertion loss 61 GHz narrow-band filter implemented with groove gap waveguides," in Proceedings of the 44th European Microwave Conference (EuMC), 2014, pp. 191–194.
- [48] E. A. Alós, A. U. Zaman, and P.-S. Kildal, "Ka-band gap waveguide coupled resonator filter for radio link diplexer application," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 3, no. 5, pp. 870–879, 2013.
- [49] B. Ahmadi and A. Banai, "Direct coupled resonator filters realized by gap waveguide technology," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3445–3452, 2015.
- [50] M. S. Sorkherizi, A. Khaleghi, and P.-S. Kildal, "Direct-coupled cavity filter in ridge gap waveguide," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 4, no. 3, pp. 490–495, Mar. 2014.
- [51] M. S. Sorkherizi and A. A. Kishk, "Completely tuned coupled cavity filters in defected bed of nails cavity," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, 2016.
- [52] S. Birgermajer, N. Janković, V. Radonić, V. Crnojević-Bengin, M. Bozzi, "Microstrip-ridge gap waveguide filter based on cavity resonators with mushroom inclusions", *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.* vol. 66, no. 1, pp. 136-146, Jan. 2018.
- [53] M. S. Sorkherizi and A. A. Kishk, "Self-packaged, low-loss, planar bandpass filters for millimeter-wave application based on printed gap waveguide technology," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 7, no. 9, pp. 1419–1431, 2017.
- [54] A. Vosoogh, A. A. Brazález, and P.-S. Kildal, "A V-band inverted microstrip gap waveguide end-coupled bandpass filter," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 4, pp. 261–263, Apr. 2016.
- [55] M. S. Sorkherizi and A. A. Kishk, "Fully printed gap waveguide with facilitated design properties," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 26, no. 9, pp. 657–659, 2016.
- [56] M. Ebrahimpouri, O. Quevedo-Teruel, and E. Rajo-Iglesias, "Design guidelines for gap waveguide technology based on glide-symmetric holey structures," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 27, no. 6, pp. 542–544, Jun. 2017.

- [57] A. Vosoogh, H. Zirath, and Z. S. He, "Novel Air-Filled Waveguide Transmission Line Based on Multi-layer Thin Metal Plates," *IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology*, vol. 9, no. 3, pp. 282-290, May 2019.
- [58] A. Casanueva, J. A. Pereda, A. Mediavilla, "Optimum compact H- and E-plane corners in rectangular waveguide", *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 42, no. 6, pp. 494-497, Sep. 2004.
- [59] "Waveguide and Flange Data," [online] Available: <https://flann.com/wp-content/uploads/2015/09/Waveguide-and-Flange-Information.pdf>, 2019.
- [60] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., Massachusetts: John Wiley and Sons, 2011.
- [61] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, 2nd ed., : New York: Mc. Graw Hill, C1992.
- [62] W. Shelton, "Compact multi-hole waveguide directional couplers," *Microw. J.*, no. 4, p. 89, Jul. 1961.
- [63] M. Moghavvemi, H. A. Mahabadi, F. Alijani, "Multi-hole waveguide directional couplers," *Munich Personal RePEc Archive (MPRA)*, pp. 188-212, 2012.
- [64] R. A. Gilbert, J. L. Volakis, "Waveguide slot antenna arrays" in *Antenna Engineering Handbook*, New York, NY, USA: McGraw-Hill, pp. 9-1-9-36, 2007.
- [65] F. C. Commission et al., "Allocation and Service Rules for the 71-76 GHz, 81-86 GHz, and 92-95 GHz Bands," *FCC Memorandum Opinion and Order*, pp. 03–248, 2003.
- [66] J. Hansryd, Y. Li, J. Chen, and P. Ligander, "Long term path attenuation measurement of the 71–76 GHz band in a 70/80 GHz microwave link,," in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation. IEEE*, 2010, pp. 1–4.
- [67] D. Lockie and D. Peck, "High-data-rate millimeter-wave radios," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, no. 5, pp. 75–83, 2009, doi: 10.1109/MMM.2009.932834.
- [68] A.E. Atia, A.E. Williams, "Narrow-bandpass waveguide filters", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. MTT-20, no. 4, pp. 258-265, 1972.
- [69] Cameron, R.J., Kudsia, C.M., Mansour, R.R.: 'Microwave filters for communication systems: fundamentals, design, and applications' (John Wiley& Sons, 2007)
- [70] Levy, R. and Petre, P. (2001) Design of CT and CQ filters using approximation and optimization. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 49, 2350–2356.
- [71] Bandler, J.W., Chen, S.H., Daijavad, S., and Madsen, K. (1988) Efficient optimization with integrated gradient approximations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 36, 444–455.

[72] Haupt, R.L. (1995) An introduction to genetic algorithms for electromagnetics. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, **37**, 7–15.

[73] Berenguer, A., Fusco, V., Zelenchuk, D.E., et al.: ‘Propagation characteristics of groove gap waveguide below and above cutoff’, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, 2016, **64**, (1), pp. 27–36.

Abstract

In recent years, the growing use of mobile communication systems to transmit and receive data has necessitated the use of high-capacity communication channels and consequently wider bandwidth. One of the popular frequency bands to meet this need is the millimeter wave, which has recently been the focus of many researchers. In this band, the use of conventional waveguide structures for example microstrip transmission lines and metallic waveguides face challenges such as high substrate ohmic losses and the complexity to connection of peripheral walls, which Gap waveguide technology has been proposed as a good candidate to design and fabrication of passive microwave devices, recently. This thesis explores a new structure of groove gap waveguide technology called multi-layer waveguide that by stacking several thin metal plates, a multi-layer waveguide transmission line, a multi-hole directional coupler and a waveguide slot array antenna has been designed in E band. Also designing of two millimeter wave band pass filters in the frequency range of 71-76 and 81-86 GHz has been investigated that by incorporating them with an H-plane Tee junction, a diplexer with multi-layer waveguide technology has been realized. Despite Conventional groove gap waveguide technology uses periodic metallic pin textures to realize the Electromagnetic Band Gap, in this thesis the proposed structure utilizes circular holes to eliminate the leakage caused by air gap between layers. Another advantages of using this method is to reduce manufacturing tolerances, low losses, lightweight and small volume, low cost of implementation and the ability to integrate with other passive and active microwave components.

Keywords— Gap waveguide technology, electromagnetic band gap, millimetre wave, multi-layer waveguide, band pass filter.



Faculty of Electrical and Robotic Engineering

M.Sc. Thesis in Field and Wave Communication Engineering

**Design and Simulation of a Millimeter Wave Band Pass Filter
Based on Multi-Layer Waveguide Technology**

By: Behrooz Halvaei

Supervisor:

Dr. Javad Ghalibafan

Advisor:

Dr. Morteza Rezaee

January 2020