

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک

پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی مخابرات میدان و موج

طراحی و شبیه سازی یک آنتن موج نشتی با قطبش دایروی و قابلیت پوش

پرتو

نگارنده: محیا عطاری

استاد راهنما:

دکتر جواد قالیبافان

دی ۱۳۹۶

تقدیم به خانواده‌ی دوست داشتنی‌ام

سپاس بی کران پروردگار یکتا را...

وظیفه شاگردی خود می دانم که از زحمات دلسوزانه‌ی استاد گران قدر، جناب آقای دکتر
قالیبافان که با راهنمایی‌های خود راهگشای اینجانب بوده‌اند کمال تشکر و سپاسگزاری را
داشته باشم.

محیا عطاری

دی ماه ۱۳۹۶

تعهدنامه

اینجانب محیا عطاری دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته برق / مخابرات میدان دانشکده
برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی یک آنتن موج

نشتی با قطبش دایروی و قابلیت پوشش پرتو تحت راهنمایی دکتر جواد قالیبافان متعهد می‌شوم.

- ♦ تحقیقات در این پایان‌نامه توسط اینجانب انجام شده است و از صحت و اصالت برخوردار است.
- ♦ در استفاده از نتایج پژوهش محققان دیگر به مرجع مورد استفاده استناد شده است.
- ♦ مطالب مندرج در پایان‌نامه 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 می‌باشد 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 پایان‌نامه تأثیرگذار بوده‌اند در مقالات مستخرج از پایان‌نامه رعایت می‌گردد.
- ♦ در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، در مواردی که از موجود زنده (یا بافت‌های آن‌ها) استفاده شده است ضوابط و اصول اخلاقی رعایت شده است.
- ♦ در کلیه مراحل انجام این پایان‌نامه، 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

تاریخ

مالکیت نتایج و حق نشر

- ♦ کلیه حقوق معنوی این اثر و محصولات آن (مقالات مستخرج، کتاب، برنامه رایانه‌ای، نرم‌افزارها و تجهیزات ساخته شده است) متعلق به دانشگاه صنعتی شاهرود می‌باشد.
- ♦ این مطلب باید به نحو مقتضی در تولیدات علمی مربوطه ذکر شود.
- ♦ استفاده از اطلاعات و نتایج موجود در پایان‌نامه بدون ذکر مرجع مجاز نمی‌باشد.

چکیده:

ویژگی ذاتی آنتن‌های موج نشتی، چرخش پرتوی تابشی با استفاده از تغییر فرکانس می‌باشد. امروزه چرخش پرتوی آنتن‌ها در سیستم‌های جستجوگر راداری از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است.

معمولا به علت محدودیت منابع، اغلب سیستم‌ها در فرکانس خاصی کار می‌کنند. بنابراین ممکن است چرخش فرکانسی پرتو کارایی چندانی نداشته باشد. اما اگر پرتو با اهرم دیگری غیر از فرکانس نظیر تحریک دیود ورکتور و یا تحریک مغناطیسی مواد فریتی و... کنترل شود، آنتن کارایی بیشتری پیدا خواهد کرد.

در این پروژه ابتدا پرتوی یک آنتن موج نشستی را در یک فرکانس خاص به وسیله دیودهای ورکتور در محدوده‌ی زاویه‌ای ۵۳- تا ۳۹+ درجه هدایت کرده و روش کار را شرح می‌دهیم. لازم به ذکر است که برای هدایت پرتو در محدوده‌ی زوایای منفی نیاز به ساختارهای فرامواد داریم که در اینجا با استفاده از ساختارهای موجبری مجتمع شده در زیرلایه این امکان را فراهم آوردیم. نکته‌ی حائز اهمیت این است که با چرخش پرتو، در تمامی زوایا، بهره در سطح مطلوبی حفظ می‌شود. همچنین مقادیر دیود ورکتور طوری انتخاب می‌شوند که تلفات بازگشتی آنتن حداقل باشد.

سپس در قسمت دوم، ساختار آنتن موج نشستی‌ای را معرفی می‌کنیم که علاوه بر قابلیت پویش پرتو، دارای قطبش میدان دایروی نیز باشد. به طوری که با چرخش پرتو، در بخش بزرگی از فضای پویش شده، قطبش موج همچنان دایروی باقی می‌ماند. چالش موجود در مسئله‌ی چرخش پرتو در فرکانس ثابت برای یک آنتن با قطبش دایروی این است که به علت تغییر ثابت فاز، قطبش موج حفظ نمی‌شود. در این پایان‌نامه، پرتوی آنتن به کمک یک پرش فرکانسی و با استفاده از دیود ورکتور از زاویه‌ی ۲۱- تا ۲۱+ درجه چرخیده که در محدوده‌ی ۱۸- تا ۲۱+ درجه، قطبش دایروی حفظ می‌شود. در این قسمت نیز، با چرخش پرتو، بدون نیاز به شبکه‌ی تطبیق، بهره در سطح مطلوبی حفظ شده است. همچنین سعی شده است تا حد امکان از کمترین تعداد دیود ورکتور استفاده شود.

کلمات کلیدی: آنتن موج نشستی - چرخش پرتو - فرامواد - قطبش دایروی - موجبر

مجتمع شده در زیرلایه

لیست مقالات مستخرج از پایان نامه

(۱) پوشش غیر مکانیکی پرتو آنتن موج نشتی مبتنی بر فرامواد در فرکانس ثابت - محیا عطاری ،

جواد قالیبافان - پنجمین کنفرانس الکترومغناطیس مهندسی ایران

کد مقاله: iceem۲۰۱۷-۰۱۶۰۰۱۲۷

(۲) چرخش پرتوی یک آنتن موج نشتی با قابلیت حفظ قطبش دایروی در حین چرخش - محیا

عطاری ، جواد قالیبافان - نشریه الکترومغناطیس کاربردی (مجله دانشگاه امام حسین)

شناسه مقاله: ۱۶۳۰۶ (در حال بررسی: submitted)

فهرست مطالب

فصل ۱: مقدمه	۱
۱-۱ هدف پایان‌نامه و ضرورت تحقیق	۲
۲-۱ معرفی ساختار پایان‌نامه	۳
فصل ۲: آنتن‌های موج نشستی	۵
۱-۲ مقدمه	۶
۲-۲ معرفی یک ساختار موج نشستی و چگونگی نشت	۶
۳-۲ ویژگی‌های آنتن موج نشستی	۹
۴-۲ دسته بندی آنتن‌های موج نشستی	۱۱
۱-۴-۲ دسته بندی اول	۱۱
۲-۴-۲ دسته بندی دوم	۲۱
۵-۲ آنتن‌های موج نشستی مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه	۲۱
۱-۵-۲ موجبر مجتمع شده در زیرلایه (SIW)	۲۲
۲-۵-۲ ساختارهای HMSIW	۲۵
۳-۵-۲ آنتن‌های مبتنی بر SIW	۲۷
۶-۲ چند نمونه از آنتن‌های موج نشستی در مقالات مختلف	۳۱
فصل ۳: معرفی ساختارهای فراماده	۳۵
۱-۳ مقدمه	۳۶
۲-۳ تاریخچه	۳۶
۳-۳ ویژگی‌های ساختار فراماده	۳۷
۱-۳-۳ چپگردی موج	۳۷
۲-۳-۳ تغییر فاز مثبت	۳۹
۴-۳ پراکندگی فرکانسی در محیط‌های چپگرد	۳۹
۵-۳ تحلیل ساختارهای فرامواد و ارائه‌ی مدلی برای آن‌ها	۴۰
فصل ۴: روش پیشنهادی برای پویش غیر فرکانسی پرتو و حفظ قطبش دایروی	۴۹
۱-۴ مقدمه	۵۰
۲-۴ رسم منحنی پراکندگی	۵۱
۳-۴ روش پیشنهادی برای چرخش پرتوی آنتن موج نشستی در فرکانس ثابت	۵۲

۵۲	 ۱-۳-۴ ایده‌ی اصلی
۵۳	 ۲-۳-۴ چرخش پرتو به وسیله‌ی دیود ورکتور
۵۳	 ۱-۲-۳-۴ ساختار آنتن
۵۵	 ۲-۲-۳-۴ افزودن دیود ورکتور به ساختار آنتن و تاثیر آن بر زاویه‌ی پرتو
۷۰	 ۴-۴ روش پیشنهادی برای پویش پرتو و حفظ قطبش دایروی در آنتن موج نشستی
۷۰	 ۱-۴-۴ ایده‌ی اصلی
۷۱	 ۲-۴-۴ چگونگی ایجاد قطبش دایروی
۷۳	 ۳-۴-۴ پویش پرتو به کمک دیودهای ورکتور با استفاده از یک پرش فرکانسی و حفظ قطبش دایروی
۸۳	 فصل ۵: نتیجه‌گیری و ارائه‌ی پیشنهادات
۸۴	 ۱-۵ جمع بندی و نتیجه گیری
۸۴	 ۲-۵ ارائه‌ی پیشنهادات برای کارهای آینده
۸۷	 مراجع

فهرست شکل‌ها

- شکل (۱-۲) : اولین آنتن موج نشتی معرفی شده [۱]..... ۶
- شکل (۲-۲) : نمایش نشت موج در یک ساختار موج نشتی [۲]..... ۸
- شکل (۳-۲) : آرایه‌ای از آنتن‌های موج نشتی [۳]..... ۱۰
- شکل (۴-۲) : محل قرارگیری شبکه تغذیه در ساختار موج نشتی. (الف) د یک طرف (ب) در وسط ساختار [۴]..... ۱۲
- شکل (۵-۲) : آنتن موج نشتی ریزنواری: (الف) نمونه ساخته شده و (ب) منحنی β و α بر حسب فرکانس [۲]..... ۱۳
- شکل (۶-۲) : آنتن موج نشتی متناوب دارای باریک شوندگی برای کنترل سطح گلبرگ‌های جانبی [۵]..... ۱۴
- شکل (۷-۲) : مثالی از آنتن موج نشتی متناوب : موجبر دی الکتریک با نوارهای فلزی متناوب [۵]..... ۱۵
- شکل (۸-۲) : نمایی از نحوه‌ی انتشار امواج در یک آنتن دو بعدی [۱]..... ۲۱
- شکل (۹-۲) : انواع ساختارهای SIW [۷]..... ۲۲
- شکل (۱۰-۲) : ایجاد یک ساختار SIW با استفاده از via [۶]..... ۲۳
- شکل (۱۱-۲) : توزیع میدان الکتریکی برای مد انتشاری TE_{10} در ساختار SIW [۷]..... ۲۶
- شکل (۱۲-۲) : توزیع میدان الکتریکی برای مد انتشاری TE_{20} در ساختار SIW [۷]..... ۲۶
- شکل (۱۳-۲) : مقایسه‌ی توزیع میدان در دو ساختار SIW و HMSIW [۷]..... ۲۷
- شکل (۱۴-۲) : انتشار موج در راستای Z در یک ساختار SIW [۷]..... ۲۸
- شکل (۱۵-۲) : منحنی پراکندگی برای ساختار SIW [۷]..... ۲۸
- شکل (۱۶-۲) : آنتن‌های موج نشتی با چرخش فرکانسی پرتو مبتنی بر: (الف) SIW (ب) HMSIW (ج) HMSIW بهبود یافته [۸]..... ۳۰
- شکل (۱۷-۲) : یک آنتن موج نشتی با چرخش فرکانسی پرتو و قطبش دایروی [۹]..... ۳۱
- شکل (۱۸-۲) : آنتن موج نشتی مبتنی بر SIW با قطبش دایروی و چرخش فرکانسی پرتو [۱۰]..... ۳۱
- شکل (۱۹-۲) : آنتن موج نشتی با پویش غیر فرکانسی پرتو [۱۱]..... ۳۲
- شکل (۲۰-۲) : آنتن مبتنی بر فرامواد با چرخش غیر فرکانسی پرتو و قطبش دایروی [۱۲]..... ۳۲
- شکل (۲۱-۲) : آنتن موج نشتی مبتنی بر فرامواد با شبکه تغذیه‌ی دارای تزویج گر الف: یک سلول به همراه مدار معادل آن ب: ساختار کل آنتن [۱۳]..... ۳۳
- شکل (۱-۳) : اولین پیاده سازی ساختار چپگرد [۲]..... ۳۷

- شکل (۲-۳) : رابطه‌ی بین راستای انتشار موج با راستای انتشار انرژی ۳۹
- شکل (۳-۳) : مدار معادل یک خط انتقال معمولی راستگرد بدون اتلاف ۴۰
- شکل (۴-۳) : مدار معادل یک خط انتقال معمولی چپگرد بدون اتلاف ۴۱
- شکل (۵-۳) : ساختار یک خط انتقال چپگرد [۲] ۴۲
- شکل (۶-۳) : یک سلول از ساختار متناوب شکل (۳-۵) [۲] ۴۲
- شکل (۷-۳) : مدار معادل یک خط مرکب بی اتلاف ۴۳
- شکل (۸-۳) : منحنی پراکندگی در خطوط انتقال مرکب نامتوازن، راستگرد خالص و چپگرد خالص [۲] ۴۶
- شکل (۹-۳) : منحنی پراکندگی یک خط انتقال مرکب متوازن [۲] ۴۷
- شکل (۱۰-۳) : منحنی پراکندگی و تضعیف برای خط انتقال مرکب متوازن ۴۸
- شکل (۱۱-۳) : منحنی پراکندگی و تضعیف برای خط انتقال مرکب نامتوازن ۴۸
- شکل (۱-۴) : ساختار یک آنتن موج نشستی مبتنی بر فرامواد و دارای ساختار HMSIW [۱۵] ۵۲
- شکل (۲-۴) : مدار معادل ساختار شکل (۴-۱) ۵۳
- شکل (۳-۴) : منحنی پراکندگی سلول CRLH-HMSIW نشان داده شده در شکل (۴-۱) [۱۵] ۵۴
- شکل (۴-۴) : یک سلول از آنتن مورد نظر به همراه دیود ورکتور سری ۵۶
- شکل (۵-۴) : مدار معادل ساختار نشان داده شده در شکل (۴-۴) ۵۶
- شکل (۶-۴) : تاثیر دیود ورکتور سری بر منحنی پراکندگی ساختار ۵۷
- شکل (۷-۴) : دو سلول از آنتن مورد نظر به همراه دیودهای ورکتور موازی ۶۰
- شکل (۸-۴) : مدار معادل ساختار نشان داده شده در شکل (۴-۷) ۶۱
- شکل (۹-۴) : تاثیر دیود ورکتور موازی بر منحنی پراکندگی ساختار ۶۲
- شکل (۱۰-۴) : ساختار نهایی آنتن با جایابی دیودهای ورکتور سری و موازی برای چرخش پرتو در فرکانس ثابت ۶۳
- شکل (۱۱-۴) : مدار معادل ساختار شکل (۴-۱۰) با در نظر گرفتن هر دو دسته دیود ورکتور ۶۴
- شکل (۱۲-۴) : بررسی اثر دیودهای ورکتور سری و موازی در منحنی پراکندگی برای فرکانس ۷/۳ گیگاهرتز ۶۶
- شکل (۱۳-۴) : بهره‌ی تحقق یافته‌ی آنتن برای فرکانس ۷/۳ GHz در زوایای مختلف ۶۸
- شکل (۱۴-۴) : بهره‌ی تحقق یافته‌ی آنتن برای فرکانس ۷/۳ گیگاهرتز ۶۹
- شکل (۱۵-۴) : آنتن موج نشستی با قطبش دایروی و قابلیت چرخش فرکانسی پرتو ۷۱
- شکل (۱۶-۴) : تغییر فاز موج در یک نیمه سلول [۱۶] ۷۲

- شکل (۴-۱۷) : آنتن موج نشتی با قطبش دایروی و قابلیت پوشش پرتو در فرکانس ثابت ۷۴
- شکل (۴-۱۸) : اثر عرض شکاف بر ناحیه‌ی نشت موج ۷۵
- شکل (۴-۱۹) : نحوه‌ی اتصالات دیودهای وکتور ۷۶
- شکل (۴-۲۰) : تغییرات منحنی پراکندگی ناشی از تغییرات دیودهای وکتور در آنتن شکل (۴-۱۷) ۷۸

فهرست جداول

جدول (۱-۴) : ابعاد (به میلی متر) ساختار نشان داده شده در شکل (۱-۴).....	۵۴
جدول (۲-۴) : تاثیر دیود ورکتور سری بر زاویه ی پرتوی تابشی.....	۵۸
جدول (۳-۴) : مقادیر VSWR و بهره برای فرکانس ۷/۳ GHz.....	۶۷
جدول (۴-۴):مقادیر ظرفیت های خازنی مورد استفاده برای چرخش پرتو در فرکانس ۴/۱ GHz (ناحیه چپگرد)...	۷۷
جدول (۵-۴):مقادیر ظرفیت های خازنی مورد استفاده برای چرخش پرتو در فرکانس ۴/۴ GHz (ناحیه راستگرد).....	۷۷
جدول (۶-۴) : مشخصات چرخش پرتو در فرکانس ۴/۱ گیگاهرتز (ناحیه ی عقب سو).....	۸۰
جدول (۷-۴) : مشخصات چرخش پرتو در فرکانس ۴/۴ گیگاهرتز (ناحیه ی جلوسو).....	۸۰
جدول (۸-۴) : چرخش پرتوی تشعشعی در فرکانس ۴/۱ گیگاهرتز در ناحیه ی عقب سو.....	۸۱
جدول (۹-۴) : چرخش پرتوی تشعشعی در فرکانس ۴/۴ گیگاهرتز در ناحیه ی جلوسو.....	۸۲

فصل اول

مقدمه

۱-۱ هدف پایان نامه و ضرورت تحقیق

سیستم‌های جستجوگر راداری برای جستجو در فضای اطراف و پیدا کردن موقعیت هدف نیازمند آنتن‌هایی است که یا توسط گرداننده‌های مکانیکی چرخانده می‌شوند و یا پرتوی تابشی آن‌ها به صورت الکتریکی قابلیت چرخش را دارا باشد. واضح است که دسته‌ی دوم محبوبیت بیشتر و البته پیچیدگی‌های بیشتری را نیز دارا می‌باشد. از آنتن‌های مرسوم استفاده شده در رادارها می‌توان به آنتن‌های آرایه فازی اشاره کرد. اما طراحی شبکه‌ی تغذیه‌ی این آنتن‌ها بسیار پیچیده است. آنتن‌های موج نشستی از دیگر آنتن‌هایی است که دارای ویژگی ذاتی چرخش پرتو بدون نیاز به چرخش فیزیکی آنتن می‌باشد. شبکه‌ی تغذیه‌ی این آنتن‌ها بسیار ساده‌تر بوده و ساخت و کم هزینه بودن ساختار نیز جزء مزایای این آنتن‌ها محسوب می‌شود. از طرفی چون این آنتن‌ها معمولا دارای ساختارهای مسطح هستند، امکان مجتمع شدن با سایر مدارات ریزموج را دارا می‌باشند.

آنتن‌های موج نشستی در واقع جزء گروه بزرگتری از آنتن‌ها به نام آنتن‌های موج رونده می‌باشند. برخلاف آنتن‌های تشدیدی که در آن‌ها امواج ایستا سبب تشعشع هستند، در این دسته، امواج رونده تشعشع می‌کنند. در نتیجه آنتن‌های موج رونده از پهنای باند بالاتری نسبت به آنتن‌های تشدیدی برخوردار هستند که همین پهنای باند وسیع نیز از دیگر ویژگی‌های محبوب آن‌ها به شمار می‌آید.

همچنین این آنتن‌ها قابلیت تولید بیم‌های باریک بادبزی را دارند که آن‌ها را برای استفاده در سیستم‌های راداری مناسب‌تر می‌سازد؛ زیرا همانطور که می‌دانیم برای یافتن موقعیت دقیق هدف بهتر است آنتن‌ها دارای بیم‌های باریک‌تر با سمتگرایی بالاتری باشند.

در آنتن‌های موج نشستی به طور ذاتی با تغییر فرکانس، زاویه‌ی تابش عوض شده و بنابراین پرتوی آنتن می‌چرخد. در سیستم‌های راداری فرکانس کاری از قبل توسط سایر اجزای سیستم مشخص شده است. بنابراین اگر قرار باشد پرتوی آنتن با استفاده از تغییر فرکانس بچرخد، این آنتن کارایی لازم را نخواهد داشت. بنابراین یا باید از منبع دیگری برای تغذیه‌ی آنتن استفاده کرد، یا پرتو را مستقل از

فرکانس با اهرم دیگری چرخاند. به دلیل محدودیت منابع، روش اول نمی‌تواند روش بهینه‌ای باشد. در نتیجه در این پایان‌نامه روشی برای چرخش پرتوی آنتن در یک فرکانس خاص معرفی می‌شود. علاوه بر چرخش الکتریکی پرتو در فرکانس ثابت، هدف دیگری که در این پایان‌نامه به دنبال آن هستیم، معرفی یک آنتن موج نشستی با قطبش دایروی است؛ به طوری که با چرخش پرتو، قطبش دایروی نیز حفظ شود. از آنتن‌های با قطبش دایروی برای کاهش اثرات مخرب عدم تطبیق قطبش و تداخل چندمسیره به خصوص در فواصل طولانی برای جبران افت مسیر فضای آزاد استفاده می‌شود. همچنین از آن‌ها در مخابرات بی‌سیم، GPS و سیستم‌های راداری برای کاهش حساسیت موج به چرخش فارادی در یونسفر استفاده می‌شود.

۱-۲ معرفی ساختار پایان‌نامه

در فصل دوم به معرفی ساختار یک آنتن موج نشستی، چگونگی نشت و عملکرد تشعشعی آن‌ها می‌پردازیم. همچنین دسته‌بندی آنتن‌های موج نشستی و ویژگی‌های بارز آن‌ها را بررسی می‌کنیم. در این فصل به طور ویژه یک نوع از آنتن‌های موج نشستی به نام "آنتن‌های موج نشستی مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه" را به طور کامل‌تر مورد بررسی قرار خواهیم داد؛ چرا که ساختار آنتن در این پایان‌نامه از همین نوع می‌باشد. در پایان فصل نیز چند نمونه از آنتن‌های معرفی شده در مقالات مختلف را ارائه خواهیم داد.

برای چرخش پرتو در محدوده‌ی زاویه‌ای 180° تا $180^\circ +$ درجه به ساختارهای فرامواد نیاز داریم تا امکان هدایت پرتو در محدوده‌ی زوایای منفی نیز فراهم شود. بنابراین در فصل سوم به معرفی ساختارهای فرامواد، تحلیل آن‌ها و ارائه مدل مداری برای آن‌ها خواهیم پرداخت. در این فصل؛ ویژگی‌های ساختارهای فرامواد با رویکرد کاربرد در آنتن‌ها به ویژه آنتن‌های موج نشستی بررسی خواهند شد.

فصل چهارم، فصل اصلی پایان‌نامه بوده که از دو بخش اصلی تشکیل می‌شود. در بخش اول

روشی برای چرخش پرتوی یک آنتن موج نشتی ارائه خواهیم داد که در این روش، چرخش مستقل از فرکانس و با استفاده از اهرم خارجی دیگری صورت می‌پذیرد. این اهرم خارجی بایاس دیود ورکتور می‌باشد. همان‌طور که می‌دانیم دیود ورکتور یک خازن متغیر با ولتاژ است که ظرفیت خازنی آن با تغییر ولتاژ DC شبکه‌ی بایاس تغییر می‌کند.

سپس در بخش دوم با استفاده از نتایج بخش اول، آنتنی را معرفی خواهیم کرد که به طور همزمان علاوه بر قابلیت چرخش الکتریکی پرتو، دارای قطبش دایروی نیز خواهد بود. در فصل پنجم که آخرین فصل از پایان‌نامه می‌باشد به جمع‌بندی کلی و ارائه پیشنهادات برای کارهای آینده خواهیم پرداخت.

فصل دوم

آتن‌های موج نشتی

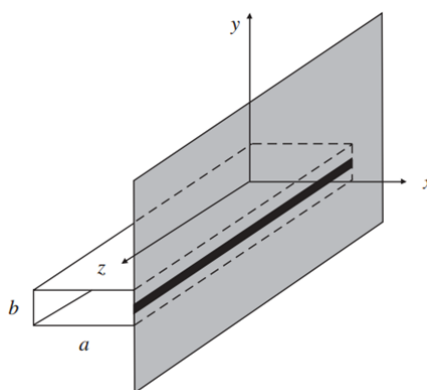
۱-۲ مقدمه

در این فصل بنا داریم تا به معرفی آنتن‌های موج نشستی، عملکرد تشعشعی و ویژگی‌های بارز آن‌ها بپردازیم. همچنین در این فصل، یکی از انواع مهم آنتن‌های موج نشستی، به نام آنتن موج نشستی مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه نیز شرح داده می‌شود. در پایان نیز به معرفی چند نمونه از آنتن‌های موج نشستی ارائه شده‌ی مقالات مختلف خواهیم پرداخت.

۲-۲ معرفی یک ساختار موج نشستی و چگونگی نشت

آنتن‌های موج نشستی در واقع متعلق به گروه بزرگتری از آنتن‌ها به نام آنتن‌های موج رونده^۱ می‌باشند. یک آنتن موج نشستی در واقع یک ساختار هدایت موج است که توان موج در حین انتقال در طول ساختار، به بیرون از ساختار تشعشع و یا به اصطلاح "نشت" می‌کند.

اولین آنتن موج نشستی توسط W. W. Hansen در سال ۱۹۴۰ معرفی شد. ساختار این آنتن که یک موجبر دارای شکاف در دیواره‌ی جانبی است، در شکل (۱-۲) نشان داده شده است. عرصه‌ی آنتن‌های موج نشستی تا سال ۱۹۵۰ توسعه‌ی چشمگیری نداشت اما در سال ۱۹۵۰ انواع مختلفی از این آنتن‌ها معرفی و روش‌های جدیدی برای تحلیل آن‌ها ارائه شد.



شکل (۱-۲): اولین آنتن موج نشستی معرفی شده [۱]

^۱ travelling wave antennas

موج منتشر شده در ساختار موجبری (با توجه به شکل (۲-۲) در راستای z) دارای یک ثابت انتشار مختلط است:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad (۱.۲)$$

که β ثابت فاز^۱ و α ثابت تضعیف است که در ساختارهای آنتن موج نشتی به ثابت نشتی^۲ یا ضریب نشتی^۳ معروف است. چرا که از دید ساختار موجبری، موجی که توان خود را به بیرون از ساختار نشت می‌دهد، همانند تضعیف در دامنه‌ی موجی است که قرار بوده به انتهای ساختار برسد. بنابراین اگرچه در ساختارهای موجبری خالص، وجود α (ناشی از تلفات اهمیک و دی الکتریک) نامطلوب می‌باشد اما در ساختارهای موج نشتی یک پارامتر ضروری محسوب می‌گردد. α در آنتن‌های موج نشتی مجموع تلفات هادی و دی الکتریک و تلفات نشتی می‌باشد که اگر در طراحی ساختار، از هادی و دی الکتریک خوب و کم اتلافی استفاده شود، می‌توان از آن تلفات چشم پوشی کرد و α را فقط اتلاف ناشی از نشت دانست.

فرم کلی موج در یک ساختار موج نشتی مانند ساختار نشان داده شده در شکل (۲-۲) به صورت زیر است:

$$\psi(y, z) = \psi_0 e^{-\gamma z} e^{-jk_y y} = (e^{-j\beta z} e^{-\alpha z}) e^{-jk_y y} \quad (۲.۲)$$

که K_y ثابت انتشار موج در جهت عمود بر راستای انتشار موجبر بوده که رابطه‌ی آن با β به شرح زیر است:

$$k_y = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} \quad (۳.۲)$$

که K عدد موج فضای آزاد است. اگر $\beta > k$ باشد، در نتیجه عبارت زیر رادیکال منفی شده و

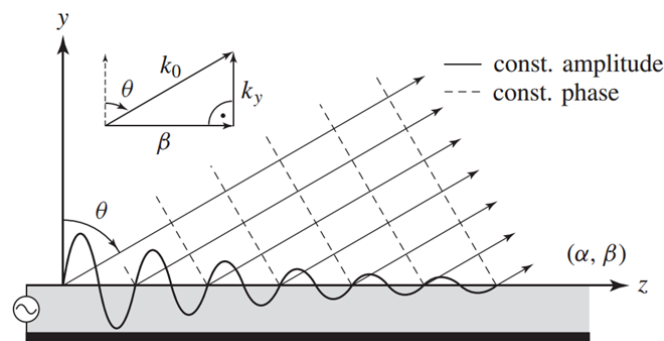
^۱ phase constant

^۲ Leakage constant

^۳ Leakage Factor

K_y یک عدد موهومی می‌شود. بنابراین با توجه به عبارت (۲.۲) موجی در راستای y منتشر نشده و در نتیجه موج در داخل ساختار موجبر (راستای z) منتشر می‌شود (حالت موجبری^۱). اما اگر $\beta < k$ باشد، K_y یک عدد حقیقی بوده و در نتیجه موج در راستای y منتشر می‌شود یا در واقع نشت پیدا می‌کند (حالت تشعشی^۲). محدوده‌ی فرکانسی‌ای که این شرط تحقق می‌یابد، ناحیه‌ی موج نشتی^۳ یا ناحیه‌ی تشعشع^۴ می‌نامند.

در ناحیه‌ی موج نشتی به دلیل اینکه $\beta < k$ است، بنابراین سرعت فاز موج ($v_p = \omega/\beta$) از سرعت موج در فضای آزاد ($c = \omega/k$) بیشتر بوده و به همین دلیل امواج نشتی جزو امواج سریع^۴ محسوب می‌گردد.



شکل (۲-۲): نمایش نشت موج در یک ساختار موج نشتی [۲]

برخلاف آنتن‌های تشدید^۵ که در آن‌ها امواج ایستا باعث تشعشع می‌شوند، در آنتن‌های موج نشتی، امواج رونده سبب تشعشع می‌باشند. بنابراین در آنتن‌های موج نشتی فرکانس کاری اثری از ابعاد آنتن نمی‌پذیرد. اما ابعاد آنتن روی سمتگرایی تاثیرگذار است. اگر نشت در کل طول ساختار اتفاق بیفتد، دهانه‌ی موثر تشعشی یا طول موثر آنتن برابر با طول فیزیکی کل ساختار می‌باشد اما اگر ضریب نشتی بزرگ باشد، توان قبل از رسیدن موج به انتهای ساختار، به بیرون نشت پیدا می‌کند.

^۱ Waveguide mode
^۲ Leaky wave region
^۳ Radiation region
^۴ Fast wave
^۵ Resonating Antenna

هرچه میزان نشتی در واحد طول، مقدار بزرگتری داشته باشد، α نیز بزرگتر بوده و بنابراین طول موثر آنتن و در نتیجه سمتگرایی کاهش یافته و پهنای پرتوی آنتن نیز افزایش می‌یابد. به طور معمول در آنتن‌های موج نشتی اگر α/k کمتر از ۰.۰۵ باشد مقدار مناسبی است که اجازه می‌دهد موج ۹۰ درصد توان خود را، در حال انتشار در کل طول ساختار به بیرون نشت دهد و ۱۰ درصد باقی مانده نیز در انتهای ساختار تلف می‌شود. بنابراین لازم است که در انتهای یک ساختار موج نشتی، حتماً یک بار تطبیق برای تلف شدن توان باقی مانده تعبیه شود. چرا که اگر بار تطبیق در انتها نباشد، توان باقی مانده دوباره به مسیر انتشار برگشته و اگر میزان این توان بازگشتی زیاد باشد، گلبرگ پشتی در پرتوی آنتن ایجاد شده که مطلوب نیست.

۳-۲ ویژگی‌های آنتن موج نشتی

• پوشش فرکانسی پرتو:

از ویژگی‌های ذاتی آنتن‌های موج نشتی، قابلیت پوشش پرتوی^۱ آنتن است. همانطور که در شکل (۲.۲) مشخص است، θ زاویه‌ی گلبرگ اصلی (حداکثر تشعشع) با راستای عمود بر راستای انتشار در موجبر است که داریم:

$$\theta = \sin^{-1}(\beta/k_0) \quad (۴.۲)$$

در ساختارهای پاشنده^۲ که β تابعی غیر خطی از ω می‌باشد، θ تابعی از فرکانس بوده و در نتیجه زاویه‌ی گلبرگ اصلی با فرکانس کنترل می‌شود. یعنی می‌توان با تغییر فرکانس، گلبرگ اصلی را چرخاند و بنابراین فضا را پوشش کرد. این عمل پوشش فرکانسی نام دارد.

• پهنای باند:

همانطور که در بخش قبل گفته شد، عملکرد تشعشعی آنتن‌های موج نشتی بر اساس امواج

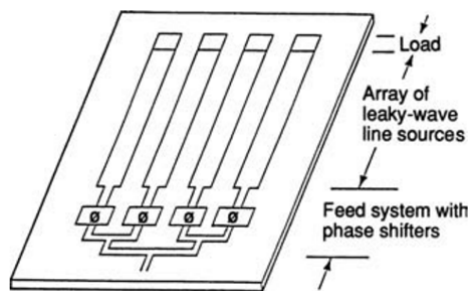
^۱ Beam scanning
^۲ dispersive

رونده می‌باشد. لذا برخلاف آنتن‌های تشدیدی که اغلب باند باریک هستند، آنتن‌های موج نشتی از پهنای باند نسبتاً وسیعی برخوردار هستند.

• شکل پرتو:

ابعاد آنتن‌های موج نشتی و فرکانس کاری این آنتن‌ها مستقل از هم هستند. طول این آنتن‌ها در راستای انتشار موج به طور معمول در حدود ۱۰ برابر λ (طول موج در فضای آزاد) است که نسبت به آنتن‌های تشدیدی نظیر آنتن ریزنواری طول بزرگی محسوب می‌گردد. اما اندازه‌ی این آنتن‌ها در راستای عرضی (عمود بر راستای انتشار) در مقایسه با طول آن‌ها بسیار کوچکتر است. به همین جهت این آنتن‌ها دارای یک پرتوی بادبزی^۱ با سمتگرایی بالا هستند. در واقع یکی از دلایل محبوبیت این آنتن‌ها در باند فرکانسی میکروویو و بالاتر، دستیابی به سمتگرایی بالا، بدون نیاز به ساختارهای پیچیده و شبکه‌های تغذیه‌ی گران قیمت است.

برای دستیابی به پرتوی مدادی^۲ لازم است آرایه‌ای از آنتن‌ها بچینیم که آرایه کردن این آنتن‌ها علاوه بر مدادی کردن پرتو، قابلیت پویش دو بعدی را نیز می‌تواند فراهم کند. به عنوان مثال در شکل (۳-۲)، پویش پرتو، در یک صفحه با استفاده از تغییر فرکانس (خاصیت ذاتی آنتن موج نشتی) و در صفحه‌ی دیگر با استفاده از تغییر فاز عناصر آرایه انجام می‌شود.



شکل (۳-۲): آرایه‌ای از آنتن‌های موج نشتی [۳]

^۱ Fan beam
^۲ Pencil beam

- صفحه ای^۱ بودن:

ساختار آنتن‌های موج نشتی اغلب به صورت صفحه ای می‌باشد. بنابراین به سادگی قابلیت مجتمع شدن با سایر مدارات میکروویو را داراست.

- شبکه تغذیه:

با وجود قابلیت پوشش پرتو در این آنتن‌ها، تغذیه‌ی اغلب آن‌ها بسیار ساده بوده و پیچیدگی شبکه‌ی تغذیه‌ی آنتن‌هایی مانند آنتن آرایه فازی را ندارد.

۲-۴ دسته بندی آنتن‌های موج نشتی

دو نوع دسته بندی برای آنتن‌های موج نشتی وجود دارد. دسته بندی اول: آنتن‌های دارای ساختار یکپارچه^۲، آنتن‌های دارای ساختار متناوب^۳، آنتن‌های شبه یکپارچه^۴. دسته بندی دوم: آنتن‌های یک بعدی و آنتن‌های دو بعدی که در ادامه به توضیح هر یک خواهیم پرداخت.

۲-۴-۱ دسته بندی اول

- آنتن‌های دارای ساختار یکپارچه

یک مثال اولیه از آنتن‌های موج نشتی با ساختار یکپارچه، یک موجبر با یک شکاف در مسیر انتشار موج است. که این شکاف می‌تواند کاملاً یکسان و یا دارای باریک شونده‌ی^۵ نرم و آرامی باشد که این باریک شونده‌ی با کنترل دهانه‌ی تشعشعی می‌تواند سطح گلبه‌های جانبی^۶ را بهبود بخشد [۳].

^۱ planar

^۲ Uniform structure

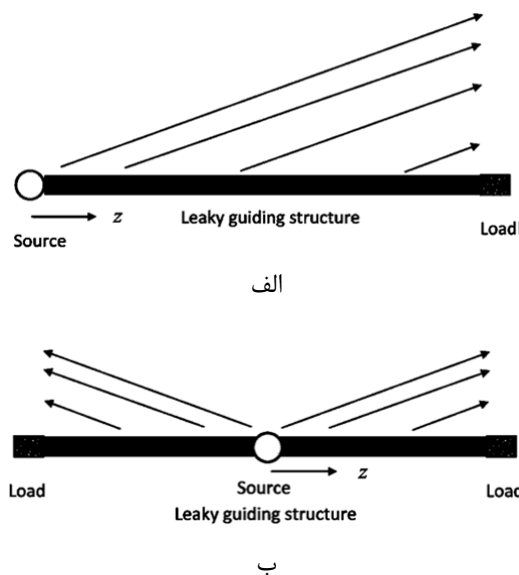
^۳ Periodic structure

^۴ Quasi-Uniform

^۵ taper

^۶ Side lobe level

از مشکلات ساختارهای یکپارچه، طراحی یک شبکه تغذیه برای حذف مودهای غیر نشتی فرکانس پایین‌تر، سمتگرایی پایین آن‌ها در زوایای نزدیک به $\theta = 0$ و دسترسی نسبتاً سخت به زاویه‌ی تابش دقیقاً در جهت عمود بر ساختار^۱ ($\theta = 0$) است. (چرا که داشتن پرتوی تابشی در $\theta = 0$ متناظر با عمل کردن موجبر در فرکانس قطع می‌باشد[۱]). البته راه‌حلهایی برای داشتن پرتو در $\theta = 0$ وجود دارد: با به کارگیری ساختار در نزدیکی فرکانس قطع (کمی بالاتر) و تغذیه ساختار از دو طرف و یا گذاشتن تغذیه در وسط ساختار، در یک طراحی مناسب، با تولید دو پرتوی نزدیک به هم (به طوری که در هم قابل ادغام باشند) می‌توان به پرتو در $\theta = 0$ رسید. شکل (۲-۴) الف تغذیه از یک طرف ساختار و شکل (۲-۴) ب تغذیه در وسط ساختار را نشان می‌دهد.

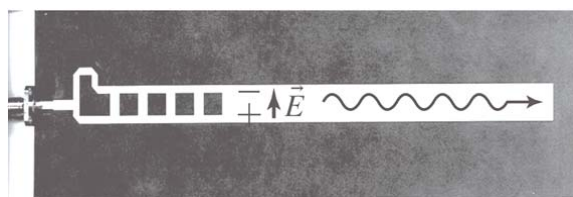


شکل (۲-۴): محل قرارگیری شبکه تغذیه در ساختار موج نشتی. (الف) در یک طرف (ب) در وسط ساختار[۴]

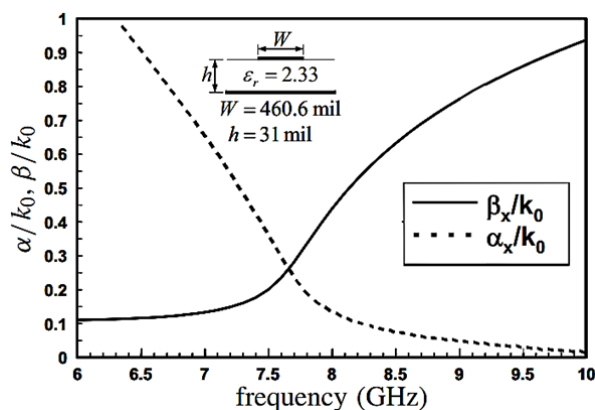
برای فهم بیشتر، یک آنتن موج نشتی ریزنواری را در نظر می‌گیریم. همانطور که در شکل (۲-۲)

^۱ Broadside

(۵) - الف نشان داده شده است، برای تحریک مود نشتی و حذف مود موجبری، نیاز به یک بالان^۱ و یک ساختار برای حذف مودهای غیرنشتی داریم که در اینجا با استفاده از چندین شکاف این کار صورت گرفته است [۲]. (راهی دیگر برای حذف مود موجبری، ایجاد اتصال کوتاه با زمین است [۲]). علاوه بر پیچیدگی طراحی بالان، باند باریک بودن آن نیز سبب ایجاد محدودیت در محدوده‌ی پوشش می‌شود. همانطور که در شکل (۵-۲) - ب مشخص است، β_{min}/k تقریباً برابر با ۰.۱ است که با توجه به معادله‌ی (۴.۲) داریم: $\theta \approx 6^\circ$ که در این زاویه α دارای بیشترین مقدار است که سبب کاهش سمتگرایی می‌شود. همچنین این آنتن در $\theta = 0$ پرتوی تابشی ندارد.



الف



ب

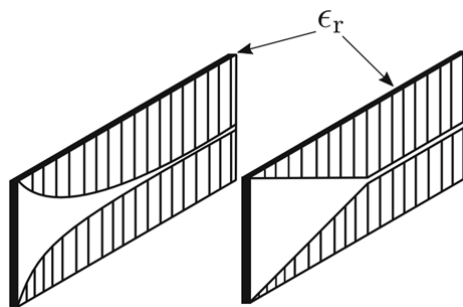
شکل (۵-۲) : آنتن موج نشتی ریزنواری: (الف) نمونه ساخته شده و (ب) منحنی β و α بر حسب فرکانس [۲]

• آنتن‌های دارای ساختار متناوب

یک آنتن موج نشتی متناوب، همانطور که از نام آن مشخص است، یک ساختار هدایت موج است

^۱ Balun

که سلولی در آن با دوره تناوب یکسانی تکرار می‌شود. این سلول در طول ساختار یکسان است مگر اینکه برای کنترل دهانه‌ی تشعشی و سطح گلب‌های جانبی دارای باریک شونده‌ی نرمی باشد که این باریک شونده‌ی خللی در متناوب بودن ساختار وارد نمی‌کند. برای مثال شکل (۶-۲) یک موج‌بر دی‌الکتریک را نشان می‌دهد که شکاف‌هایی روی آن با فاصله‌گذاری منظم ایجاد شده است. در هیچ یک از دو شکل، طول شکاف‌ها یکپارچه نیست. در شکل سمت راست، شکاف‌ها به طور خطی دارای باریک شونده‌ی هستند و در شکل سمت چپ، شکاف‌ها به صورت نمایی باریک شده‌اند. اما هر دو ساختار، متناوب تلقی می‌شوند.



شکل (۶-۲): آنتن موج نشی متناوب دارای باریک شونده‌ی برای کنترل سطح گلب‌های جانبی [۵]

در ساختارهای متناوب نیز موجی با ثابت انتشار مختلط، مطابق با رابطه‌ی (۱.۲) منتشر می‌شود که همانند ساختارهای یکپارچه، مقدار α بر روی پهنای پرتو و کارایی تشعشی تاثیرگذار است. اصول اولیه‌ای که برای یک ساختار موج نشی در ابتدای فصل گفته شد، برای هر دو ساختار یکسان است اما تفاوت اصلی ساختارهای متناوب و یکپارچه در مد غالب آن‌هاست [۳]. یک ساختار متناوب در واقع یک ساختار یکپارچه است که مد غالب آن یک موج کند^۱ است. بنابراین اگر شکافی هم در این ساختار ایجاد کنیم، باز هم موج انتشاری در ساختار، قادر به نشت توان به فضای آزاد نخواهد بود. در واقع ایجاد سلول‌های تکرار شونده در این ساختار سبب نشت می‌شود. این در حالی است که مد غالب ساختارهای یکپارچه، موج سریع می‌باشد که اگر شکافی در ساختار هدایت موج ایجاد شود، موج

^۱ Slow wave

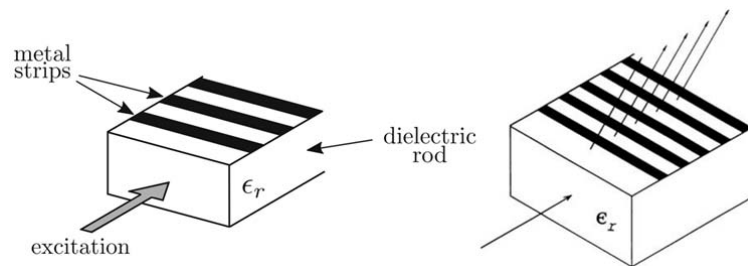
می‌تواند به بیرون نشت پیدا کند. به عنوان مثالی برای ساختار یکپارچه، می‌توانیم ساختار نشان داده شده در شکل (۱-۲) را در نظر بگیریم. فرض کنیم در ابتدا هیچ شکافی روی دیواره‌ی موجبر نیست. موجبر را تحریک کرده‌ایم. مد غالب موجبر مستطیلی مد TE_{10} می‌باشد که ثابت فاز آن برابر است با:

$$\beta_{TE_{10}} = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} \quad (۵.۲)$$

که a بعد بزرگتر موجبر است.

همانطور که مشخص است، در این مد، شرط $\beta < k$ برقرار بوده و مد غالب، موج سریع می‌باشد که اگر شکافی در موجبر ایجاد شود، موج قابلیت نشت به فضای بیرون از موجبر را دارد. حال یک موجبر دی الکتریک را در نظر می‌گیریم. مد غالب یک موجبر دی الکتریک، موج کند می‌باشد. بنابراین حتی اگر شکافی هم روی دیواره‌های آن ایجاد کنیم، موج نمی‌تواند به فضای بیرون از موجبر نشت پیدا کند. اما مطابق شکل (۲-۷)، قرار دادن نوارهای فلزی بر روی آن با فاصله گذاری‌های یکسان سبب نشت موج به فضای آزاد می‌شود. در واقع ایجاد تناوب در ساختار، باعث تولید موج سریع و نشت آن می‌شود که در ادامه به توضیح آن خواهیم پرداخت.

یک ساختار متناوب با دوره تناوب p و تعداد سلول‌های بی نهایت را در نظر می‌گیریم [۲]. تنها تفاوت در معادله‌ی موج انتشاری از یک سلول در نقطه‌ی z ، تا سلول دیگر در نقطه‌ی $z + p$ ، تضعیف در دامنه‌ی موج (ناشی از α) و تغییر فاز موج (ناشی از β) است که هر دوی این تغییرات را می‌توان در عبارت $c = e^{-\gamma p}$ نمایش داد که $\gamma = \alpha + j\beta$. این مساله را می‌توان به شکل زیر نوشت:



شکل (۲-۷): مثالی از آنتن موج نشستی متناوب: موجبر دی الکتریک با نوارهای فلزی متناوب [۵]

$$\frac{\psi(z+p)}{\psi(z)} = \frac{\psi(z+2p)}{\psi(z+p)} = \frac{\psi(z+np)}{\psi[z+(n-1)p]} = C = e^{-\gamma p}, \forall n \quad (6.2)$$

بنابراین $\psi(z+p) = C\psi(z)$ و $\psi(z+2p) = C\psi(z+p) = C^2\psi(z)$ و ... که نتیجه می‌دهد :

$$\psi(z+np) = C^n\psi(z) = e^{-\gamma np}\psi(z), (\forall n) \quad (7.2)$$

از روی رابطه‌ی (۷.۲) و با ضرب کردن طرفین در $e^{+\gamma np}$ می‌توان معادله‌ی موج را بدست آورد:

$$\psi(z) = \psi(z+np)e^{+\gamma np} \quad (8.2)$$

سپس با ضرب کردن طرفین رابطه‌ی (۸.۲) در $e^{+\gamma z}$ خواهیم داشت :

$$\psi(z)e^{+\gamma z} = \psi(z+np)e^{+\gamma(z+np)} \quad (9.2)$$

از رابطه‌ی (۹.۲) می‌توان به این نتیجه رسید که تابع $\psi(z)e^{+\gamma z}$ ، برای هر ثابت انتشار γ ، یک تابع متناوب با دوره‌ی تناوب p است که نام آن را $\xi_\gamma(z)$ می‌گذاریم.

$$\xi_\gamma(z) = \psi(z)e^{+\gamma z} \quad (10.2)$$

بنابراین می‌توان برای تابع متناوب $\xi_\gamma(z)$ ، مطابق زیر سری فوریه تعریف کرد:

$$\xi_\gamma(z) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \xi_{\gamma n} e^{-j(2n\pi/p)z} \quad (11.2)$$

که ضرایب سری فوریه عبارت است از:

$$\xi_{\gamma n} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} \xi_\gamma(z) e^{+j(2n\pi/p)z} dz \quad (12.2)$$

با جایگذاری عبارت (۱۱.۲) در معادله‌ی (۱۰.۲)، معادله‌ی نهایی موج برای هر ساختار متناوب دلخواه

با دوره‌ی تناوب p به صورت زیر نوشته می‌شود:

$$\psi_\gamma(z) = e^{-\alpha(\omega)z} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \xi_{\gamma n} e^{-j[\beta(\omega)+2n\pi/p]z} = e^{-\alpha(\omega)z} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \xi_{\gamma n} e^{-j\beta_n z} \quad (13.2)$$

که

$$\beta_n = \beta(\omega) + \frac{2n\pi}{p} \quad (۱۴.۲)$$

عبارت (۱۳.۲) برای موجی بدست آمد که فقط در جهت مثبت، رونده است زیرا در ابتدا فرض کردیم که $c = e^{-\gamma p}$ است. در حالت کلی که ممکن است موج بازگشتی (رونده در جهت منفی با $c^- = e^{+\gamma p}$) در ساختار موجود باشد، عبارت کلی معادله‌ی موج خواهد بود [۲]:

$$\psi_\gamma(z) = e^{-\alpha(\omega)z} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \xi_{\gamma n}^+ e^{-j\beta_n z} + e^{+\alpha(\omega)z} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \xi_{\gamma n}^- e^{+j\beta_n z} \quad (۱۵.۲)$$

این عبارت در واقع اثبات نظریه‌ی Bloch-Floquet می‌باشد که بیان می‌کند موج در یک ساختار پریودیک جمع جبری تعداد بی‌نهایتی از امواج صفحه‌ای^۱ است که هارمونیک‌های فضایی^۲ نامیده می‌شوند [۲]. موج با $\beta(\omega) = \beta$ هارمونیک اصلی نامیده می‌شود که یک موج کند است. (در واقع β ثابت انتشار موج در همان ساختار اولیه است که به دلیل ایجاد سلول‌هایی متناوب، مقداری در آن تغییر ایجاد می‌شود [۳]) همچنین امواج با ثابت فاز β_n که $n > 0$ است، هارمونیک‌های مثبت و $n < 0$ ، هارمونیک‌های منفی نامیده می‌شوند.

برای محاسبه‌ی زاویه‌ی پرتوی اصلی نیز می‌توان مستقیماً همین β_n را در رابطه‌ی (۴.۲) گذاشت.

همانطور که گفته شد، مد غالب ساختارهای متناوب، موج کند است. اما در بین هارمونیک‌های فضایی، موج‌هایی وجود دارند که ممکن است ثابت فاز آن‌ها از عدد موج فضای آزاد کوچکتر باشد که همین امواج قادر به نشت می‌باشند. اما از آنجایی که مطلوب این است که آنتن یک پرتوی اصلی داشته باشد، بنابراین ساختارهای متناوب باید طوری طراحی شوند که تنها یک موج بتواند به بیرون نشت (تشتعشع) کند که در ادامه به شرح این موضوع خواهیم پرداخت.

✓ اصول طراحی یک آنتن موج نشتی متناوب

^۱ Plane wave
^۲ Space harmonics

همانطور که از معادله‌ی (۱۴.۲) مشخص است، ثابت انتشار می‌تواند مقادیر متنوعی به خود بگیرد که بر اساس آن، هارمونیک‌های فضایی می‌توانند امواجی سریع یا کند بوده و یا به صورت عقب سو^۱ (ثابت فاز منفی بوده و در نتیجه سرعت فاز غیر هم جهت با سرعت گروه) یا جلوسو^۲ (ثابت فاز مثبت بوده و بنابراین سرعت فاز و سرعت گروه هم جهت) انتشار یابند.

می‌دانیم که برای نشت موج باید $\beta_n/k < 1$ باشد و از طرفی $\beta_n/k > 1$ می‌باشد. رابطه‌ی (۱۴.۲) را به شکل زیر بازنویسی می‌کنیم:

$$\frac{\beta_n}{k_0} = \frac{\beta_0}{k_0} + \frac{2n\pi}{k_0 p} = \frac{\beta_0}{k_0} + \frac{n\lambda_0}{p} \quad (۱۴.۲)$$

بنابراین برای اینکه شرط $\beta_n/k < 1$ محقق شود، لازم است که n مقادیر منفی داشته باشد و

$$\frac{\lambda_0}{p} \text{ مقدار مناسبی انتخاب شود [۳].}$$

در عمل، از آنجا که مطلوب این است که آنتن دارای یک پرتوی تشعشعی باشد، بنابراین ساختار را طوری طراحی می‌کنیم که هارمونیک با مقدار $n = -1$ بتواند به بیرون از ساختار نشت کند. در ادامه لازم است که به بررسی رفتار ذاتی آنتن‌های موج نشتی یعنی پوش فرکانسی پرتو در ساختارهای متناوب بپردازیم.

✓ تاثیر تناوب در پوش فرکانسی

در این قسمت می‌خواهیم تغییر زاویه‌ی پرتوی تابشی آنتن را در اثر تغییر فرکانس بررسی کنیم. در فرکانس‌های پایین، همه‌ی هارمونیک‌های فضایی، موج کند بوده و بنابراین هیچ پرتوی تشعشعی‌ای نخواهیم داشت. فرکانس را به تدریج افزایش می‌دهیم. وقتی فرکانس به نقطه‌ی بحرانی برسد، اولین هارمونیک‌ی که به موج سریع تبدیل می‌شود هارمونیک $n = -1$ خواهد بود که الگوی تابشی آن از قسمت عقب سو و سرآتش^۳ پدیدار می‌شود. با افزایش تدریجی فرکانس، پرتوی تشعشعی

^۱ backward

^۲ forward

^۳ Backward end-fire

به سمت پهلواش^۱ و سپس به طرف نیمه‌ی جلوسو حرکت خواهد کرد. میزان پیشروی الگوی تابشی در نیمه‌ی جلوسو، به ویژگی‌های ساختار بستگی دارد. به عنوان مثال در موجبر دی الکتریک، ثابت دی الکتریک یک عامل تعیین کننده است. عامل محدودکننده‌ی دوم، وجود هارمونیک‌های فضایی مرتبه بالاتر هستند. یک آنتن زمانی کارایی لازم را خواهد داشت که تنها یک پرتوی تشعشعی داشته باشد. با افزایش تدریجی فرکانس، علاوه بر اینکه پرتوی ناشی از هارمونیک منفی اول به نیمه‌ی جلوسو می‌آید، پرتوی ناشی از هارمونیک منفی دوم نیز از قسمت عقب سو و سرآتش پدیدار می‌شود و همین پدیده، محدوده‌ی چرخش پرتو را در نیمه‌ی جلوسو محدود می‌کند [۳].

همانطور که گفته شد، اصول اولیه برای همه‌ی انواع آنتن‌های موج نشی یکسان است. با توجه به رابطه‌ی (۴.۲) در مورد زاویه‌ی گلبرگ اصلی برای ساختارهای متناوب داریم:

$$\sin\theta \approx \frac{\beta_{-1}}{k_0} \quad (۱۷.۲)$$

که از رابطه‌ی (۱۴.۲) داریم:

$$\beta_{-1} = \beta_0 - 2\pi / p \quad (۱۸.۲)$$

با جایگذاری معادله (۱۸.۲) در رابطه‌ی (۱۷.۲) خواهیم داشت:

$$\sin\theta \approx \frac{\beta_0}{k_0} - \frac{2\pi}{k_0 p} = \frac{\lambda_0}{\lambda_{g0}} - \frac{\lambda_0}{p} \quad (۱۹.۲)$$

که بسته به نوع طراحی و مقادیر p و λ_{g0} ، گلبرگ اصلی می‌تواند در محدوده‌ی زاویه‌ای ۹۰- تا ۹۰+ پویش داشته باشد.

طراحی و تغذیه‌ی ساختارهای متناوب پیچیدگی‌هایی دارد. زیرا برای داشتن مد نشی لازم است که هارمونیک خاصی تحریک شود. بنابراین انواع دیگری از ساختارها معرفی می‌شوند که هم پیچیدگی‌های کمتری در طراحی و تغذیه دارند و هم تمام مزایای ساختارهای متناوب را نیز دارا

^۱ Broadside

می‌باشند. این آنتن‌ها از ساختارهای فراماده^۱ بهره می‌گیرند و به همین دلیل به آن‌ها "آنتن‌های موج نشی فراماده" می‌گوییم که در فصل بعدی به شرح آن‌ها خواهیم پرداخت.

• آنتن‌های موج نشی شبه یکپارچه

یک آنتن شبه یکپارچه، دارای ساختاری متناوب است اما فرق اساسی بین این دو دسته در مد غالب آن‌هاست. مد غالب ساختارهای متناوب (هارمونیک اصلی $n = 0$) موج کند است، اما در ساختارهای شبه یکپارچه، مد غالب (هارمونیک اصلی)، موج سریع می‌باشد و به همین دلیل هارمونیک اصلی به بیرون تشعشع (نشت) می‌کند. در حالیکه در ساختارهای متناوب، هارمونیک‌های دیگری به جز هارمونیک اصلی می‌توانست به بیرون نشت کند. به عنوان مثالی برای ساختارهای شبه یکپارچه، می‌توان موجبر مستطیلی را در نظر گرفت که روی یکی از دیواره‌های آن، به جای یک شکاف سراسری، حفره‌هایی با فاصله گذاری منظم قرار دارد. ظاهر ساختار، متناوب به نظر می‌رسد اما همانطور که می‌دانیم مد غالب یک موجبر مستطیلی، TE_{10} است که با توجه به ثابت انتشار آن (رابطه‌ی ۵.۲) یک موج سریع بوده و می‌تواند به بیرون نشت کند. البته در این ساختار، به علت وجود حفره‌ها، مد غالب باز هم همان TE_{10} است که در آن اختلال ایجاد شده است. لازم به ذکر است که در این ساختار، به علت تناوب، سایر هارمونیک‌های فضایی ایجاد شده‌اند اما طراحی و دوره تناوب طوری است که آن‌ها به بیرون نشت نکرده و ساختار در مد غالب خود عمل می‌کند. با توجه به رابطه‌ی (۱۶.۲)، اگر دوره تناوب p به اندازه‌ی کافی کوچک باشد، سایر هارمونیک‌ها به موج سریع تبدیل نشده و به بیرون نشت پیدا نمی‌کنند. به بیان دیگر وقتی دوره تناوب خیلی کوچکتر از طول موج باشد، موج این تناوب را تشخیص نمی‌دهد و بنابراین عملکرد تشعشعی یک آنتن شبه یکپارچه مانند یک آنتن با ساختار یکپارچه است. و فقط آنتن، ظاهری متناوب دارد. به همین دلیل این دسته از آنتن‌ها، شبه یکپارچه نامیده می‌شوند [۱، ۴].

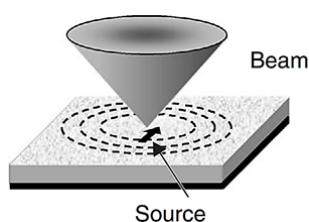
^۱ metamaterial

۲-۴-۲ دسته بندی دوم

دسته بندی دوم آنتن‌های موج نشتی شامل دو نوع آنتن می‌باشد: آنتن‌های یک بعدی و آنتن‌های دو بعدی.

مطالبی که تا کنون بیان شد، مربوط به آنتن‌های یک بعدی می‌باشد. تفاوت اساسی آنتن‌های دو بعدی با آنتن‌های یک بعدی در نوع انتشار امواج در آن‌ها می‌باشد. در آنتن‌های دو بعدی امواج استوانه‌ای به صورت شعاعی در ساختار انتشار می‌یابند. در واقع این آنتن‌ها دارای دو دهانه‌ی تشعشعی بوده و ثابت انتشار نیز از دو مولفه تشکیل می‌شود.

حوزه‌ی این نوع آنتن‌ها بسیار وسیع بوده و طراحی آن‌ها دارای جزییات فراوان می‌باشد که به زمینه‌ی کاری این پایان نامه مربوط نبوده و خواننده برای کسب اطلاعات بیشتر می‌تواند به [۱] رجوع کند.



شکل (۲-۸): نمایی از نحوه‌ی انتشار امواج در یک آنتن دو بعدی [۱]

۲-۵ آنتن‌های موج نشتی مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه

همان‌طور که گفته شد؛ یک آنتن موج نشتی در واقع یک ساختار هدایت موج است. یکی از ساختارهای هدایت موج که می‌تواند برای ایجاد یک آنتن موج نشتی به کار گرفته شود، موجبر مجتمع شده در زیرلایه (SIW^1) است. بنابراین لازم است در این قسمت به شرح این ساختار پردازیم.

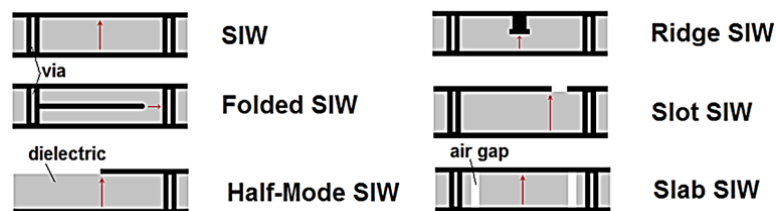
¹ Substrate Integrated Waveguide

۲-۵-۱ موجبر مجتمع شده در زیرلایه (SIW)

موجبرها نسبت به خطوط انتقالی نظیر خطوط ریزنواری^۱، اتلاف کمتر و قدرت تحمل توان بالاتری دارند. با این وجود مزیت خطوط ریزنواری، صفحه‌ای بودن ساختار آن‌ها و در نتیجه دارا بودن قابلیت چاپ بر روی بردهای مخابراتی می‌باشد که باعث می‌شود به راحتی قابل مجتمع شدن با سایر مدارات باشند.

برای اولین بار در سال ۱۹۹۴ ساختاری به نام موجبر مجتمع شده در زیرلایه (SIW) معرفی شد که مزایای ساختارهای صفحه‌ای و موجبری را به طور هم‌زمان در خود داشت. به عبارت دیگر هم اتلاف کمتری نسبت به خطوط ریزنواری معمولی داشت و هم با هزینه‌ی کمتری قابلیت فشرده‌سازی با ابعاد کوچکتر در مدارات دیگر را دارا بود.[۶]

در شکل (۲-۹) انواع ساختارهای SIW نشان داده شده است.



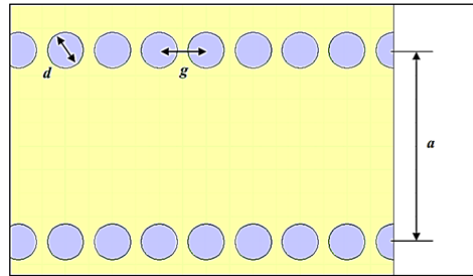
شکل (۲-۹): انواع ساختارهای SIW [۷]

در ساختارهای مربوط به این پایان نامه، از دو ساختار SIW و Half-Mode SIW (به طور اختصاری HMSIW) استفاده شده است و خواننده برای مطالعه‌ی سایر ساختارها می‌تواند به [۷] مراجعه کند.

شکل (۲-۱۰) ایجاد یک ساختار SIW را روی یک برد مدار چاپی یا دی‌الکتریک با استفاده از آرایه‌ای از سوراخ‌های فلزی^۲ نشان می‌دهد. صفحه‌ی فلزی روی دی‌الکتریک و صفحه‌ی زمین زیر

^۱ Microstrip line
^۲ via

دی‌الکتریک دیواره‌های پهن موجبر محسوب شده و viaها در واقع نقش دیواره‌های جانبی موجبر را دارند. در یک طراحی مناسب، فاصله‌ی بین مراکز دو via (g) باید طوری باشد که از اتلاف و نشت موج به بیرون جلوگیری کند.



شکل (۲-۱۰): ایجاد یک ساختار SIW با استفاده از via [۶]

همانند موجبر مستطیلی معمولی، مطابق رابطه‌ی زیر، یک ساختار SIW نیز دارای فرکانس قطع برای مدهای مختلف انتشاری می‌باشد و مد غالب آن نیز TE_{10} ($n=0$, $m=1$) می‌باشد.

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (20.2)$$

که m و n اعداد صحیح مثبتی هستند که فرکانس قطع در مدهای مختلف را مشخص می‌کنند و a و b به ترتیب عرض و ارتفاع موجبر می‌باشند (با این شرط که $b < a$). در مورد یک ساختار SIW همان ارتفاع دی‌الکتریک محسوب می‌شود. بنابراین ابعاد یک ساختار SIW فرکانس کاری آن را مشخص می‌کند. اما نکته‌ی حائز اهمیت این است که چون غالباً در ساختارهای SIW ارتفاع زیرلایه بسیار کوچکتر از عرض موجبر است، بنابراین فرکانس قطع و همچنین ثابت انتشار موج در موجبر فقط تابع پهنای ساختار (a) می‌باشد و پارامترهای مربوط به viaها (d و g) در شکل (۲-۱۰) تعیین کننده‌ی میزان اتلاف موج به بیرون از ساختار هستند. برای هر ساختار SIW یک پهنای موثر، مطابق زیر تعریف می‌شود که در تمامی معادلات باید به جای a از آن استفاده شود [۶]:

$$a_{eff} = a - 1.08 \frac{d^2}{g} + 0.1 \frac{d^2}{a} \quad (21.2)$$

که $\frac{d}{g} < \frac{1}{3}$ و $\frac{d}{a} < \frac{1}{5}$ می‌باشد.

از آن‌جا که طراحی معمولاً برای مد غالب صورت می‌گیرد، برای بدست آوردن پهنای موثر ساختار از رابطه‌ی زیر نیز می‌توان بهره گرفت:

$$a_{eff} = \frac{c}{2\pi f_{c_0} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (22.2)$$

برای اینکه بتوان از معادلات حاکم بر موجبر مستطیلی معمولی در SIW استفاده کرد، باید میزان توانی که از دیواره‌های جانبی (شکاف بین وایاها) به فضای بیرون نشت می‌کند قابل چشم‌پوشی باشد. برای این منظور داریم [۶]:

$$\begin{cases} d < \frac{\lambda_g}{5} \\ \frac{g}{d} \leq 2 \end{cases} \quad (23.2)$$

که λ_g طول موج انتشار یافته در ساختار بوده و از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} \quad (24.2)$$

برای محاسبه‌ی ثابت انتشار مدهای مختلف در یک ساختار SIW همانند موجبر مستطیلی معمولی عمل می‌کنیم:

$$\beta = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - k_c^2} \quad (25.2)$$

که k_0 عدد موج فضای آزاد و k_c با توجه به رابطه‌ی (۲۰.۲) برابر است با:

$$k_c = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (26.2)$$

برای تطبیق امپدانس و حداقل کردن تلفات بازگشتی، نیاز به دانستن امپدانس ساختار SIW داریم که از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود [۶].

$$z = z_{TE} \frac{\pi^2 b}{8a} \quad (27.2)$$

که z_{TE} مد TE بوده و داریم:

$$z_{TE} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \times \frac{\lambda_g}{\lambda} \quad (28.2)$$

لازم به یادآوری است که در تمامی روابط بالا برای یک ساختار SIW باید از a_{eff} به جای a استفاده کرد.

۲-۵-۲ ساختارهای HMSIW

مطابق با شکل (۲-۹)، اگر یک ساختار SIW ساده را از وسط به دو نیمه تقسیم کنیم؛ به طوری که ساختار فقط دارای یک ردیف وایا بوده و فلز بالایی نیز نصف شود، آن گاه یک ساختار HMSIW ایجاد کرده ایم. برای یک ساختار HMSIW نیز تمامی روابط قسمت قبلی برقرار است با این تفاوت که پهنای موثر ساختار HMSIW نصف پهنای موثر یک ساختار SIW است و داریم [۷]:

$$a_{HM} = \frac{1}{2} a_{eff} \quad (29.2)$$

ساختارهای HMSIW نسبت به SIW از پهنای باند بیشتری برخوردار بوده و همچنین دارای ابعاد کوچکتری نیز هستند [۷].

در یک ساختار SIW پهنای باند یک اکتاو می باشد. با توجه به رابطه ی (۱۰۲) فرکانس قطع برای

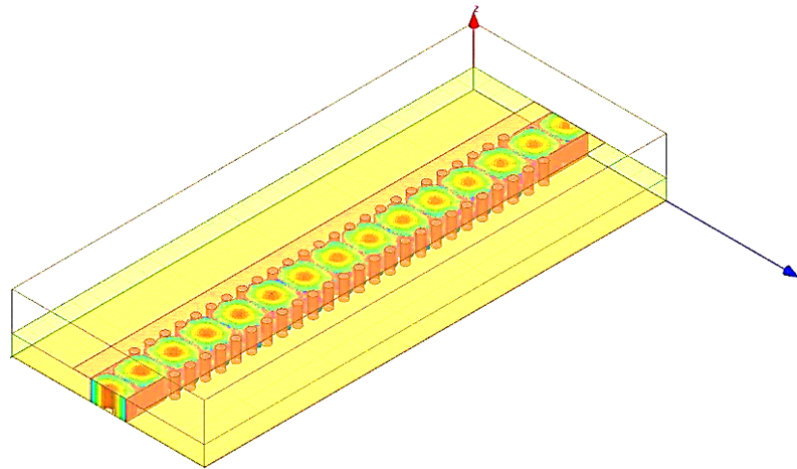
مد غالب TE_{10} از رابطه ی زیر بدست می آید:

$$f_{c_{10}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a_{eff}}\right)^2 + 0} = \frac{1}{2a_{eff}\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (30.2)$$

و مد بعدی TE_{20} می باشد که فرکانس قطع آن برابر با $2f_{c_{10}}$ است. بنابراین پهنای باند کاری

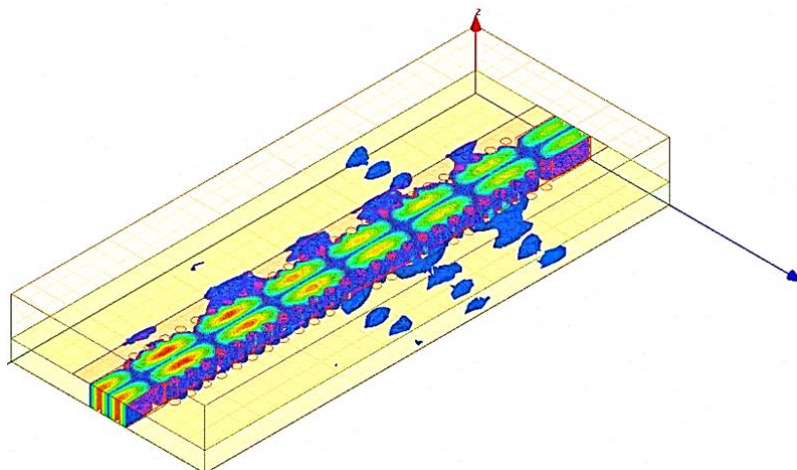
ساختار از $f_{c_{10}}$ تا $2f_{c_{10}}$ می باشد که برابر یک اکتاو است. در شکل های (۲-۱۱) و (۲-۱۲) توزیع

میدان الکتریکی این دو مد نشان داده شده است.

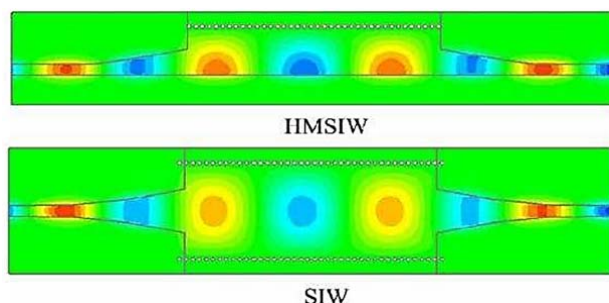


شکل (۲-۱۱): توزیع میدان الکتریکی برای مد انتشاری TE_{10} در ساختار SIW [۷]

نصف کردن ساختار SIW دقیقا از خط تقارن توزیع میدان و تبدیل آن به ساختار HMSIW باعث می‌شود که میدان‌ها در رنج فرکانسی وسیع‌تری بدون تغییر بمانند و بنابراین پهنای باند فرکانسی ساختار افزایش می‌یابد. شکل (۲-۱۳) توزیع میدان‌ها را در دو ساختار نشان می‌دهد. اما ذکر این نکته حائز اهمیت است که تلفات ساختار HMSIW به دلیل حذف یکی از دیواره‌های جانبی (یک ردیف از viaها) نسبت به ساختار SIW بیشتر است.



شکل (۲-۱۲): توزیع میدان الکتریکی برای مد انتشاری TE_{20} در ساختار SIW [۷]



شکل (۲-۱۳): مقایسه‌ی توزیع میدان در دو ساختار SIW و HMSIW [۷]

از انواع ساختارهای SIW در ادوات مختلف از جمله خطوط انتقال، فیلترها، آنتن‌ها و... استفاده می‌شود که ما در قسمت بعدی به آنتن‌های SIW به ویژه آنتن‌های موج نشی مبتنی بر SIW می‌پردازیم.

۲-۵-۳ آنتن‌های مبتنی بر SIW

دو راه وجود دارد تا امکان تشعشع برای یک ساختار SIW فراهم شود. روش اول این است که فاصله‌ی بین مراکز *via*ها (پارامتر *g* در شکل (۲-۱۰)) افزایش یابد تا امکان نشت موج به فضای بیرون موجبر فراهم شود. روش دوم؛ ایجاد شکاف و یا روزنه‌هایی روی سطح فلز بالایی یا پایینی است. با استفاده از این دو روش، آنتن‌های موج نشی مبتنی بر SIW (به اختصار SIW-LWA)^۱ و آنتن‌های آرایه‌ای شکافی مبتنی بر SIW^۲ ایجاد می‌شوند.

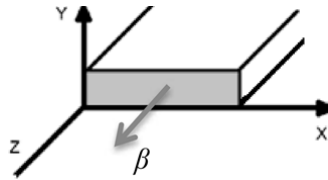
• آنتن‌های موج نشی مبتنی بر SIW

همان‌طور که در قسمت‌های قبلی گفته شد؛ یک آنتن موج نشی در واقع با ایجاد روزنه‌ای به صورت یکنواخت و یا متناوب بر روی یک موجبر شکل می‌گیرد. حال این موجبر می‌تواند یک ساختار SIW باشد که یا با افزایش فاصله‌ی بین وایاها، امکان نشت موج به فضای آزاد را فراهم می‌کند و یا با

^۱ SIW leaky-wave antenna
^۲ SIW slot array antenna

ایجاد شکافهایی بر روی فلز بالای (یا پایینی)، سبب نشت موج به فضای آزاد می شود.

فرض کنید مطابق شکل (۱۴-۲) موجی در یک ساختار SIW در راستای Z با ثابت فاز β در حال انتشار است.



شکل (۱۴-۲): انتشار موج در راستای Z در یک ساختار SIW [۷]

برای داشتن یک موج نشتی در راستای Y باید رابطه‌ی زیر برقرار باشد:

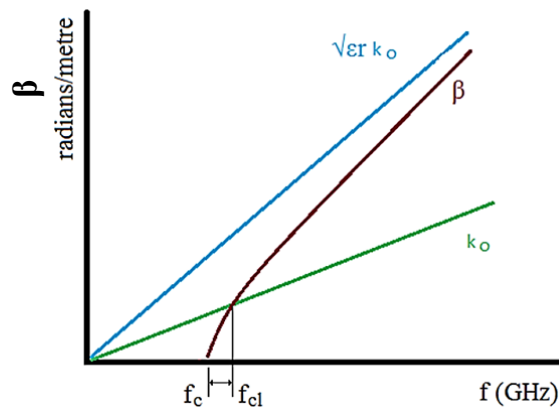
$$k_y^2 = k_0^2 - \beta^2 \quad (۳۱.۲)$$

و همانطور که قبلاً نیز گفته شد؛ برای داشتن انتشار در راستای Y، باید k_y یک کمیت حقیقی باشد و بنابراین نتیجه می شود که:

$$\beta < k_0 \quad (۳۲.۲)$$

شکل (۱۵-۲) محدوده‌ی فرکانسی نشت موج را نشان می دهد. مطابق با شکل (۱۵-۲)، نشت

موج بین دو فرکانس f_c و f_{cl} اتفاق می افتد. که f_c فرکانس قطع مربوط به مد انتشاری در ساختار SIW و f_{cl} فرکانسی است که در آن $\beta = k_0$ اتفاق می افتد.



شکل (۱۵-۲): منحنی پراکندگی برای ساختار SIW [۷]

به همین ترتیب؛ برای داشتن یک موج نشتی در راستای X باید رابطه‌ی زیر برقرار باشد:

$$k_x^2 = \varepsilon_r k_0^2 - \beta^2 \quad (33.2)$$

و برای داشتن انتشار، باید k_x یک کمیت حقیقی باشد و بنابراین نتیجه می‌شود که:

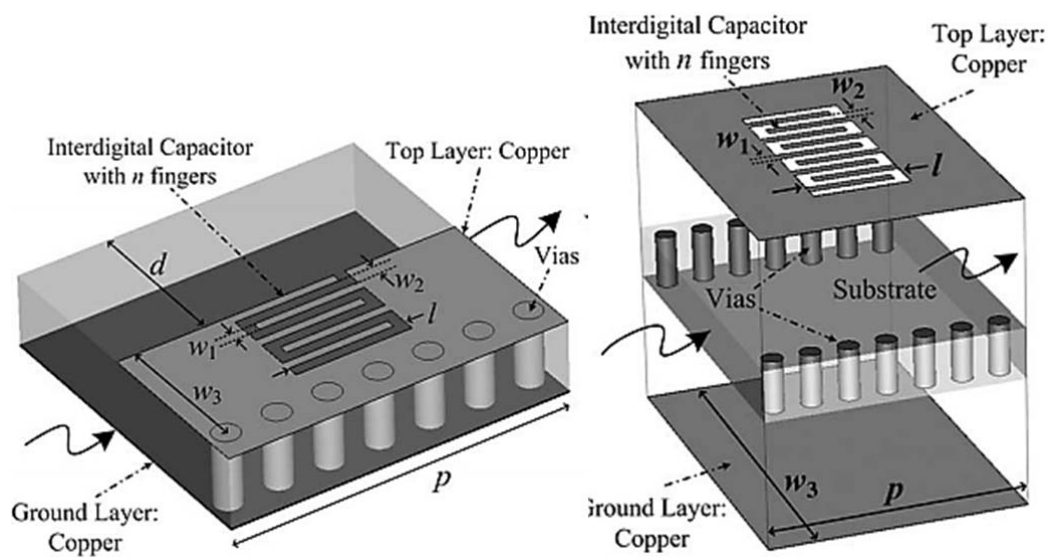
$$\beta < \sqrt{\varepsilon_r} k_0 \quad (34.2)$$

این رابطه طبق رابطه‌ی (25.2) همواره برقرار است که این نکته در شکل (2-15) نیز قابل مشاهده می‌باشد.

به وسیله‌ی ایجاد شکاف‌هایی بر روی فلز بالایی ساختار، امکان نشت موج در راستای Y فراهم می‌شود. اما نشت موج در راستای X، یک پدیده‌ی غیر قابل اجتناب است که میزان آن با افزایش فاصله‌ی بین viaها چشمگیرتر می‌شود. نشت موج در راستای X سبب می‌شود که طول موثر آنتن و در نتیجه بهره و پهنای پرتوی آنتن نیز کاهش یابد. بنابراین تعیین فاصله‌ی بین وایاها در طراحی یک آنتن موج نشتی مبتنی بر SIW از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است و باید تا حد امکان این فاصله طوری باشد که مانع نشت موج از دیواره‌های جانبی (شکاف بین viaها) شود [7].

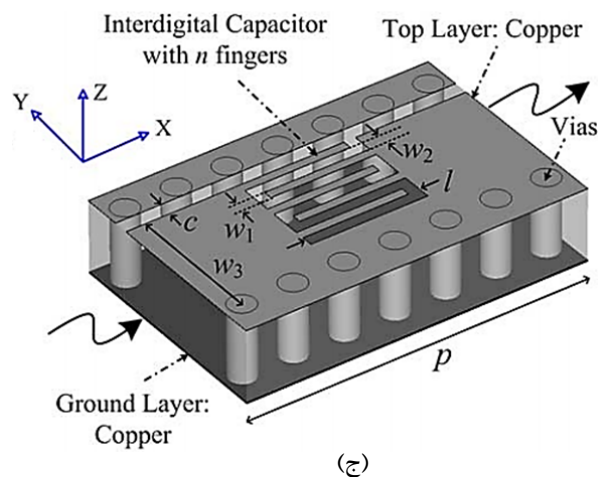
از ساختارهای HMSIW نیز برای ایجاد یک آنتن موج نشتی استفاده می‌شود.

شکل (الف 2-16) یک سلول از آنتن موج نشتی مبتنی بر SIW و شکل (ب 2-16) یک سلول از آنتن موج نشتی مبتنی بر HMSIW را نمایش می‌دهد. در هردو آنتن چرخش فرکانسی پرتو بررسی شده است. در HMSIW-LWA بازدهی تشعشعی نسبت به SIW-LWA کاهش یافته است اما در عوض ابعاد آنتن کاهش یافته است. برای جبران افت بازدهی تشعشعی، ساختار (ج 2-16) پیشنهاد شده است [8].



(ب)

(الف)



(ج)

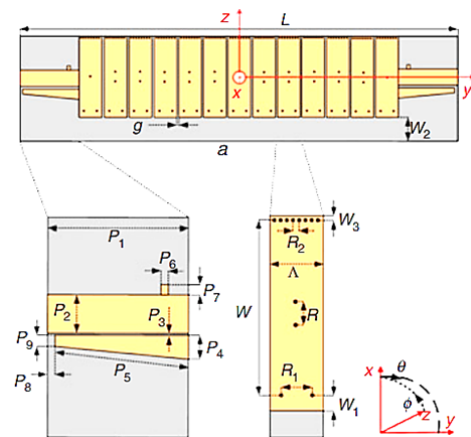
شکل (۲-۱۶): آنتن‌های موج نشی با چرخش فرکانسی پرتو مبتنی بر: (الف) SIW (ب) HMSIW (ج) HMSIW
بهبود یافته [۸]

۲-۶ چند نمونه از آنتن‌های موج نشی در مقالات مختلف

شکل (۲-۱۷) یک آنتن موج نشی را نشان می‌دهد که دارای چرخش فرکانسی پرتو می‌باشد.

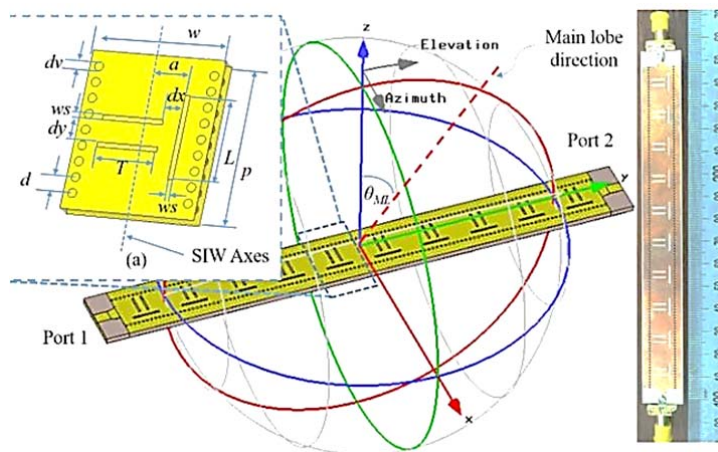
پرتوی تابشی این آنتن از زاویه‌ی $+35^\circ$ درجه در فرکانس $15/5$ گیگاهرتز تا $+47^\circ$ درجه در فرکانس 18 گیگاهرتز قابل هدایت است که در تمام این محدوده قطبش، دایروی نمی‌باشد. قطبش دایروی در بازه‌ی فرکانسی $15/9$ تا $17/2$ گیگاهرتز برقرار است. به عبارت دیگر محدوده‌ی چرخش پرتو در این

آنتن، تنها ۱۲ درجه می باشد که در تمام این ۱۲ درجه، قطبش موج، دایروی نمی باشد [۹].



شکل (۲-۱۷): یک آنتن موج نشستی با چرخش فرکانسی پرتو و قطبش دایروی [۹]

شکل (۲-۱۸) نیز یک آنتن موج نشستی مبتنی بر SIW نشان می دهد.



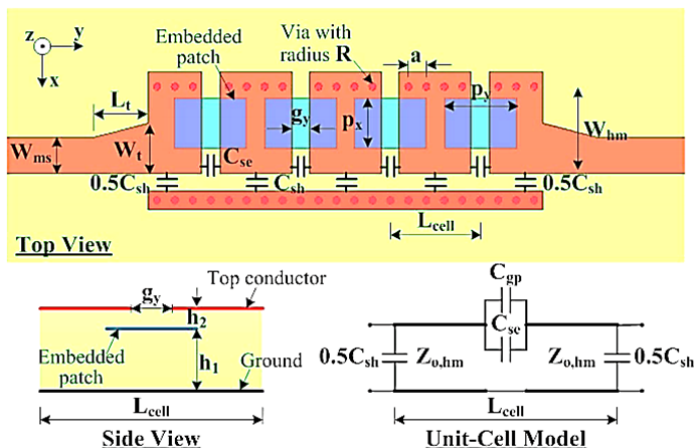
شکل (۲-۱۸): آنتن موج نشستی مبتنی بر SIW با قطبش دایروی و چرخش فرکانسی پرتو [۱۰]

در این ساختار، قطبش دایروی به کمک شکاف های عمود بر هم ایجاد شده است و در محدوده ی زاویه ای -40° تا $+25^\circ$ درجه با چرخش فرکانسی پرتو، قطبش نیز همچنان دایروی باقی مانده است [۱۰].

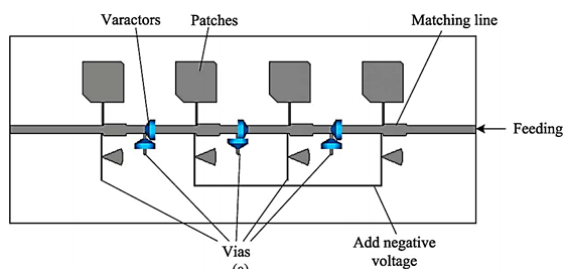
شکل (۲-۱۹) یک آنتن موج نشستی مبتنی بر HMSIW را نشان می دهد که با استفاده از دیودهای ورکتور، در فرکانس $8/2$ گیگاهرتز پرتو را در محدوده ی زاویه ای -33° تا $+56^\circ$ درجه هدایت کرده است. لازم به ذکر است که قطبش این آنتن دایروی نمی باشد. تلفات بازگشتی در این آنتن کمتر

از ۵- دسیبل بوده و برای چرخش پرتو، مقادیر دیود ورکتور بین ۰/۱ تا ۰/۴ پیکو فاراد تغییر می‌کنند [۱۱].

شکل (۲-۲۰) یک آنتن مبتنی بر فرامواد را نشان می‌دهد که البته آنتن موج نشی نیست و سلول‌های آن به صورت رزونانسی، تشعشع می‌کنند. اما چون ساختار، یک ساختار فراماده است، قابلیت چرخش پرتو را دارد. در فصل بعد این دسته از ساختارها را شرح خواهیم داد. در مقاله‌ی [۱۲]، پرتوی تابشی آنتن در فرکانس ۵/۸ گیگاهرتز به وسیله‌ی دیودهای ورکتور در محدوده‌ی زاویه‌ای ۶- تا ۲۱- درجه چرخانده شده است و قطبش آنتن نیز در حین چرخش پرتو، دایروی باقی مانده است. دلیل ایجاد قطبش دایروی در این ساختار، زدن گوشه‌های هریک از مربع‌های رزونانسی می‌باشد.



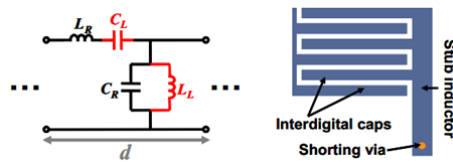
شکل (۲-۱۹): آنتن موج نشی با پوشش غیر فرکانسی پرتو [۱۱]



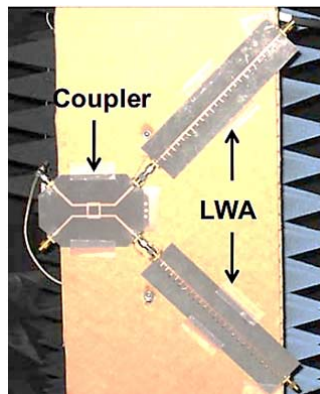
شکل (۲-۲۰): آنتن مبتنی بر فرامواد با چرخش غیرفرکانسی پرتو و قطبش دایروی [۱۲]

شکل (۲-۲۱) یک آنتن موج نشی مبتنی بر فرامواد دارای قطبش دایروی را نشان می‌دهد. این

آنتن شامل دو خط مرکب بوده که هرکدام دارای ۲۵ سلول می‌باشند. برای ایجاد قطبش دایروی در این آنتن، این دو خط به صورت قائمه از هم قرار گرفتند که سبب تشعشع دو مولفه‌ی میدان الکتریکی هم دامنه و متعامد می‌شود و اختلاف فاز ۹۰ درجه نیز به وسیله‌ی شبکه‌ی تغذیه که یک تزویج‌گر هایبرید است، ایجاد می‌شود. پرتوی این آنتن از فرکانس ۳/۴ تا ۴/۳ گیگاهرتز از ۲۲- تا ۳۷+ درجه می‌چرخد و در تمام این محدوده قطبش، دایروی باقی می‌ماند.



الف



ب

شکل (۲-۲۱): آنتن موج نشستی مبتنی بر فرامواد با شبکه تغذیه‌ی دارای تزویج‌گر

الف: یک سلول به همراه مدار معادل آن ب: ساختار کل آنتن [۱۳]

فصل سوم

معرفی ساختارهای فراماده

۳-۱ مقدمه

در این فصل بنا داریم تا به معرفی مختصر ساختارهای فراماده^۱ و بعضی از ویژگی‌های آن‌ها بپردازیم. تمرکز اصلی بر روی ویژگی‌هایی است که می‌تواند سبب بهبود در ساختارهای تشعشعی و آنتن‌ها شود. بنابراین در این قسمت، ساختارهای فرامواد با رویکرد کاربرد در آنتن‌ها به ویژه آنتن‌های موج نشتی مورد بررسی قرار خواهند گرفت.

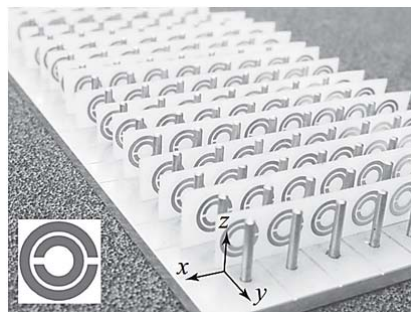
۳-۲ تاریخچه

فرامواد در واقع ساختارهایی مصنوعی و ساختگی با خواص و ویژگی‌های غیر معمول هستند که این ویژگی‌ها به راحتی در مواد معمولی موجود در طبیعت یافت نمی‌شود. بنابراین فرامواد به صورت یک ماده‌ی همگن در طبیعت وجود ندارد. تحقق این ساختارها به صورت مجموعه‌ای از سلول‌هایی متناوب تکرارشونده است که به طور موثر از دید موج، همگن به نظر می‌رسند. شرط همگن بودن چنین ساختاری این است که دوره‌ی تناوب سلول‌ها به اندازه‌ی کافی از طول موج انتشاری کوچک‌تر باشد. برای تحقق چنین شرطی کافی‌ست که فاصله‌ی بین سلول‌ها کوچکتر یا مساوی یک چهارم طول موج انتشاری باشد. بنابراین همگن بودن تابع فرکانس کاری ساختار می‌باشد. اولین بار ایده‌ی چنین ساختارهایی توسط دانشمند روسی Veselago در سال ۱۹۶۷ مطرح شد. او بیان کرد که در ساختارهایی با گذردهی الکتریکی و نفوذپذیری مغناطیسی منفی رفتار موج متفاوت بوده و بر خلاف ساختارهایی با مقادیر ϵ و μ مثبت که در آن‌ها جهت انتشار و راستای بردارهای میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی از قانون دست راست تبعیت می‌کند، در ساختارهایی با ϵ و μ منفی رابطه‌ی بین این بردارها تابع قانون دست چپ بوده و به همین خاطر این ساختارها را "چپگرد"^۲ نامید.

پیاده سازی عملی چنین ساختاری حدود ۳۰ سال بعد در سال ۲۰۰۰ میلادی توسط Smith،

^۱ Metamaterial
^۲ Left Handed

انجام شد. او توانست ساختاری معرفی کند که همزمان گذردهی و نفوذپذیری منفی داشته باشد و آن را "فراماده" نام نهاد. در شکل (۱-۳) آرایه‌ی میله‌های موازی، قابلیت ایجاد گذردهی منفی را در یک بازه‌ی فرکانسی مشخص دارد و آرایه‌ی حلقه‌های شکاف‌دار نیز نفوذپذیری منفی را ایجاد می‌کند که در هر دو آرایه باید شرط همگن بودن رعایت شود. بنابراین از ادغام این دو ساختار می‌توان در یک بازه‌ی فرکانسی خاص به یک محیط چپگرد دست پیدا کرد. [۲]



شکل (۱-۳): اولین پیاده سازی ساختار چپگرد [۲]

۳-۳ ویژگی‌های ساختار فراماده

به علت همزمان منفی بودن گذردهی الکتریکی و نفوذپذیری مغناطیسی در ساختارهای فرامواد، رفتار موج الکترومغناطیسی در این ساختارها متفاوت از محیط‌های معمولی دیگر است که در ادامه بعضی از این رفتارها را شرح خواهیم داد.

۱-۳-۳ چپگردی موج

یک ماده چپگرد، ماده‌ای است که به طور همزمان دارای ϵ و μ منفی باشد. به همین خاطر انتشار موج در چنین محیطی از قانون دست چپ تبعیت کرده و سرعت فاز و سرعت گروه غیر هم جهت خواهند بود. برای نشان دادن این مطلب می‌توان از قوانین ماکسول کمک گرفت:

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (۱.۳)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (۲.۳)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (۳.۳)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (۴.۳)$$

که H و E به ترتیب شدت میدان الکتریکی (بر حسب ولت بر متر) و شدت میدان مغناطیسی (بر حسب آمپر بر متر) و D و B به ترتیب چگالی شار الکتریکی (بر حسب کولن بر متر مربع) و چگالی شار مغناطیسی (بر حسب وبر بر متر مربع) می باشد.

یک موج صفحه ای با میدان های زیر را در نظر بگیرید:

$$\vec{E} = \vec{E}_0 e^{-j\vec{\beta} \cdot \vec{r}}, \vec{H} = \frac{\vec{E}_0}{\eta} e^{-j\vec{\beta} \cdot \vec{r}} \quad (۵.۳)$$

که $\eta = |\vec{E}|/|\vec{H}|$ امپدانس موج و بردار $\vec{\beta}$ بردار ثابت انتشار است.

با جایگذاری روابط (۵.۳) در روابط (۱.۳) و (۲.۳) به راحتی اثبات می شود که:

$$\vec{\beta} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H}, \vec{\beta} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \quad (۶.۳)$$

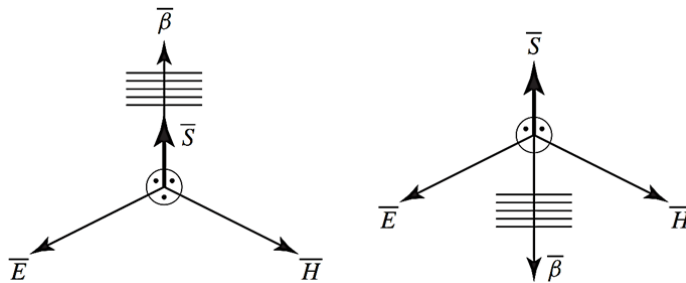
رابطه ی (۶.۳) در واقع رابطه ی بین سه بردار میدان مغناطیسی و میدان الکتریکی و راستای انتشار را نشان می دهد.

در محیط هایی با مقادیر ϵ و μ منفی می توان رابطه ی (۶.۳) را به شکل زیر بازنویسی کرد:

$$\vec{\beta} \times \vec{E} = -\omega |\mu| \vec{H}, \vec{\beta} \times \vec{H} = +\omega |\epsilon| \vec{E} \quad (۷.۳)$$

بنابراین منفی بودن این دو پارامتر سبب می شود که روابط بین این بردارها از قانون دست چپ تبعیت کند و مطابق شکل (۲-۳)، جهت انتشار انرژی^۱ (بردار S) که در راستای $\vec{E} \times \vec{H}^*$ است با راستای انتشار موج ($\vec{\beta}$) یکسان نباشد. به همین دلیل به این رفتار، رفتار چپگردی موج می گویند [۲].

^۱ Poynting vector



شکل (۲-۳): رابطه‌ی بین راستای انتشار موج با راستای انتشار انرژی

شکل سمت راست: در محیط چپگرد- شکل سمت چپ: در محیط راستگرد^۱ [۲]

۲-۳-۳ تغییر فاز مثبت

با توجه به قسمت قبل، می‌توان به این نتیجه رسید که ثابت انتشار در محیط‌های چپگرد مقداری منفی دارد. فاز موج هنگام انتشار در یک ساختار با رابطه‌ی $\varphi = -\beta l$ تغییر می‌کند. در محیط‌های معمولی راستگرد که β همواره مقداری مثبت است، تغییر فاز منفی می‌باشد. اما در محیط‌های چپگرد، به علت منفی بودن β ، تغییر فاز به صورت مثبت است. اگرچه می‌توان ویژگی‌های رفتاری بیشتری برای انتشار موج در محیط‌های چپگرد بررسی کرد، اما ذکر همین دو مورد برای زمینه‌ی کاری ما در این پایان‌نامه کفایت کرده و خواننده برای اطلاعات بیشتر می‌تواند به [۲] مراجعه کند.

۴-۳ پراکندگی فرکانسی در محیط‌های چپگرد

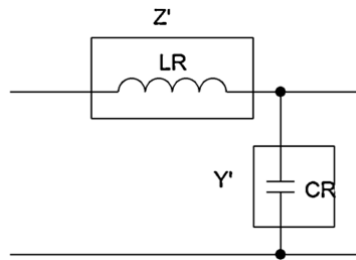
یک محیط پاشنده^۲ محیطی است که در آن ثابت انتشار β تابعی غیرخطی از فرکانس باشد و بنابراین سرعت گروه تابعی از فرکانس بوده که سبب ایجاد اعوجاج^۳ در سیگنال می‌شود. یک محیط چپگرد، برخلاف محیط‌های راستگرد، حتماً باید یک محیط پاشنده باشد. در واقع

^۱ Right Handed
^۲ dispersive
^۳ distortion

رفتار چپگردی فقط در محیط‌های پاشنده می‌تواند رخ دهد [۲]. در بخش‌های بعدی به تفصیل به این موضوع خواهیم پرداخت و منحنی پراکندگی (نمودار ثابت انتشار بر حسب فرکانس) را برای محیط‌های مختلف مورد بررسی قرار خواهیم داد.

۳-۵ تحلیل ساختارهای فرامواد و ارائه‌ی مدلی برای آن‌ها

رایج‌ترین و کاربردی‌ترین روش برای تحقق ساختارهای فرامواد (محیط‌های چپگرد)، استفاده از خطوط انتقال است. به همین دلیل برای تحلیل ساختارهای فرامواد و رسم منحنی پراکندگی به سراغ مدل‌های مداری ارائه شده برای خطوط انتقال و تئوری مربوط به آن‌ها می‌رویم. البته لازم به ذکر است که تحقق محیط‌های چپگرد به وسیله‌ی ساختارهایی غیر از خط انتقال نیز مطابق با شکل (۳-۱) صورت می‌پذیرد اما چون در این پایان‌نامه کاربردی ندارد از ذکر جزئیات آن صرف‌نظر می‌کنیم. برای یک خط انتقال معمولی راستگرد می‌توان با صرف‌نظر کردن از تلفات هادی و دی‌الکتریک، مدل مداری متشکل از سلف سری و خازن موازی مطابق با شکل (۳-۳) ارائه داد.



شکل (۳-۳): مدار معادل یک خط انتقال معمولی راستگرد بدون اتلاف

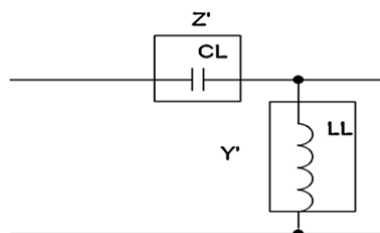
در این خط انتقال، ثابت انتشار از رابطه‌ی زیر بدست می‌آید:

$$\gamma = j\beta = \sqrt{Z'Y'} = j\omega\sqrt{C_R L_R} \quad (۸.۳)$$

که C_R و L_R به ترتیب سلف و خازن در واحد طول یک خط انتقال راستگرد است. همانطور که در رابطه‌ی (۸.۳) مشخص است، در یک خط انتقال راستگرد، ثابت انتشار کمیتی مثبت و حقیقی است.

با استفاده از قضیه دوگانگی می‌توان نشان داد که مدل مداری یک خط چپگرد مطابق با شکل

زیر است [۲]:



شکل (۳-۴): مدار معادل یک خط انتقال معمولی چپگرد بدون اتلاف

مدار معادل یک خط انتقال چپگرد شامل خازن سری و سلف موازی است. برای بدست آوردن

ثابت انتشار در یک خط انتقال چپگرد مانند یک خط انتقال معمولی راستگرد عمل می‌کنیم:

$$\gamma = j\beta = \sqrt{Z'Y'} = -\frac{j}{\omega\sqrt{C_L L_L}} \quad (9.3)$$

که C_L و L_L به ترتیب سلف و خازن در واحد طول یک خط انتقال چپگرد است. همانطور که انتظار می‌رفت، مطابق با رابطه‌ی (۹.۳)، ثابت انتشار در یک خط انتقال چپگرد، کمیتی منفی و حقیقی می‌باشد.

سرعت فاز و سرعت گروه نیز در یک خط انتقال چپگرد به ترتیب از روابط زیر قابل محاسبه است:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = -\omega^2 \sqrt{C_L L_L} < 0 \quad (10.3)$$

$$v_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)^{-1} = +\omega^2 \sqrt{C_L L_L} > 0 \quad (11.3)$$

اگر بتوانیم خط انتقالی ایجاد کنیم که تحقق مدار معادل شکل (۳-۴) باشد و دارای خازن‌های

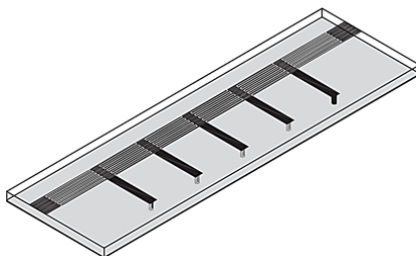
سری و سلف‌های موازی باشد، در واقع توانسته‌ایم یک خط انتقال چپگرد برای انتشار امواج ایجاد

کنیم. شکل (۳-۵) یکی از ساختارهایی است که توانسته یک محیط چپگرد برای انتشار امواج فراهم

کند. در این ساختار، خازن‌های انگشتی^۱ به عنوان خازن سری و اتصالات کوتاه زمین شده^۲ نیز به

^۱ Interdigital Capacitor
^۲ Shunt Stub Inductor

عنوان سلف موازی عمل می‌نمایند. همانطور که در شکل مشخص است، این ساختار مجموعه‌ای از سلول‌های یکسان است که برای برقراری همگن بودن ساختار، باید فاصله‌ی بین سلول‌ها کوچکتر یا مساوی یک چهارم طول موج انتشاری در ساختار باشد. شکل (۳-۶) یک سلول از این ساختار را نمایش می‌دهد.



شکل (۳-۵): ساختار یک خط انتقال چپگرد [۲]

نکته‌ی قابل توجه این است که غالباً تحقق یک خط چپگرد خالص امکان‌پذیر نیست و ساختارهای عملی ترکیبی از خطوط چپگرد و راستگرد هستند. به همین دلیل نام "خطوط مرکب چپگرد-راستگرد: CRLH"^۱ را برای این ساختارها انتخاب کرده‌اند که ما به اختصار از آن‌ها به "خطوط مرکب" یاد می‌کنیم.

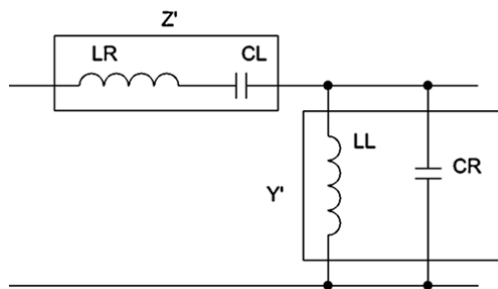


شکل (۳-۶): یک سلول از ساختار متناوب شکل (۳-۵) [۲]

در عمل تحقق مدار معادل شکل (۳-۴) ممکن نبوده و بنابراین شکل (۳-۷) مدل کامل‌تری برای این دسته از خطوط از جمله ساختار شکل (۳-۵) می‌باشد. چرا که در یک خط انتقال چپگرد نیز،

^۱ Composite Right/Left-Handed

نمی‌توان از وجود سلف‌های سری و خازن‌های موازی چشم پوشید.



شکل (۷-۳) : مدار معادل یک خط مرکب بی اتلاف

اما در ادامه با بررسی رفتار فرکانسی یک خط مرکب نشان خواهیم داد که می‌توان در یک بازه‌ی فرکانسی مشخص، فقط رفتار چپگردی و در بازه‌ای دیگر فقط رفتار راستگردی در خط داشته باشیم.

امپدانس و ادمیتانس خط انتقال مرکب در واحد طول برابر است با:

$$Z' = j(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L}) \quad (۱۲.۳)$$

$$Y' = j(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L}) \quad (۱۳.۳)$$

باتوجه به دو رابطه‌ی (۱۲.۳) و (۱۳.۳)، یک خط مرکب در فرکانس‌های بالا، عملکرد یک خط

راستگرد و در فرکانس‌های پایین عملکرد یک خط چپگرد را دارد.

ثابت انتشار در یک خط انتقال همگن برابر است با:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (۱۴.۳)$$

با جایگذاری روابط (۱۲.۳) و (۱۳.۳) در رابطه‌ی (۱۴.۳)، ثابت انتشار در یک خط مرکب بدست

خواهد آمد:

$$\gamma = \sqrt{j^2 \left(\left(\frac{\omega}{\omega_R} \right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega} \right)^2 - \kappa \omega_L^2 \right)} \quad (۱۵.۳)$$

که

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} \quad (۱۶.۳)$$

$$\omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \quad (۱۷.۳)$$

$$\kappa = L_R C_L + L_L C_R \quad (۱۸.۳)$$

اگر ریشه‌های عبارت زیر رادیکال را بدست آوریم، خواهیم داشت:

$$\omega = \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (۱۹.۳)$$

$$\omega = \omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (۲۰.۳)$$

فرکانس بدست آمده از رابطه‌ی (۱۹.۳) را "فرکانس تشدید موازی" و فرکانس بدست آمده از رابطه‌ی (۲۰.۳) را "فرکانس تشدید سری" می‌نامیم.

برای درک بهتر رابطه‌ی (۱۵.۳) و رفتار فرکانسی یک خط مرکب حالات زیر را بررسی می‌کنیم:

$$\gamma = 0 \leftarrow \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L^2 = 0 \leftarrow \omega = \omega_{se} \text{ یا } \omega = \omega_{sh} \text{ اگر الف}$$

$$\leftarrow \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L^2 < 0 \leftarrow \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega < \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ اگر ب}$$

$$\gamma = \alpha$$

$$\leftarrow \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L^2 > 0 \leftarrow \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ اگر ج}$$

$$\gamma = j\beta = j\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L^2}$$

$$\leftarrow \left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L^2 > 0 \leftarrow \omega < \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \text{ اگر د}$$

$$\gamma = j\beta = -j\sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa \omega_L^2}$$

با توجه به چهار حالت بالا برای فرکانس‌های دسته‌ی (ج) و (د)، ثابت انتشار یک کمیت موهومی خالص بوده و در یک خط مرکب فقط انتشار داریم. با این تفاوت که در دسته‌ی (ج)، ثابت فاز مثبت بوده و بنابراین رفتار موج، راستگرد است. اما در دسته‌ی (د)، ثابت فاز منفی بوده و خط مرکب مانند یک خط چپگرد عمل می‌کند.

دسته‌ی (ب) بازه‌ی فرکانسی‌ای را معرفی می‌کند که در آن، هیچگونه انتشاری در خط مرکب رخ نمی‌دهد و ثابت انتشار یک کمیت حقیقی خالص است. از این بازه‌ی فرکانسی به "ناحیه‌ی شکاف"^۱ یاد می‌کنیم.

به طور خلاصه می‌توان ثابت انتشار در یک خط مرکب را به صورت زیر نوشت:

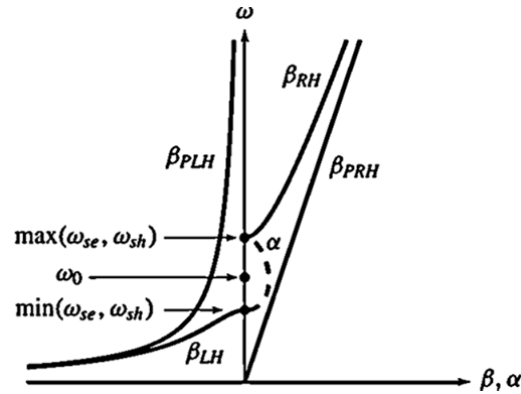
$$\gamma = \alpha + j\beta = jS(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - \kappa\omega_L^2} \quad (21.3)$$

که داریم:

$$S(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \\ +1 & \text{if } \omega > \max(\omega_{se}, \omega_{sh}) \end{cases} \quad (22.3)$$

شکل (۸-۳) منحنی پراکندگی (ثابت فاز بر حسب فرکانس) را برای خطوط انتقال مرکب، راستگرد خالص و چپگرد خالص نشان می‌دهد. همانطور که گفته شد، ثابت فاز برای یک خط راستگرد خالص از رابطه‌ی (۸.۳)، و برای یک خط چپگرد خالص از رابطه‌ی (۹.۳) قابل محاسبه است. در این شکل β_{PRH} مربوط به خط راستگرد خالص و β_{PLH} مربوط به خط چپگرد خالص می‌باشد. β_{RH} و β_{LH} نیز به ترتیب مربوط به محدوده‌ی راستگرد و چپگرد در یک خط انتقال مرکب می‌باشند.

^۱ Band gap



شکل (۸-۳): منحنی پراکندگی در خطوط انتقال مرکب نامتوازن، راستگرد خالص و چپگرد خالص [۲]

در خطوط انتقال مرکب، فرکانس حداکثر تلفات (ω_0) به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_R \omega_L} = \frac{1}{\sqrt[4]{L_L C_L L_R C_R}} \quad (۲۳.۳)$$

در حالتی خاص، ممکن است طراحی یک خط انتقال مرکب به گونه‌ای باشد که با توجه به مقادیر سلف و خازن خط، فرکانس تشدید سری و موازی با هم برابر باشند. چنین خطی را خط انتقال مرکب "متوازن"^۱ می‌نامند. برای اینکه یک خط انتقال مرکب، متوازن باشد باید:

$$\omega_{se} = \omega_{sh} \rightarrow L_R C_L = L_L C_R \quad (۲۴.۳)$$

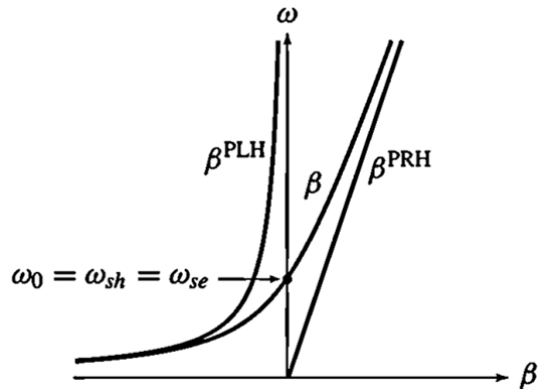
بنابراین با توجه به رابطه‌ی (۱۵.۳) ثابت انتشار در یک خط انتقال مرکب متوازن برابر است با:

$$\gamma = j\beta = j\left(\frac{\omega}{\omega_R} - \frac{\omega_L}{\omega}\right) \quad (۲۵.۳)$$

منحنی پراکندگی خط انتقال مرکب متوازن در شکل (۹-۳) نشان داده شده است. همانطور که در این شکل مشخص است، در یک خط انتقال مرکب متوازن، ناحیه‌ی شکاف حذف شده است. بنابراین در خطوط انتقال مرکب متوازن، تنها یک فرکانس داریم که در آن ثابت انتشار صفر بوده و این فرکانس را "فرکانس گذار"^۲ می‌نامیم. با صفر قرار دادن رابطه‌ی (۲۵.۳)، فرکانس گذار (ω_0) محاسبه می‌شود که به همان رابطه‌ی (۲۳.۳) خواهد رسید.

^۱ Balanced

^۲ Transition Frequency



شکل (۹-۳): منحنی پراکندگی یک خط انتقال مرکب متوازن [۲]

با توجه به مدل مداری نشان داده شده در شکل (۷-۳)، منحنی پراکندگی ارائه شده در شکل (۸-۳) و (۹-۳) برای یک خط انتقال مرکب بی اتلاف است.

با در نظر گرفتن تلفات هادی و دی‌الکتریک برای یک خط انتقال، به ترتیب دو پارامتر G و R به مدار معادل شکل (۷-۳) افزوده می‌شود. R به صورت سری با امپدانس Z' و G به صورت موازی با admittانس Y' مدل می‌شود.

بنابراین امپدانس و admittانس در یک خط انتقال مرکب با اتلاف عبارت است از:

$$Z' = R + jX \quad (۲۶.۳)$$

$$Y' = G + jB \quad (۲۷.۳)$$

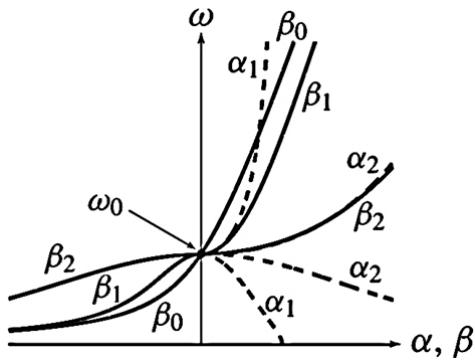
که

$$\begin{cases} X = \omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \\ B = \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \end{cases} \quad (۲۸.۳)$$

با استفاده از روابط (۲۶.۳) تا (۲۸.۳) و همچنین رابطه‌ی (۱۴.۳) می‌توان ثابت انتشار در یک

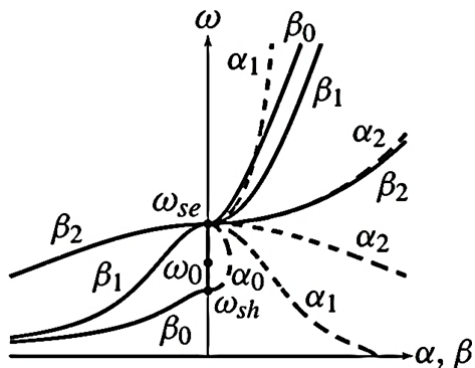
خط انتقال مرکب با اتلاف را محاسبه و مطابق شکل‌های (۱۰-۳) و (۱۱-۳) منحنی‌های پراکندگی و تضعیف (α و β بر حسب فرکانس) را رسم کرد.

نکته‌ی قابل توجهی که در شکل‌های (۱۰-۳) و (۱۱-۳) به چشم می‌خورد این است که در یک خط انتقال مرکب با اتلاف (چه متوازن و چه نامتوازن) ناحیه‌ی شکاف (تضعیف صرف و عدم انتشار) وجود ندارد.



شکل (۱۰-۳): منحنی پراکندگی و تضعیف برای خط انتقال مرکب متوازن

(زیرنویس‌های ۰، ۱، ۲ به ترتیب مربوط به خط بدون اتلاف، کم اتلاف و با اتلاف زیاد می‌باشد) [۲]



شکل (۱۱-۳): منحنی پراکندگی و تضعیف برای خط انتقال مرکب نامتوازن

(زیرنویس‌های ۰، ۱، ۲ به ترتیب مربوط به خط بدون اتلاف، کم اتلاف و با اتلاف زیاد می‌باشد) [۲]

فصل چهارم

**روش پیشنهادی برای پوش غیر
فرکانسی پرتو و حفظ قطبش دایروی**

۴-۱ مقدمه

امروزه چرخش پرتوی آنتن‌ها بخصوص در سیستم‌های جستجوگر راداری از اهمیت فراوانی برخوردار است. یکی از روش‌های چرخاندن پرتو، چرخاندن خود آنتن به وسیله چرخاننده‌های مکانیکی و موتورها است. اما می‌توان از آنتن‌هایی نیز استفاده کرد که دارای قابلیت پویا غیر مکانیکی پرتو هستند: مانند آنتن‌های آرایه فازی و آنتن‌های موج نشی. همان‌طور که در فصل اول گفته شد؛ از ویژگی‌های ذاتی آنتن‌های موج نشی، قابلیت چرخش پرتو با تغییر فرکانس است. زیرا طبق رابطه‌ی (۴.۲)، زاویه‌ی گلبرگ اصلی نسبت به محور عمود بر صفحه‌ی آنتن تابعی از ثابت فاز است و از آنجا که ثابت فاز نیز به فرکانس وابسته است، بنابراین با تغییر فرکانس، ثابت فاز نیز تغییر کرده و در نتیجه پرتوی آنتن چرخیده و آنتن قادر به پویا و جستجو در محیط خواهد بود.

نکته‌ی قابل توجه این است که ثابت فاز علاوه بر فرکانس، تابع ویژگی‌های ساختار نیز می‌باشد. بنابراین اگر بتوان با تغییر پارامتر دیگری غیر از فرکانس، ثابت فاز را کنترل کرد؛ می‌توان در یک فرکانس ثابت به قابلیت چرخش پرتو دست یافت. معمولاً به علت محدودیت منابع، اغلب سیستم‌ها و سامانه‌ها در فرکانس خاصی کار می‌کنند. هرچند که چرخش پرتو با تغییر فرکانس ممکن است در سیستم‌های پهن‌بند کارایی خودش را داشته باشد اما اگر اهرم چرخش پرتو، پارامتر دیگری غیر از فرکانس باشد، این آنتن کارایی بیشتری پیدا خواهد کرد.

چون پرتوی آنتن به وسیله‌ی ثابت فاز کنترل می‌شود، بنابراین رسم منحنی پراکندگی ساختار (ثابت فاز بر حسب فرکانس) از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است. بنابراین در این فصل، ابتدا به چگونگی بدست آوردن منحنی پراکندگی پرداخته و سپس وارد دو بخش اصلی پایان‌نامه می‌شویم. در بخش اول پرتوی یک آنتن موج نشی با استفاده از پارامتر دیگری غیر از فرکانس چرخانده می‌شود. در بخش دوم آنتنی معرفی می‌شود که به طور هم‌زمان، علاوه بر دارا بودن قابلیت چرخش پرتو، دارای قطبش دایروی نیز خواهد بود که اهرم هدایت پرتو به طور مفصل شرح داده خواهد شد.

لازم به ذکر است که در این پایان نامه، برای تمامی شبیه سازی ها از نرم افزار CST Studio Suite استفاده شده است.

۲-۴ رسم منحنی پراکندگی

برای استخراج منحنی پراکندگی یک ساختار با استفاده از شبیه سازی تمام موج و فاز S21 به صورت زیر عمل می نماییم:

$$\beta = \frac{-\square_{unwrapped} S_{21}}{l} + \kappa \quad (۱.۴)$$

که l طول ساختار و κ مقدار تصحیح فاز می باشد، به طوری که در فرکانسی که به عنوان مرجع فاز معرفی می شود، ثابت فاز صفر باشد. بنابراین گام مهم، پیدا کردن فرکانسی است که ثابت فاز آن صفر و یا طول موج آن بی نهایت است که باید با استفاده از توزیع جریان و یا میدان در شبیه سازی مشخص شود [۱۴].

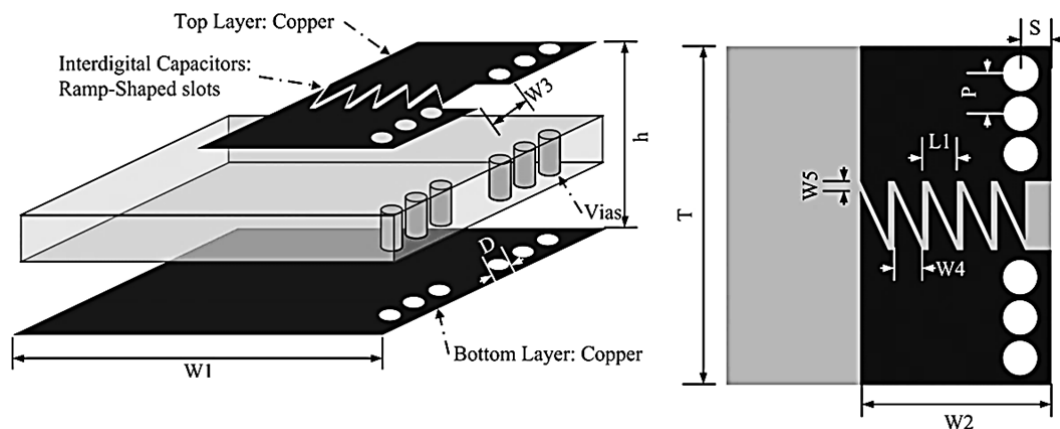
اما در مورد یک آنتن موج نشتی مبتنی بر فرامواد، یافتن فرکانس مرجع کار راحت تری است. اگر ساختار آنتن یک خط مرکب متوازن باشد، فرکانسی که در آن، پرتوی تابشی به صورت پهلواتش است، به عنوان مرجع فاز در نظر گرفته می شود. چرا که مطابق رابطه ی (۴.۲)، تابش پهلواتش وقتی اتفاق می افتد که ثابت فاز صفر باشد.

اما اگر ساختار آنتن یک خط مرکب نامتوازن باشد، فرکانس شروع ناحیه ی شکاف، مرجع فاز برای ناحیه ی چپگرد و فرکانس پایان ناحیه ی شکاف، مرجع فاز برای ناحیه ی راستگرد است. ناحیه ی شکاف برای یک آنتن موج نشتی محدوده ی فرکانسی ای است که با وجود تغییر فرکانس، پرتو همچنان در تابش پهلواتش باقی می ماند.

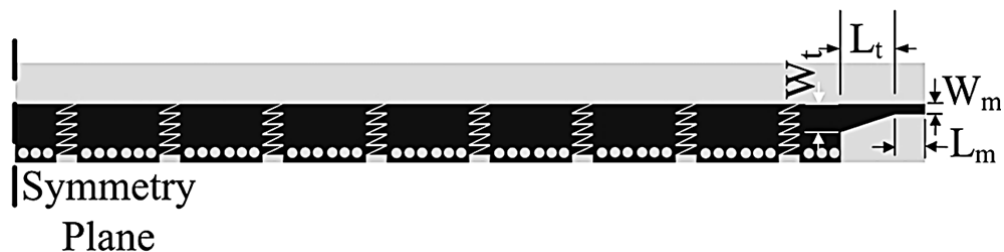
۳-۴ روش پیشنهادی برای چرخش پرتوی آنتن موج نشتی در فرکانس ثابت

۱-۳-۴ ایده‌ی اصلی

آنتن معرفی شده در [۱۵] یک آنتن موج نشتی مبتنی بر فرامواد است که پرتوی آن می‌تواند با تغییر فرکانس در محدوده‌ی فرکانسی $7/4$ تا $13/5$ گیگاهرتز از -70 تا $+70$ درجه چرخش داشته باشد. شکل (۱-۴) ساختار این آنتن را با جزئیات نشان می‌دهد.



الف



ب

شکل (۱-۴): ساختار یک آنتن موج نشتی مبتنی بر فرامواد و دارای ساختار HMSIW [۱۵]

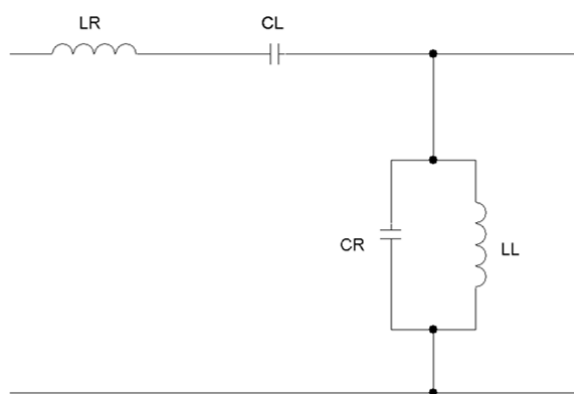
الف) نمای یک سلول ب) نمای کلی آنتن

در این بخش قصد داریم تا پرتوی این آنتن را در یک فرکانس ثابت، با استفاده از اهرم دیگری غیر از فرکانس بچرخانیم و به تحلیل چگونگی چرخش پرتو بپردازیم.

۲-۳-۴ چرخش پرتو به وسیله‌ی دیود و رکتور

۱-۲-۳-۴ ساختار آنتن

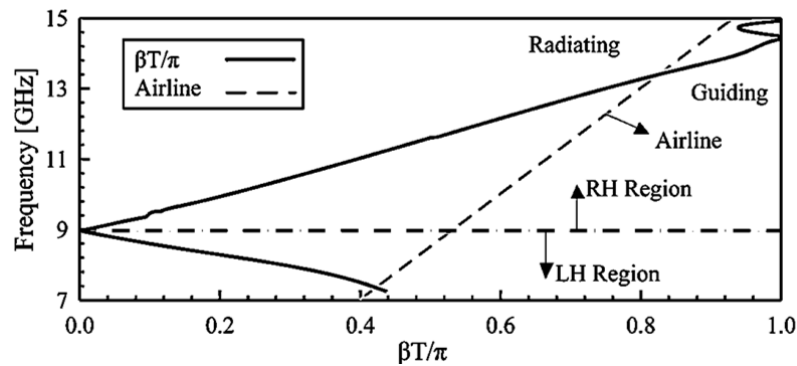
همان‌طور که در فصل اول به آن پرداخته شد؛ می‌دانیم که یک آنتن موج نشستی، در واقع یک ساختار هدایت موج است که یک موج رونده در حین انتشار از یک پورت (منبع) به سمت پورت دیگر (بار تطبیق)، به فضای آزاد نشت پیدا می‌کند. در آنتن نشان داده شده در شکل (۱-۴) برای ایجاد یک آنتن موج نشستی، از ساختار موجبری HMSIW استفاده شده است. همان‌طور که گفته شد؛ یک ساختار HMSIW به علت وجود دیواره‌ی فلزی از via، دارای سلف‌های سری ذاتی می‌باشد. از طرفی می‌دانیم که یک روش برای تبدیل ساختار HMSIW به آنتن موج نشستی، ایجاد شکاف‌هایی روی صفحه‌ی فلزی بالایی یا پایینی ساختار می‌باشد که امکان نشت موج به فضای آزاد را فراهم می‌کند. همان‌طور که در شکل (۱-۴) مشخص است، این شکاف‌ها با نوعی از خازن‌های انگشتی ایجاد شده‌اند که علاوه بر کمک به بهبود نشت موج، در واقع نقش خازن‌های سری را هم ایفا می‌کنند. با توجه به مطالب فصل دوم، می‌دانیم که چنین ساختاری، یک ساختار مرکب چپگرد-راستگرد (CRLH) است. بنابراین مدار معادل ساختار مورد نظر مطابق با شکل زیر است:



شکل (۲-۴): مدار معادل ساختار شکل (۱-۴)

CRLH بودن ساختار سبب می‌شود که ثابت فاز در محدوده‌های فرکانسی مجزا دارای مقادیر

مثبت و منفی باشد. از طرفی می‌دانیم که شرط نشت موج از ساختار موجبری به فضای آزاد این است که $|\beta| < k_0$ باشد. بنابراین طبق رابطه‌ی (۴.۲)، θ می‌تواند در محدوده‌ی زاویه‌ای -90° درجه ($\beta = -k_0$) تا $+90^\circ$ درجه ($\beta = k_0$) بستگی به شرایط ساختار تغییر کند. بنابراین پرتوی آنتن می‌تواند فضا را از قسمت عقب‌سو تا جلوسو پویش کند. شکل (۳-۴) منحنی پراکندگی سلول نشان داده شده در شکل (۱-۴) را نشان می‌دهد.



شکل (۳-۴) : منحنی پراکندگی سلول CRLH-HMSIW نشان داده شده در شکل (۱-۴) [۱۵]

همان‌طور که در منحنی پراکندگی شکل (۳-۴) مشخص است، محدوده‌ی فرکانسی نشت موج، یعنی جایی که $|\beta| < k_0$ باشد، از فرکانس حدودا $7/4$ گیگاهرتز با محدوده‌ی چپگردی شروع شده، در فرکانس 9 گیگاهرتز، ثابت فاز به صفر رسیده (تشعشع پهلواتش) و بعد از آن تا فرکانس حدودا $13/5$ گیگاهرتز در محدوده‌ی راستگرد به پایان می‌رسد.

جدول (۱-۴) ابعاد آنتن مورد نظر را نشان می‌دهد. (ابعاد به میلی متر می‌باشد).

زیرلایه‌ی مورد استفاده در این آنتن Rogers RT۵۸۸۰ با ضریب گذردهی نسبی $2/2$ و تانژانت تلفات $0/0009$ و ضخامت $0/76$ میلی متر می‌باشد.

جدول (۱-۴) : ابعاد (به میلی متر) ساختار نشان داده شده در شکل (۱-۴)

W _۱	W _۲	W _۳	W _۴	W _۵	D	L _۱	S	P	T
۱۲	۶	۲.۵	۰.۸۵	۰.۵	۱	۱.۱	۱.۲	۱.۲	۱۰

۴-۳-۲-۲ افزودن دیود ورکتور به ساختار آنتن و تاثیر آن بر زاویه ی پرتو

مطابق با رابطه ی (۱۴.۳) و مدار معادل نشان داده شده در شکل (۴-۲)، می دانیم که ثابت فاز موج انتشاری در یک ساختار تابعی از امپدانس سری و ادمیتانس موازی در مدل خط انتقال می باشد. بنابراین اگر بتوانیم مقادیر این امپدانس و یا ادمیتانس را به نحوی کنترل کنیم، قادر خواهیم بود که در یک فرکانس ثابت، با تغییر دادن این پارامترها، به مقادیر مختلفی از ثابت فاز دست یابیم و این در واقع همان چیزی است که برای چرخش پرتو در فرکانس ثابت به آن نیازمندیم. چرا که با تغییر ثابت فاز طبق رابطه ی (۴.۲)، زاویه ی پرتوی تشعشی نیز تغییر می کند.

در این پایان نامه، برای کنترل مقادیر امپدانس و ادمیتانس خط، از دیودهای ورکتور استفاده شده است. دیود ورکتور یک خازن متغیر با ولتاژ است که ظرفیت خازنی آن از رابطه ی زیر به دست می آید:

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V}{V_0}}} \quad (۲.۴)$$

که بسته به نوع دیود ورکتور، C_0 و V_0 اعداد ثابت هستند و ظرفیت خازن را می توان با تغییر ولتاژ بایاس V کنترل کرد.

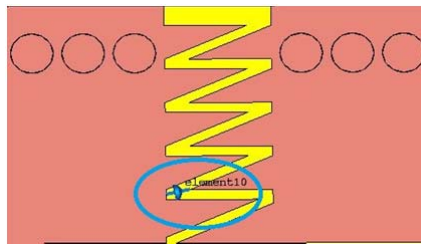
همان طور که در قسمت قبل توضیح داده شد، شکاف های روی فلز بالایی معادل با خازن های سری و اتصال کوتاه های ایجاد شده با زمین (viaها) معادل با سلف های موازی عمل می کنند. از طرفی بین فلز بالایی و پایینی ظرفیت خازنی ای وجود دارد که به صورت خازن موازی مدل شده و وجود جریان الکتریکی روی سطح فلزات بالایی و پایینی، وجود سلف سری در مدل خط انتقال را نیز توجیه می کند. بنابراین باید مکان دیود ورکتور را به گونه ای در ساختار انتخاب کرد که بتواند یک و یا چند پارامتر از پارامترهای ذکر شده را کنترل کند.

در این پروژه ما از دو دسته دیود ورکتور استفاده کرده ایم که ابتدا تاثیر هر دسته را به طور مجزا (قسمت الف و ب) و سپس به صورت همزمان (قسمت ج) در منحنی پراکندگی و زاویه ی پرتوی

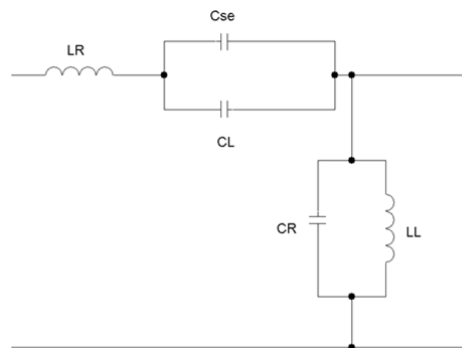
تشعشعی بررسی خواهیم کرد. (چون می‌دانیم که دیود ورکتور در واقع همان خازن متغیر با ولتاژ است، در مراحل شبیه سازی، المان‌های فشرده‌ی خازنی را به ساختار آنتن می‌افزاییم و ظرفیت آن‌ها را تغییر می‌دهیم. بنابراین از این پس، منظور از خازن، همان دیود ورکتور است.)

الف- بررسی اثر خازن‌های سری

در گام اول؛ همانطور که در شکل (۴-۴) دیده می‌شود، فقط خازن‌های سری (Cse) را به ساختار افزودیم. منظور از خازن‌های سری، آن دسته از خازن‌هایی هستند که امپدانس سری را کنترل می‌کنند. اتصال این خازن‌ها به صورت موازی با خازن‌های انگشتی است. شکل (۵-۴) مدار معادل این ساختار را نشان می‌دهد.



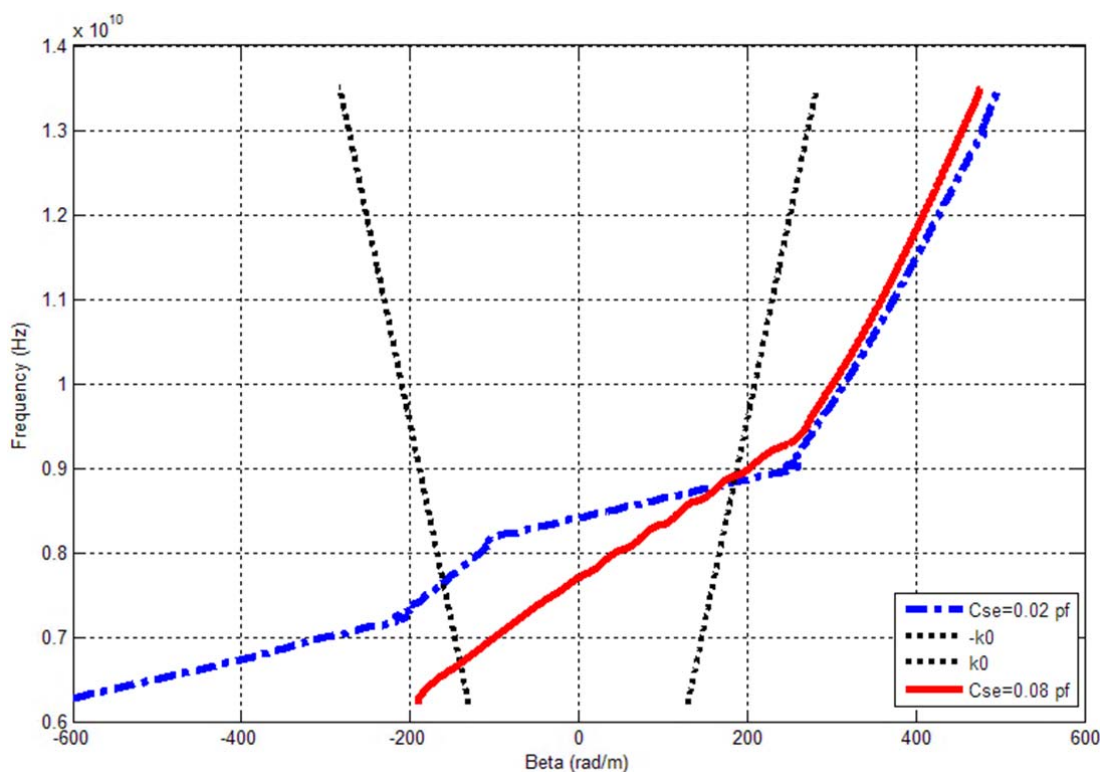
شکل (۴-۴): یک سلول از آنتن مورد نظر به همراه دیود ورکتور سری



شکل (۵-۴): مدار معادل ساختار نشان داده شده در شکل (۴-۴)

مقدار خازن‌های سری را از ۰/۰۱ پیکو فاراد تا ۰/۲ پیکو فاراد با گام‌های ۰/۰۱ پیکو فاراد تغییر دادیم. شبیه سازی برای تمام مقادیر انجام گرفت و منحنی پراکندگی ساختار در هر مرحله بررسی شد. شکل (۶-۴) تغییر ثابت فاز را به ازای دو مقدار خازن نمایش می‌دهد. همان‌طور که مشخص

است؛ منحنی پراکندگی در قسمت راست‌گرد در مقایسه با قسمت چپ‌گرد، تغییر محسوسی نداشته است. علاوه بر بررسی منحنی پراکندگی، در هر مرحله برای تمامی فرکانس‌ها، زاویه‌ی پرتو را یادداشت کردیم. در این قسمت متوجه شدیم که تغییر خازن سری فقط باعث تغییر زاویه‌ی پرتو در محدوده‌ی زاویه‌ای -90° تا 0° درجه می‌شود و نمی‌تواند پرتو را به محدوده‌ی زاویه‌ای 0° تا $+90^\circ$ درجه هدایت کند. همچنین این خازن پرتو را در فرکانس‌هایی می‌چرخاند که در ناحیه‌ی چپ‌گرد هستند و روی پرتوهای مربوط به فرکانس‌های راست‌گرد کنترلی ندارد. جدول (۴-۲) این مطلب را بیان می‌کند.



شکل (۴-۶): تاثیر دیود ورکتور سری بر منحنی پراکندگی ساختار

جدول (۴-۲): تاثیر دیود ورکتور سری بر زاویه ی پرتوی تابشی

Cse (pF)	۰/۰۱	۰/۰۳	۰/۰۵
F(GHz)			
۷/۶ (ناحیه چپگرد)	$\theta = -۳۷$	$\theta = -۲۴$	$\theta = +۸$
۸/۱ (ناحیه چپگرد)	$\theta = -۱۱$	$\theta = -۱$	$\theta = ۰$
۸/۸ (ناحیه راستگرد)	$\theta = +۳$	$\theta = +۴$	$\theta = +۵$
۹/۲ (ناحیه راستگرد)	$\theta = +۷$	$\theta = +۸$	$\theta = +۹$

مطابق با شکل (۴-۳) که منحنی پراکندگی مربوط به ساختار مورد نظر ما بدون هیچ گونه دیود ورکتوری ست، مشخص می شود که این ساختار، یک خط مرکب از نوع متوازن و فاقد ناحیه ی شکاف است. در فصل دوم منحنی پراکندگی برای انواع خطوط CRLH نشان داده شد که دو پارامتر مهم فرکانس تشدید سری و موازی نیز با توجه به مدل مداری خط در روابط (۱۹.۳) و (۲۰.۳) معرفی شدند. که البته در مورد خطوط متوازن این دو فرکانس با هم برابر بودند. اما بعد از افزودن دیودهای ورکتور سری به ساختار، مدار معادل خط انتقال به صورت مدار نشان داده شده در شکل (۴-۵) می شود و بنابراین به علت موازی شدن Cse با C_L ، فرکانس تشدید سری به صورت زیر تعریف می شود:

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R(C_L + C_{se})}} \quad (۳.۴)$$

در واقع افزودن دیود ورکتور سری به ساختار، تساوی بین فرکانس تشدید سری و موازی را بر هم زده و سبب عدم توازن خط مرکب و ایجاد ناحیه ی شکاف (عدم انتشار) می گردد.

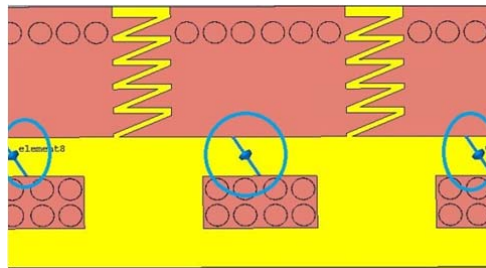
همانطور که می‌دانیم محدوده‌ی فرکانسی‌ای که در آن ثابت فاز منفی است، مربوط به ناحیه‌ی چپگرد بوده و پرتوی تشعشعی در محدوده‌ی زاویه‌ای -90° تا صفر درجه قرار دارد. فرکانس پایانی ناحیه‌ی چپگرد در واقع همان فرکانس شروع ناحیه‌ی شکاف (کمینه‌ی بین فرکانس‌های تشدید سری و موازی) می‌باشد.

با توجه به جدول (۴-۲) و توضیحات داده شده، درمی‌یابیم که تغییر دیود ورکتور سری اثر محسوسی روی تشعشع قسمت چپگرد دارد. از طرفی افزودن دیود ورکتور سری، طبق رابطه‌ی (۳.۴) تنها فرکانس تشدید سری را تحت کنترل دارد. بنابراین نتیجه می‌شود که فرکانس تشدید سری مرتبط با ناحیه‌ی چپگرد بوده و همان فرکانس شروع ناحیه‌ی شکاف است. به عبارت دیگر در این ساختار، خازن‌های سری، پرتو را فقط در ناحیه‌ی چپگرد هدایت می‌کنند، یعنی تنها ناحیه‌ی چپگرد این منحنی کنترل شده و ناحیه راستگرد تقریباً ثابت می‌ماند. از طرفی پارامتری که باعث کنترل این قسمت شده، همان خازن سری است. تغییرات خازن سری هم فقط ω_{se} را تغییر می‌دهد و در ω_{sh} تغییری ایجاد نمی‌کند. این بدین معنی است که ω_{se} فرکانس شروع ناحیه‌ی شکاف است. افزایش خازن سری باعث کاهش ω_{se} شده و در ω_{sh} اثری ندارد (توجه به این نکته ضروری است که چون ورکتورهایی که به ساختار اضافه می‌کنیم، به‌صورت موازی با خازن‌های انگشتی هستند، بنابراین قطعاً باعث افزایش مقدار امپدانس سری می‌شوند). بنابراین ناحیه‌ی چپگرد پایین‌تر آمده در حالی که ناحیه‌ی راستگرد ثابت می‌ماند. بنابراین ناحیه‌ی شکاف بزرگتر شده و تلفات آنتن نیز افزایش می‌یابد. پایین آمدن ناحیه‌ی چپگرد (کاهش ω_{se}) باعث کاهش β در یک فرکانس خاص شده و با توجه به رابطه‌ی (۴.۲)، زاویه حداکثر تشعشع (θ) را به صفر نزدیک می‌کند اما چون ناحیه‌ی شکاف بزرگ شده و ناحیه‌ی راستگرد نیز به پایین نیامده، بنابراین گذر از این شکاف تنها به وسیله‌ی خازن سری امکان پذیر نبوده و پرتو نمی‌تواند به محدوده‌ی زاویه‌ای 0° تا $+90^\circ$ درجه وارد شود. بنابراین باید پارامتر دیگری را نیز تغییر داد که بتواند ω_{sh} را نیز تغییر دهد تا بتوان ناحیه‌ی راستگرد را نیز کنترل کرد.

ب- بررسی اثر خازن‌های موازی

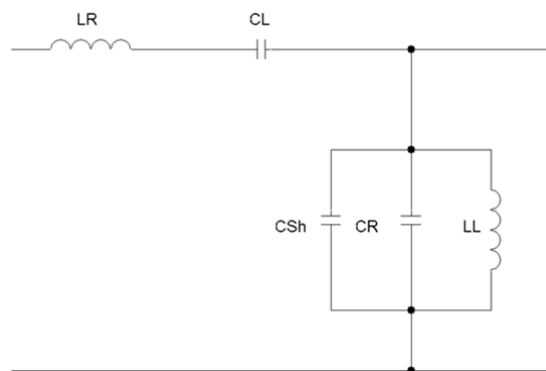
در این قسمت نیز تنها دیودهای ورکتور موازی (C_{sh}) را به ساختار اضافه می‌کنیم و اثر آن‌ها را بر منحنی پراکندگی و پرتوی تشعشعی آنتن بررسی خواهیم کرد.

شکل (۷-۴) ساختار دو سلول از آنتن را بعد از افزودن دیودهای ورکتور موازی نشان می‌دهد. چون این دسته از خازن‌ها، تنها ادمیتانس موازی را کنترل می‌کنند، آن‌ها را خازن موازی می‌گوییم.



شکل (۷-۴) : دو سلول از آنتن مورد نظر به همراه دیودهای ورکتور موازی

همانطور که در شکل (۷-۴) نیز مشخص است، این دسته از دیودهای ورکتور بین فلز بالایی و پایینی ساختار قرار دارند. نحوه‌ی اتصال آن‌ها در شکل (۷-۴) نشان داده شده است. برای ساخت راحت‌تر یک صفحه‌ای از viaها روی دی‌الکتریک قرار داده شده که در واقع همان زمین است و یک سر دیود ورکتور به آن‌جا و سر دیگر آن به فلز بالایی متصل می‌شود. به عنوان مثال اگر مقدار C_{sh} مقدار 0.1 پیکوفاراد باشد، مقدار 0.05 پیکوفاراد در سمت چپ و راست هر سلول قرار دارد. این خازن‌ها به‌صورت موازی با خازن مربوط به مدل خط انتقال که بین فلز بالایی و زمین ایجاد می‌شود، قرار دارند. مدار معادل این ساختار در شکل (۸-۴) نشان داده شده است.



شکل (۴-۸) : مدار معادل ساختار نشان داده شده در شکل (۴-۷)

مطابق با این مدل، تنها ادمیتانس موازی تغییر کرده و بنابراین مطابق با روابط (۱۹.۳) و (۲۰.۳)، تنها ω_{sh} دچار تغییرات شده و ω_{se} ثابت می ماند. در نتیجه داریم:

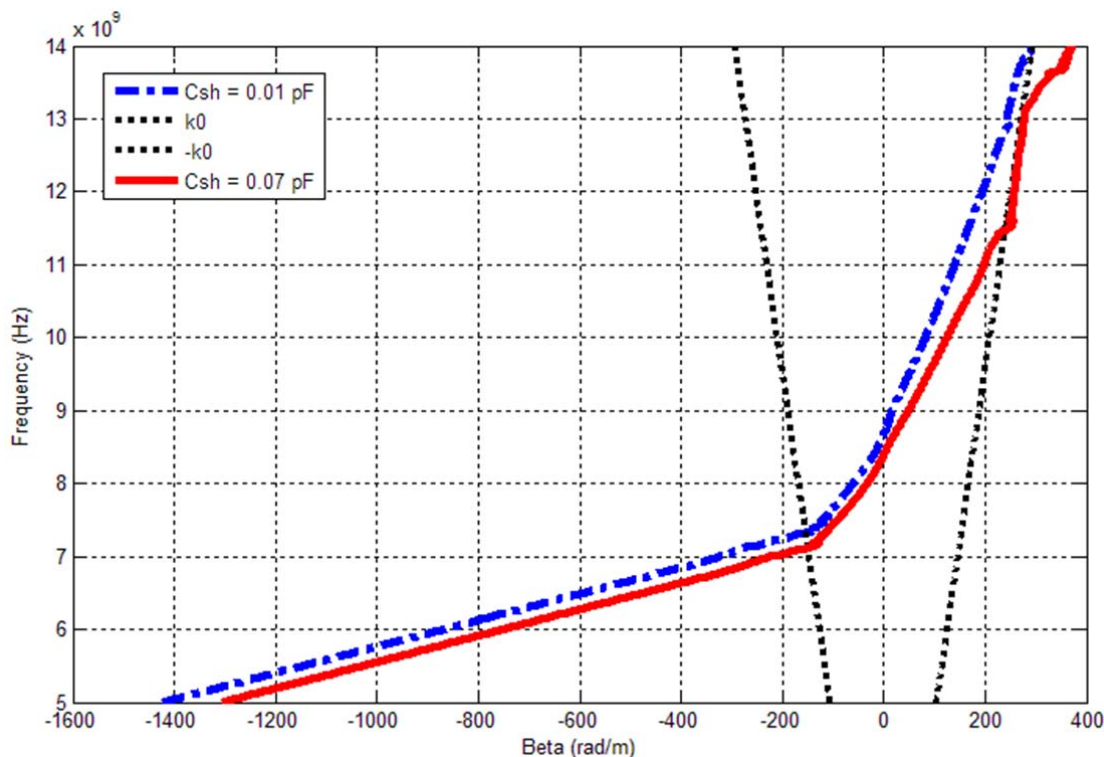
$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L(C_R + C_{sh})}} \quad (۴.۴)$$

مانند قسمت قبل، باید بررسی کنیم که در این حالت ω_{se} بزرگتر از ω_{sh} است یا برعکس. اگر $\omega_{se} > \omega_{sh}$ باشد، در این حالت ω_{sh} ، فرکانس شروع ناحیه‌ی شکاف است و با افزایش مقدار خازن‌های موازی، ω_{sh} کاهش یافته و ناحیه‌ی شکاف بزرگتر می شود و فقط ناحیه‌ی چپگرد تحت کنترل است. توجه به این نکته ضروری است که چون ورکتورهایی که به ساختار اضافه می کنیم، به صورت موازی با خازن‌های اصلی ساختار هستند، بنابراین قطعاً باعث افزایش مقدار ادمیتانس موازی می شوند.

اگر $\omega_{se} < \omega_{sh}$ باشد، بنابراین ω_{sh} فرکانس پایانی ناحیه‌ی شکاف و شروع ناحیه‌ی راستگرد است. در نتیجه پرتوهای تشعشعی مربوط به محدوده‌ی فرکانسی راستگرد تحت کنترل است.

شکل (۴-۹) اثر دیودهای ورکتور موازی را بر ثابت فاز نمایش می دهد. همان طور که پیداست،

تغییرات ثابت فاز در ناحیه‌ی راستگرد شدیدتر می باشد.



شکل (۴-۹): تاثیر دیود ورکتور موازی بر منحنی پراکندگی ساختار

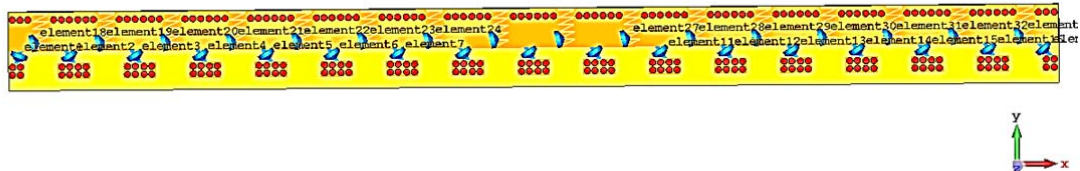
با توجه به شکل (۴-۹) و رابطه‌ی (۴.۴)، افزایش مقدار خازن موازی سبب کاهش فرکانس تشدید موازی و پایین آمدن ناحیه‌ی راستگرد می‌دهد؛ این در حالی‌ست که ناحیه‌ی چپگرد تقریباً بدون تغییر مانده است. بنابراین در یک فرکانس خاص در ناحیه‌ی راستگرد، با افزایش اندازه‌ی ثابت فاز مواجه هستیم که مطابق با رابطه‌ی (۴.۲) باعث می‌شود که پرتوی تابشی از تشعشع پهلواتش به سمت تشعشع جلوسو هدایت شود.

نتیجه‌ی مهم دو قسمت الف و ب این است که وجود دیودهای ورکتور سری یا موازی (هر یک به تنهایی) برای کنترل و چرخش پرتو در محدوده‌ی زاویه‌ای -90° تا $+90^\circ$ درجه کافی نمی‌باشد. چرا که تغییر تنها یک دسته از دیودهای ورکتور، می‌تواند فقط یکی از دو ناحیه‌ی چپگرد و یا راستگرد را تحت کنترل درآورد و با تغییر تنها یکی از فرکانس‌های تشدید سری یا موازی، سبب طولانی‌تر شدن ناحیه‌ی شکاف شود؛ به طوری که عبور از این ناحیه امکان‌پذیر نخواهد بود و بنابراین برای هدایت

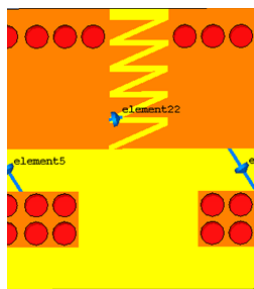
کامل پرتو همراه با یک سطح مطلوبی از بهره، به وجود هر دو دسته از دیودهای ورکتور نیازمندیم.

ج- بررسی اثر توأمان خازن‌های سری و موازی

همان‌طور که در دو قسمت قبلی شرح داده شد؛ برای کنترل مطلوب پرتوی تشعشعی در هر دو محدوده‌ی فرکانسی چیگرد و راستگرد و همچنین هدایت پرتو از ناحیه‌ی عقب‌سو به جلوسو، گذاشتن یک دسته دیود ورکتور کفایت نکرده و باید بتوان به طور هم‌زمان هم ω_{sh} و هم ω_{se} را تحت کنترل داشت. علاوه بر این، کنترل تنها یکی از این دو پارامتر ممکن است سبب افزایش ناحیه‌ی شکاف شده که این، خود دلیلی برای کاهش کارایی تشعشعی آنتن به دلیل وجود تلفات بالا در بازه‌ی فرکانسی ناحیه‌ی شکاف می‌باشد. بنابراین در این قسمت، هر دو دسته دیود ورکتور سری و موازی به طور هم‌زمان در ساختار تعبیه شده‌اند. شکل (۴-۱۰) ساختار نهایی آنتن را نشان می‌دهد.



الف



ب

شکل (۴-۱۰): ساختار نهایی آنتن با جایابی دیودهای ورکتور سری و موازی برای چرخش پرتو در فرکانس ثابت

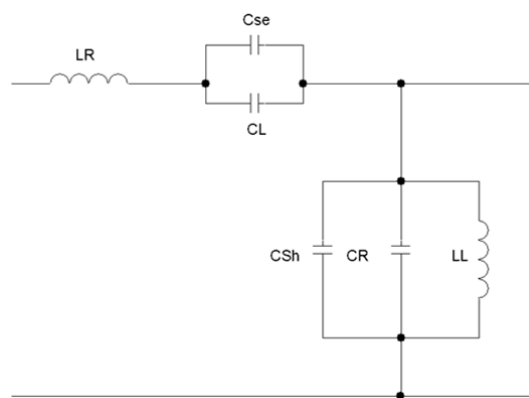
الف: آنتن دارای ۱۶ سلول ب: ساختار سلول

همان‌طور که در شکل دیده می‌شود؛ آنتن نهایی با طول $4/26\lambda$ و دارای ۱۶ سلول می‌باشد. زیرلایه‌ی ساختار Rogers RT5880 با ضریب گذردهی نسبی $2/2$ و تانژانت تلفات $0/0009$ و ضخامت $0/76$ میلی‌متر می‌باشد. طول زیرلایه 160mm و عرض آن 6mm است. اگر هیچگونه دیود و رکتوری به این آنتن متصل نباشد، در بازه فرکانسی $7/3\text{ GHz}$ تا $12/5\text{ GHz}$ به صورت نشتی تشعشع می‌کنند.

نکته‌ی قابل توجه در این ساختار این است که این آنتن برخلاف ساختار ارائه شده در [۱۵]، نیازی به مدار تطبیق ندارد. زیرا می‌توان مقادیر خازن‌ها را طوری انتخاب کرد که تطبیق امپدانسی مناسبی برقرار شود.

نکته‌ی قابل توجه دیگر این است که آنتن‌های موج نشتی دارای دو دهانه هستند که یکی از آن‌ها تغذیه شده و دیگری به بار تطبیق متصل می‌شود. ساختار نشان داده شده در شکل (۴-۱۰) یک ساختار متقارن نیست. چرا که در این ساختار $s_{11} \neq s_{22}$ است. بنابراین مهم است که کدام دهانه تغذیه شود. در این ساختار، دهانه‌ای که در خلاف جهت محور x قرار دارد (سمت چپ ساختار)، تغذیه می‌شود.

مدار معادل ساختار شکل (۴-۱۰) در زیر نمایش داده شده است:



شکل (۴-۱۱): مدار معادل ساختار شکل (۴-۱۰) با در نظر گرفتن هر دو دسته دیود و رکتور

فرکانسی که برای این آنتن انتخاب شده است، فرکانس شروع ناحیه‌ی چپ‌گردی این ساختار،

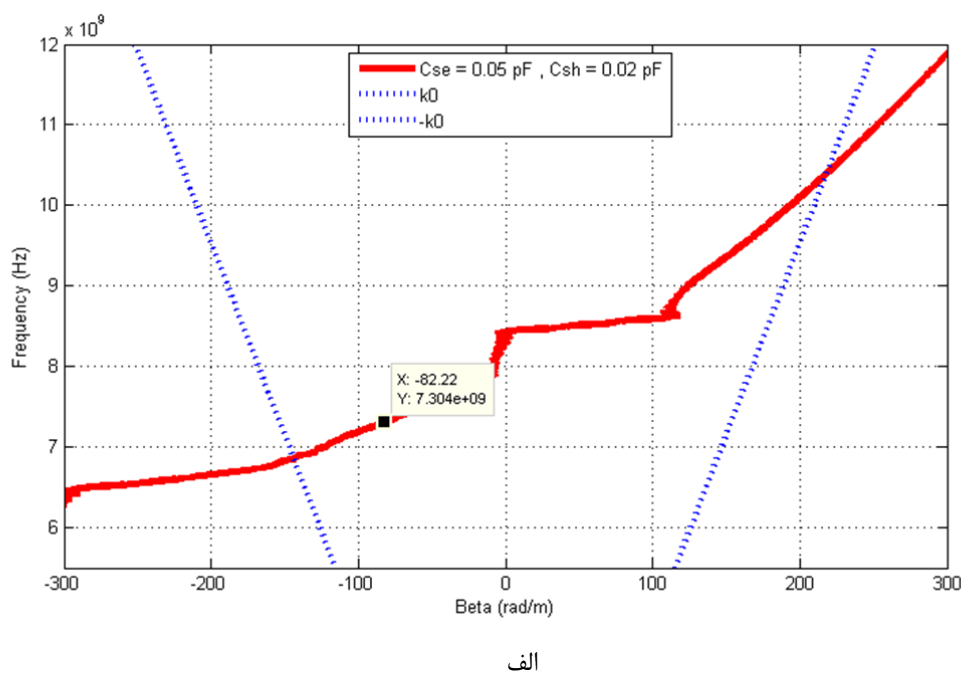
یعنی ۷/۳ GHz است. چون در این فرکانس پرتو آنتن در منتهی الیه سمت چپ قرار دارد. حال روند کار به این صورت است که مقادیر خازن‌ها را افزایش داده که ω_{se} و ω_{sh} کاهش یافته و بنابراین منحنی پراکندگی به پایین منتقل شود. زیرا با توجه به شکل (۴-۱۱) در این ساختار داریم:

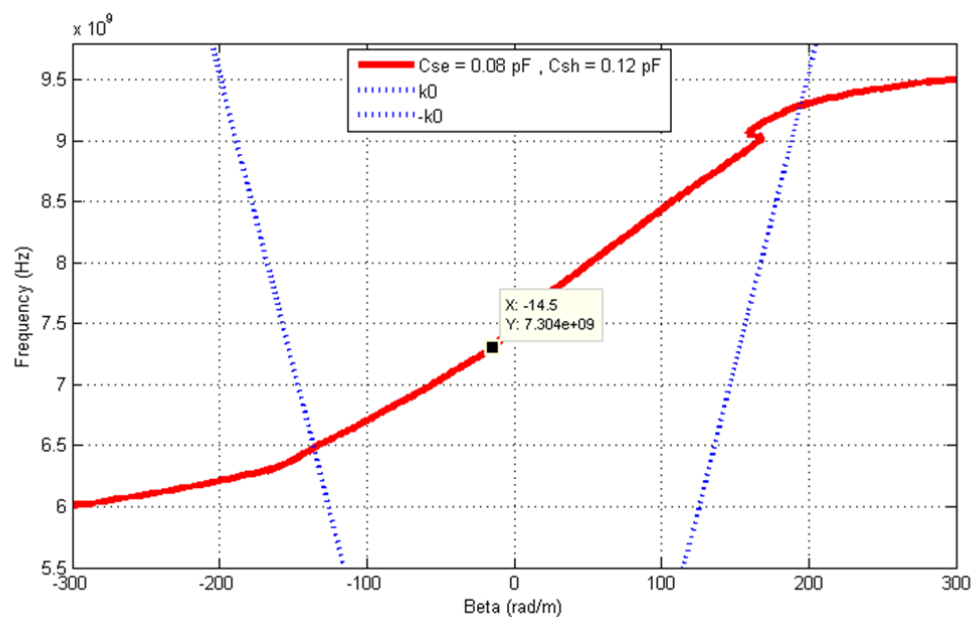
$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R(C_L + C_{se})}} \quad (۵.۴)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L(C_R + C_{sh})}} \quad (۶.۴)$$

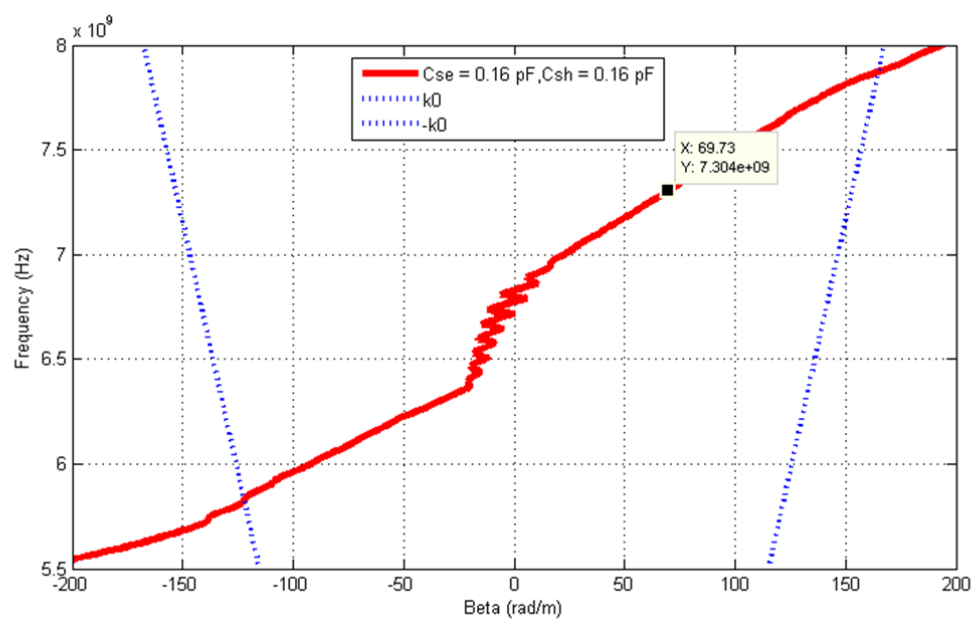
مطابق شکل ۴-۱۲ (الف تا ج) در فرکانس ۷/۳ گیگاهرتز، جابجایی منحنی پراکندگی باعث

تغییر ثابت فاز (β) و بنابراین چرخش پرتو می‌شود.





ب



ج

شکل (۴-۱۲): بررسی اثر دیودهای ورکتور سری و موازی در منحنی پراکندگی برای فرکانس ۷/۳ گیگاهرتز

همانطور که در شکل‌های بالا مشخص شده است؛ ثابت فاز با تغییر دیودهای ورکتور، به خوبی قابل کنترل است. در جدول (۴-۳) تغییرات زاویه‌ی پرتوی تابشی آنتن ناشی از تغییر مقدار دیود

ورکتور با جزییات ثبت شده است. مقادیر این جدول مربوط به محدوده‌ی زاویه‌ای 53° تا 39° + درجه است. البته این ساختار به ازای مقادیر دیگری از خازن‌ها در زوایای کمتر از 53° - درجه و بیشتر از 39° + درجه نیز دارای پرتوی تابشی است، اما به ازای آن مقادیر، VSWR آنتن افزایش یافته و در نتیجه بهره‌ی تحقق یافته‌ی آنتن کاهش می‌یابد. به عبارت دیگر ساختار به مدار تطبیق نیاز پیدا می‌کند. بنابراین در این جدول محدوده‌ی زاویه‌ی ای آورده شده است که در آن محدوده، آنتن، بدون نیاز به مدار تطبیق، دارای بهره‌ی قابل قبولی است.

جدول (۴-۳) : مقادیر VSWR و بهره برای فرکانس ۷/۳ GHz

Cse (PF)	Csh (PF)	θ (degree)	Realized gain(dB)	VSWR
۰.۰۳	۰.۰۱	-۵۳	۷.۳۹	۱.۹۹
۰.۰۵	۰.۰۲	-۳۷	۹.۳۲	۱.۹۳
۰.۰۷	۰.۰۸۵	-۱۶	۹.۹۲	۲.۸۳
۰.۰۸	۰.۱۲	-۴	۹.۰۶	۳.۱۰
۰.۱	۰.۱۵	+۶	۹.۲۵	۳.۳۷
۰.۱۱	۰.۱۵	+۱۰	۹.۷۷	۲.۷۸
۰.۱۶	۰.۱۶	+۲۶	۹.۷۸	۲.۶۰
۰.۱۸	۰.۱۷	+۳۱	۸.۶۹	۳.۰۶
۰.۱۸	۰.۱۸	+۳۹	۸.۲۲	۳.۶۸

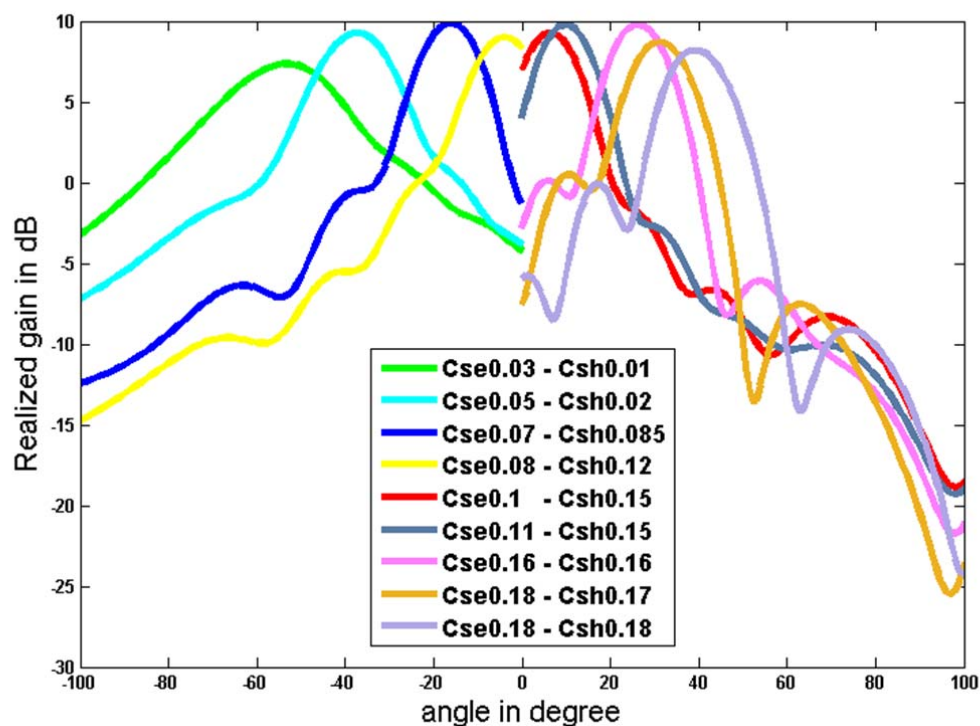
روند انتخاب مقادیر خازن‌ها به شرح زیر است:

برای خازن سری مقدار اولیه‌ی 0.3 پیکو فاراد و برای خازن موازی مقدار اولیه‌ی 0.1 پیکوفاراد انتخاب شده است. در این حالت زاویه‌ی حداکثر تشعشع آنتن برابر با 53° - درجه است. ابتدا می‌خواهیم پرتو آنتن را در فرکانس ۷/۳ GHz از زاویه 53° - درجه به حدود صفر درجه برسانیم. پس در ناحیه چپ‌گرد هستیم. بنابراین طبق رابطه (۴.۲) نیاز به کاهش اندازه‌ی β داریم. پس مطابق با شکل‌های (۴-۱۲) منحنی پراکندگی باید به پایین منتقل شود. هر دو دسته خازن را افزایش می‌دهیم تا ω_{sh} و ω_{se} هر دو کاهش یابند تا از بزرگ شدن ناحیه‌ی شکاف جلوگیری شود و بهره در سطح مطلوبی حفظ شود. البته باید توجه داشت که وقتی پرتو به زاویه‌ی صفر (عمود بر صفحه آنتن) نزدیک

می‌شود، طبق رابطه‌ی (۴.۲)، β به مقدار صفر نزدیک می‌شود. یعنی آنتن در نزدیکی ناحیه‌ی شکاف (ناحیه‌ای که اتلاف بر انتشار غلبه دارد) عمل می‌کند که این امر باعث افزایش VSWR و کاهش بهره در زاویه‌ی صفر می‌شود. همچنین با نزدیک شدن پرتو به زوایای انتهایی مثبت و منفی، به دلیل کاهش سطح مقطع موثر آنتن، بهره کاهش می‌یابد.

نکته‌ی جالب این است که وقتی پرتو به زاویه‌ی صفر رسید و وارد ناحیه‌ی راست‌گرد شد، پایین آمدن منحنی پراکندگی، باعث افزایش ثابت فاز شده و در نتیجه طبق رابطه‌ی (۴.۲)، زاویه‌ی حداکثر تشعشع به سمت $+90^\circ$ درجه نزدیک می‌شود.

شکل (۴-۱۳) بهره‌ی تحقق یافته‌ی آنتن در فرکانس $7/3\text{GHz}$ را در زوایای مختلف به ازای مقادیر مختلف خازن نشان می‌دهد. همان‌طور که پیداست، چرخش پرتو سبب نوسان در میزان بهره نشده و بهره در سطح مطلوبی حفظ شده است.



شکل (۴-۱۳): بهره‌ی تحقق یافته‌ی آنتن برای فرکانس $7/3\text{GHz}$ در زوایای مختلف

شکل‌های (۴-۱۴) پرتوی تشعشعی آنتن را در سه ناحیه‌ی چپ، راست و پهلواش برای فرکانس

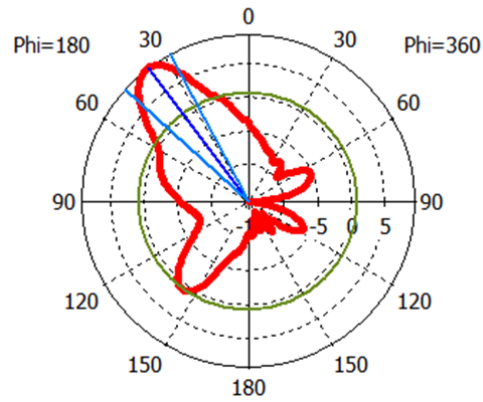
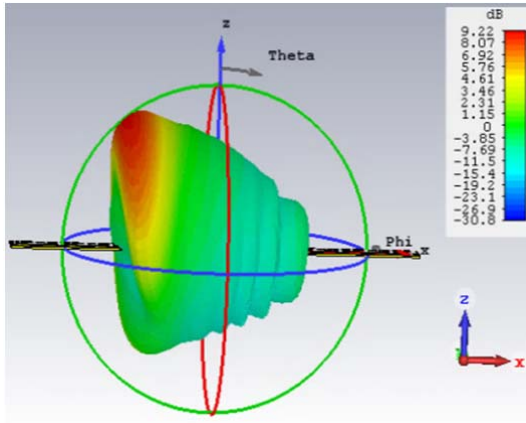
۷/۳ گیگاهرتز نمایش می دهد.

مرحله

بهره تحقق یافته

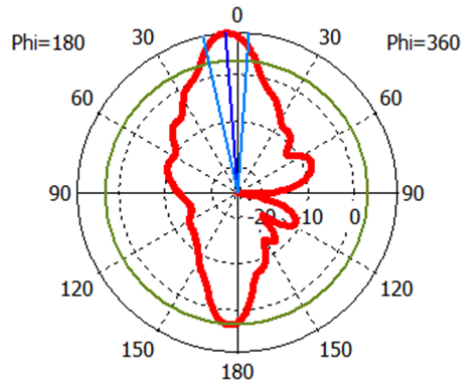
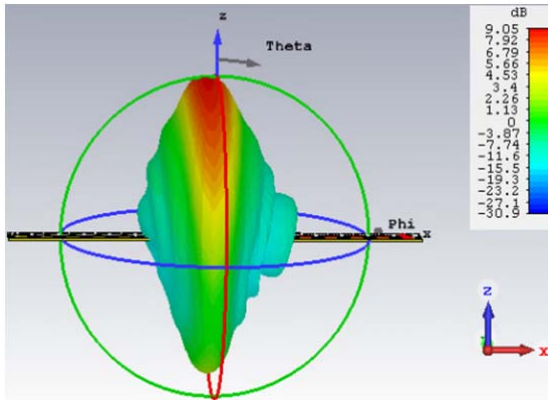
پرتوی تشعشعی نرمالیزه شده
Farfield Realized Gain Abs (Phi=180)

Cse =
۰.۰۵
pF
Csh =
۰.۰۲
pF



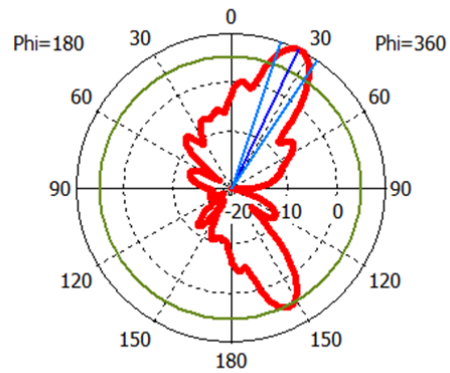
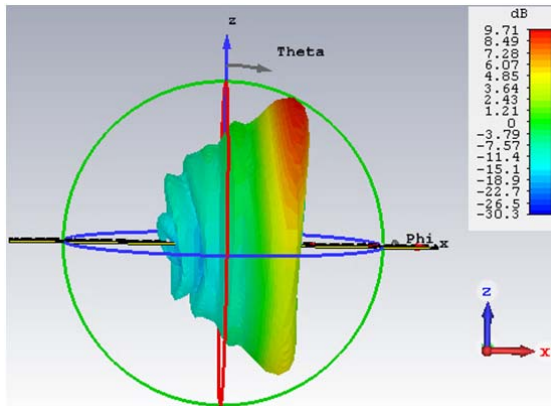
Farfield Realized Gain Abs (Phi=180)

Cse =
۰.۰۸
pF
Csh =
۰.۱۲
pF



Farfield Realized Gain Abs (Phi=180)

Cse =
۰.۱۶
pF
Csh =
۰.۱۶
pF



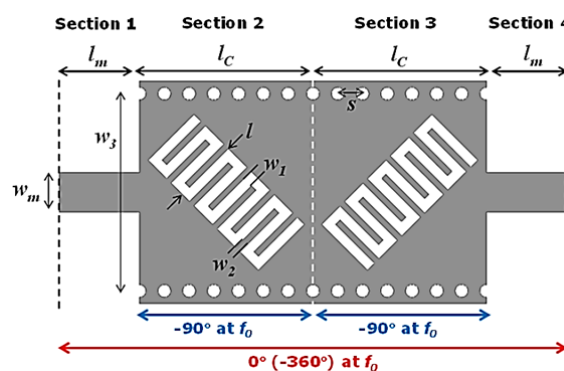
Theta / Degree vs. dB

شکل (۴-۱۴): بهره‌ی تحقق یافته‌ی آنتن برای فرکانس ۷/۳ گیگاهرتز

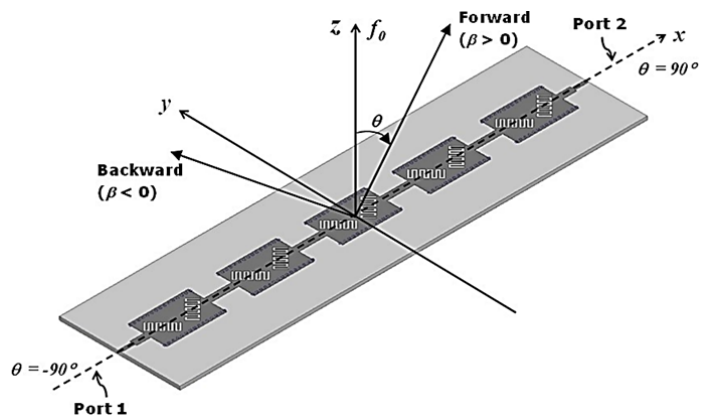
۴-۴ روش پیشنهادی برای پوشش پرتو و حفظ قطبش دایروی در آنتن موج نشتی

۴-۴-۱ ایده‌ی اصلی

آنتن معرفی شده در [۱۶] یک آنتن موج نشتی مبتنی بر فرامواد و دارای ساختار SIW می‌باشد. ساختار این آنتن در شکل (۴-۱۵) نشان داده است. همان‌طور که قبلاً نیز توضیح داده شد، به علت وجود خازن‌های انگشتی و *via*ها، یک آنتن موج نشتی دارای ساختار SIW، به طور ذاتی ویژگی‌های یک خط مرکب CRLH را نیز دارا می‌باشد. از طرفی چرخش فرکانسی پرتو نیز ویژگی ذاتی یک آنتن موج نشتی است. بنابراین این آنتن نیز به طور ذاتی دارای قابلیت چرخش فرکانسی پرتو از ناحیه‌ی عقب‌سو به سمت پهلوانش و سپس به سمت جلوسو می‌باشد. اما قابلیت دیگری که این آنتن دارد، این است که دارای قطبش دایروی بوده و نکته‌ی حائز اهمیت این است که با چرخش پرتو، قطبش همچنان دایروی باقی می‌ماند. اما توجه به این نکته ضروری است که پرتوی آنتن معرفی شده در [۱۶] با تغییر فرکانس، می‌چرخد.



الف



ب

شکل (۴-۱۵): آنتن موج نشستی با قطبش دایروی و قابلیت چرخش فرکانسی پرتو

الف) یک سلول از ساختار ب) کل ساختار [۱۶]

ما در این پایان‌نامه با استفاده از یک پرش فرکانسی و جایابی مناسب دیودهای ورکتور و اعمال

تغییرات جزئی در ساختار، پرتوی آنتن را با حفظ قابلیت قطبش دایروی خواهیم چرخاند.

از مزایای آنتن‌های دارای قطبش دایروی می‌توان به کاهش حساسیت موج به چرخش فارادی^۱

در یونسفر و کاهش اثرات عدم تطبیق قطبش اشاره کرد که می‌تواند تا حدودی سبب جبران افت

مسیر فضای آزاد شود [۱۷].

۴-۴-۲ چگونگی ایجاد قطبش دایروی

برای ایجاد قطبش دایروی، باید میدان الکتریکی موج انتشاری، دارای دو مولفه‌ی متعامد با

دامنه‌ی برابر و اختلاف فاز ۹۰ درجه باشد.

همان‌طور که در شکل (۴-۱۵) مشاهده می‌شود، هر سلول از این آنتن، دارای شکاف‌هایی است

که از نظر مکانی طوری تعبیه شده‌اند که با هم زاویه‌ی قائمه می‌سازند، بنابراین قادر خواهند بود که

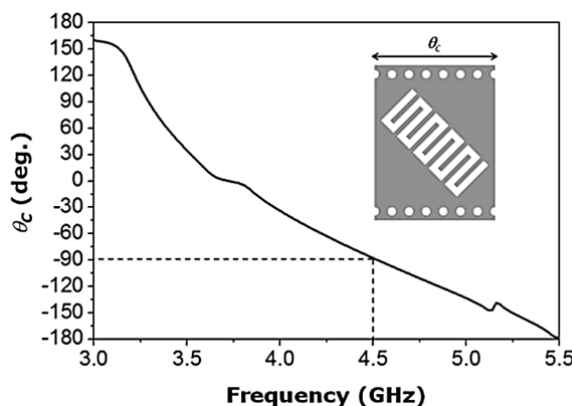
دو موج متعامد با قطبش خطی ایجاد کنند. اگر فاصله‌ی شکاف‌ها از هم طوری طراحی شوند که موج

تشعشی از دو شکاف دارای اختلاف فاز ۹۰ درجه نیز باشند، در نتیجه یک موج با قطبش دایروی

^۱ Faraday rotation

تولید شده است.

گام مهم در ایجاد قطبش دایروی در این ساختار، برقراری اختلاف فاز 90° درجه بین دو مد تشعشی از شکاف‌هاست. روش کار در [۱۶] بدین صورت است که بعد از انجام طراحی اولیه سلول موردنظر، مطابق با شکل (۴-۱۶)، فقط برای یک شکاف (نیمی از سلول)، فاز S_{21} را رسم می‌کند. همان‌طور که در نمودار شکل (۴-۱۶) پیداست، فاز موج انتشاری در نیمه سلول با طول l_c (شکل ۴-۱۵ الف) در فرکانس $4/5$ گیگاهرتز 90° درجه تغییر می‌کند و این همان چیزی است که برای ایجاد قطبش دایروی به آن نیازمندیم. در فرکانس‌های اطراف $4/5$ گیگاهرتز نیز نسبت محوری (AR^1) زیر $3/3$ دسیبل باقی می‌ماند و بنابراین با تغییر فرکانس در بازه‌ی $4/36$ تا $5/06$ گیگاهرتز، پرتو در محدوده‌ی زاویه‌ای -25° تا $+26^\circ$ درجه با حفظ قطبش دایروی می‌چرخد [۱۶].



شکل (۴-۱۶): تغییر فاز موج در یک نیمه سلول [۱۶]

طول خطوط ریزنواری در طرفین شکاف‌ها (شکل ۴-۱۵) برابر با ربع طول موج بوده، به طوری که هر یک از این خطوط نیز بتوانند فاز موج را 90° درجه تغییر دهند که به طور کلی موج از ابتدای سلول تا انتهای سلول یک اختلاف فاز 360° درجه پیدا کند. اگر اختلاف فازی که توسط هر سلول در موج ایجاد می‌شود، 360° نباشد، سبب می‌شود زمانی که سلول‌ها به عنوان آنتن در کنار هم قرار می‌گیرند، میدان‌های موج انتشاری از هر سلول با سلول کناری هم فاز نبوده و در راه دور اثر هم را

¹ Axial Ratio

خنثی کنند که موجب می شود پترن شکل نامناسبی پیدا کند.

۳-۴-۴ پویش پرتو به کمک دیودهای ورکتور با استفاده از یک پرش فرکانسی و حفظ قطبش دایروی

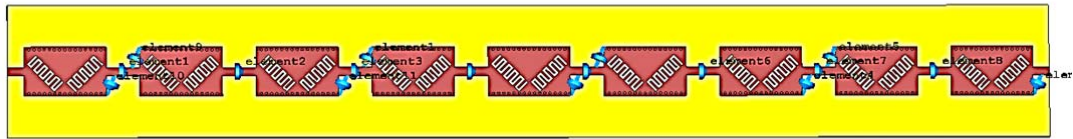
همان طور که بارها به آن اشاره شد؛ زاویه ی پرتوی تشعشعی یک آنتن موج نشتی نسبت به محور عمود بر صفحه ی آنتن، مطابق با رابطه ی (۴.۲) تابع ثابت فاز موج انتشاری در ساختار است. از طرفی برای ایجاد قطبش دایروی، میدان الکتریکی موج انتشاری باید دارای دو مولفه ی متعامد، با دامنه ی یکسان و اختلاف فاز ۹۰ درجه باشد. همان طور که می دانیم در یک خط انتقال، اختلاف فاز موج هنگام انتشار از یک نقطه به نقطه ی دیگر از رابطه ی زیر تبعیت می کند:

$$\Delta\varphi = -\beta l \quad (۷.۴)$$

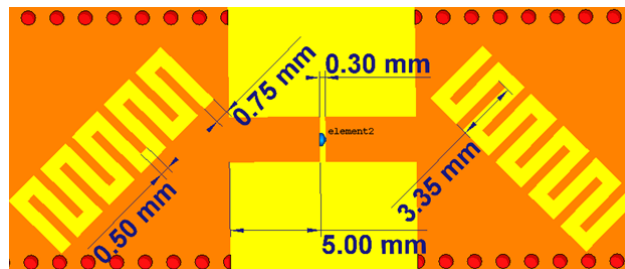
که l طولی از ساختار است که موج طی می کند.

برای چرخش پرتو باید به نحوی بتوان ثابت فاز را کنترل کرد. از طرفی برای حفظ قطبش دایروی، همچنان باید، اختلاف فاز ۹۰ درجه بین دو موج تشعشعی از دو شکاف حفظ شود و این در صورتی است که اگر ثابت فاز تغییر کند، ممکن است باعث ایجاد اختلاف فازی غیر از ۹۰ درجه شود. ما در این پایان نامه، پرتوی تابشی آنتن را با استفاده از دیودهای ورکتور می چرخانیم. اما چالش پیش رو این است که تغییر ثابت فاز ممکن است سبب از بین رفتن قطبش دایروی در هنگام چرخش پرتو شود. بنابراین جایی مناسب دیودهای ورکتور از اهمیت خاصی برخوردار است؛ به طوری که هم بتواند پرتو را کنترل کند و هم دایروی بودن قطبش آن را حفظ کند.

شکل (۴-۱۷) ساختار آنتن را به همراه دیودهای ورکتور نشان می دهد.



الف



ب

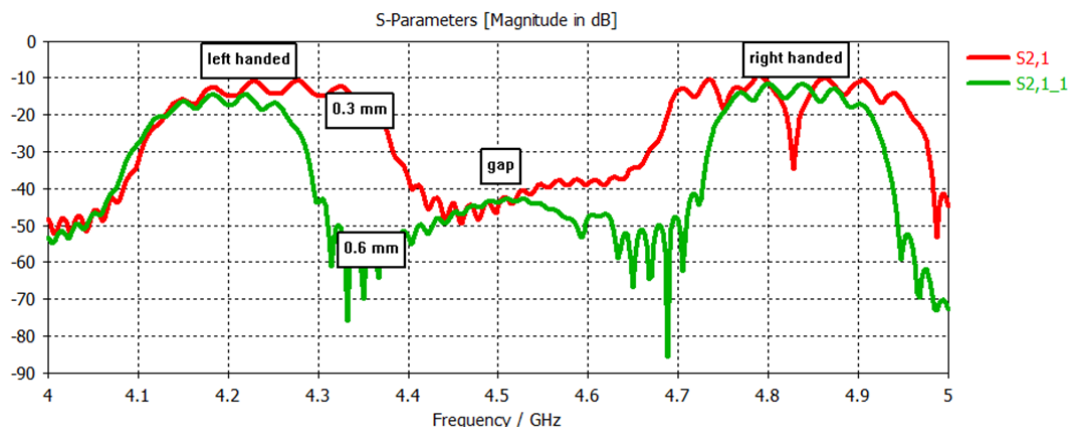
شکل (۴-۱۷): آنتن موج نشستی با قطبش دایروی و قابلیت پوشش پرتو در فرکانس ثابت

الف- کل ساختار که ۹ سلول است ب-بزرگنمایی سلولها و نمایش شکافی به طول ۰/۳ mm

همانطور که در شکل مشخص است؛ این آنتن با طول ۳۱۸/۴۸ mm دارای ۹ سلول است. زیرلایه‌ی مورد استفاده در این آنتن Rogers RT - duroid ۶۰۱۰ با ثابت دی‌الکتریک ۱۰/۲ و تانژانت تلفات ۰/۰۰۲۳ می‌باشد. ارتفاع زیرلایه ۱/۲۷ mm و عرض آن ۴۰/۵ mm است. قطر viaها ۰/۸ mm و فاصله‌ی مرکز هر via تا مرکز via بعدی برابر با ۱/۵۷ mm می‌باشد. در هر سلول طول قسمت SIW برابر با ۲۵/۱۲ mm و طول هر یک از خطوط ریز نواری ۵ mm است که در مجموع طول هر سلول ۳۵/۱۲ mm می‌شود.

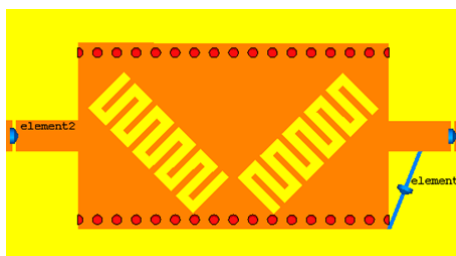
همان‌طور که گفته شد؛ ابعاد شکافها و فاصله‌ی آنها از هم طوری طراحی شده‌اند که فاز موج هنگام انتشار از مرکز یک شکاف تا مرکز شکاف بعدی در همان سلول، ۹۰ درجه تغییر می‌کند تا قطبش موج دایروی باشد. بنابراین افزودن دیویدهای و رکتور مانند شکل (۴-۴) به شکافها موجب از بین رفتن اختلاف فاز ۹۰ درجه بین دو مد متعامد تشعشعی از شکافها می‌شود. برای رفع این

مشکل، بین هر دو سلول را شکافی به عرض 0.3 mm ایجاد کردیم. عرض این شکاف بر بهبود عملکرد تشعشعی اثرگذار است. در شکل زیر مشاهده می‌شود که افزایش عرض شکاف در ساختار بدون خازن شکل (۴-۱۷)، ناحیه‌ی عدم انتشار را افزایش می‌دهد.

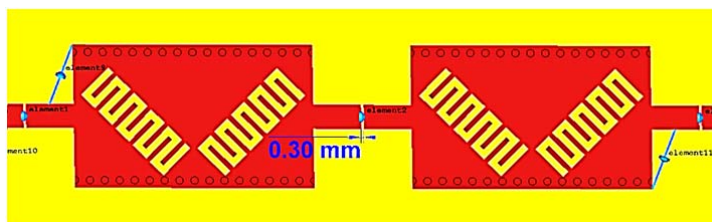


شکل (۴-۱۸): اثر عرض شکاف بر ناحیه‌ی نشت موج

این شکاف معادل با یک خازن سری در مدل خط انتقال مرکب CRLH عمل می‌کند. حال دیود ورکتور (Cse) را به طور موازی با این شکاف، به ساختار افزودیم. بنابراین دیودهای ورکتور بین هر دو سلول می‌توانند امپدانس سری خط (L_R و C_L در شکل ۴-۲) و در نتیجه فرکانس تشدید سری (رابطه‌ی ۵.۴) را در منحنی پراکندگی ساختار مرکب CRLH کنترل کنند. چون این دیود ورکتور به صورت موازی افزوده شده، بنابراین افزایش ظرفیت خازنی آن، سبب کاهش فرکانس تشدید سری می‌شود. از طرفی هر سلول مطابق با شکل (۴-۱۷) از یک دیود ورکتور دیگر نیز تاثیر می‌پذیرد. که نحوه‌ی اتصال آن در شکل (۴-۱۹) مشخص است.



الف



ب

شکل (۴-۱۹): نحوه‌ی اتصالات دیودهای وکتور

الف- یک سلول ب- دو سلول

دیود و رکتور دوم (Csh) هم باید طوری به ساختار افزوده شود که تنظیمات فازی شکاف‌ها را برهم نزنند. به همین علت یک سر آن به خط ریزنواری سلول و سر دیگر آن به *Via*ها (در واقع زمین) متصل است. بنابراین قادر خواهد بود تا ادمیتانس موازی ساختار (C_R و L_L در شکل ۴-۲) و در نتیجه فرکانس تشدید موازی (رابطه‌ی ۶.۴) را در منحنی پراکندگی ساختار کنترل کند. چون این دیود و رکتور به صورت موازی افزوده شده، بنابراین افزایش ظرفیت خازنی آن، سبب کاهش فرکانس تشدید موازی می‌شود.

بدین ترتیب توانسته‌ایم ثابت فاز را طوری کنترل کنیم که اختلاف فاز ۹۰ درجه بین دو مد متعامد تشعشعی از شکاف‌ها حفظ شود و با تغییر ثابت فاز (جابه‌جایی منحنی پراکندگی ناشی از تغییر مقدار دیودهای و رکتور) و در نتیجه چرخش پرتو، قطبش همچنان دایروی باقی بماند. نکته‌ی دیگر این که؛ سعی شده است تا از حداقل تعداد ممکن دیود و رکتور برای کنترل پرتو استفاده شود.

جدول (۴-۴) و (۵-۴) مقادیر ظرفیت خازنی دیودهای ورکتور و تغییرات ثابت فاز و زاویه ی پرتو

را نشان می دهد.

جدول (۴-۴) : مقادیر ظرفیت های خازنی مورد استفاده برای چرخش پرتو در فرکانس ۴/۱ گیگاهرتز (ناحیه ی چپگرد)

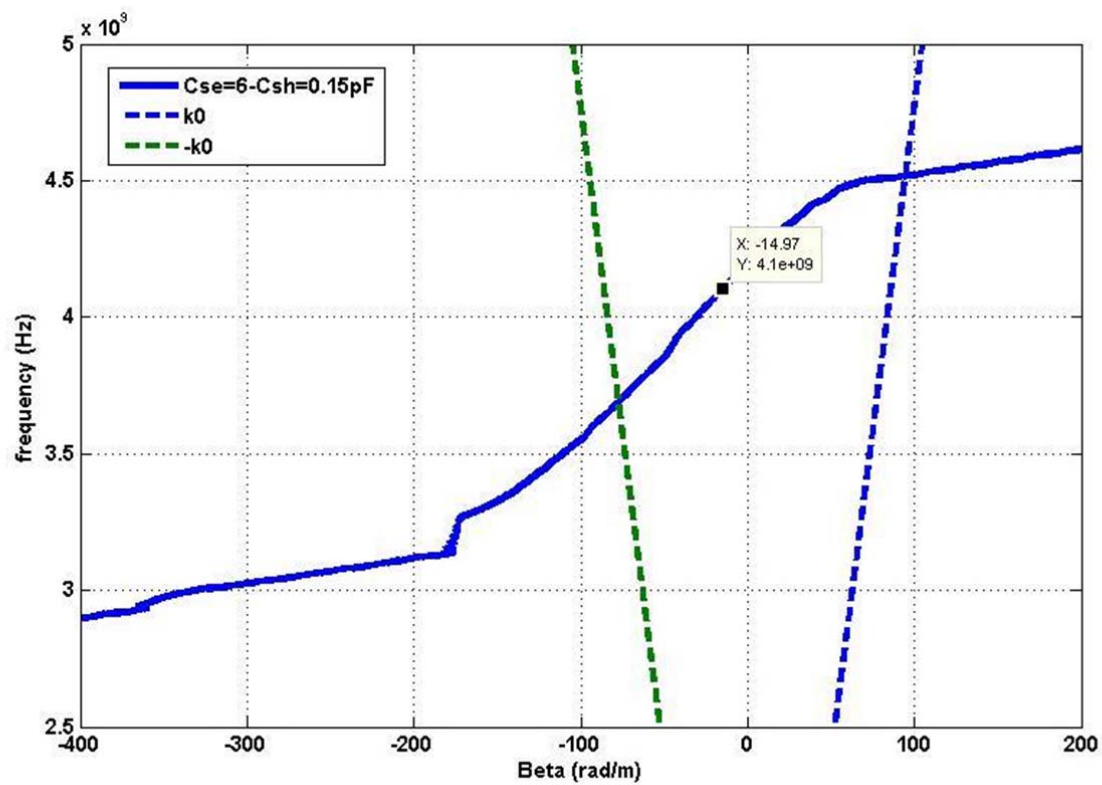
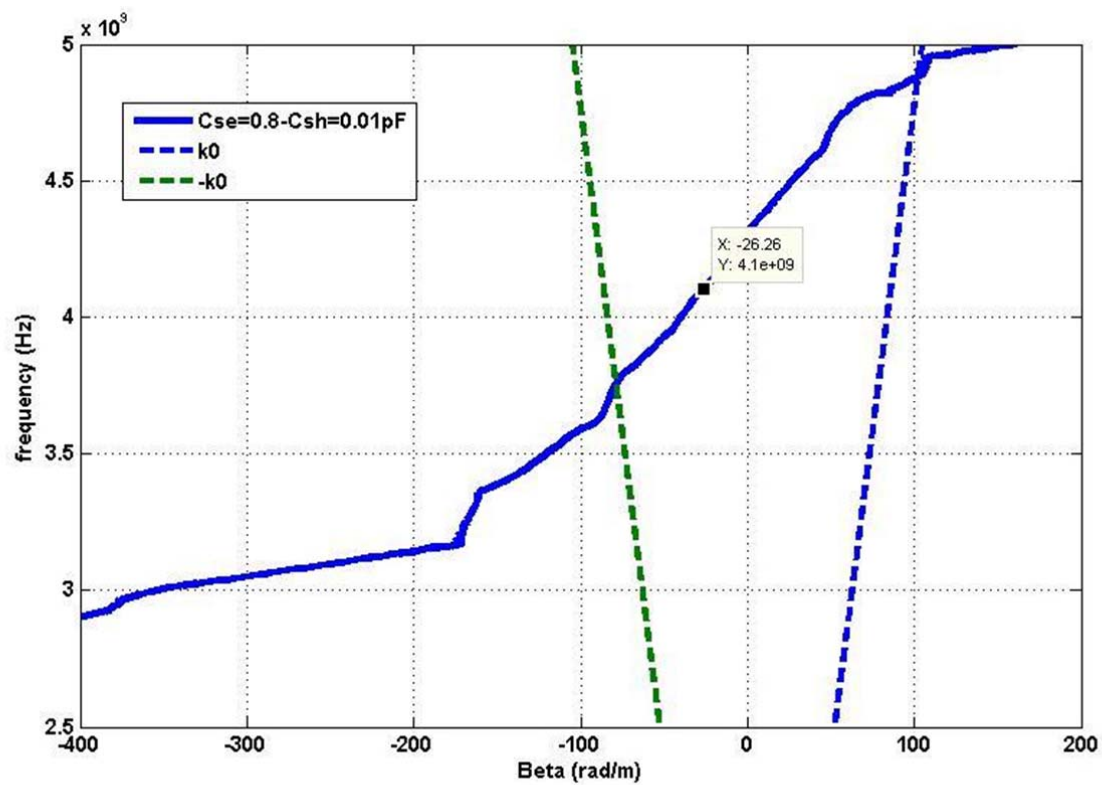
مرحله	Cse (pF)	Csh (pF)	β $f = 4.1 \text{GHz}$	θ (از رابطه ی ۴.۱)	θ (از شبیه سازی)
۱	۰.۸	۰.۰۱	-۲۶.۲۶	-۱۷.۸۰	-۲۱
۲	۱.۵	۰.۰۱	-۲۶.۱۵	-۱۷.۷۲	-۱۸
۳	۲.۵	۰.۰۹	-۲۱.۰۴	-۱۴.۱۸	-۱۴
۴	۴.۵	۰.۱	-۲۰.۷۱	-۱۳.۹۵	-۱۳
۵	۵	۰.۱۲	-۱۸.۵۶	-۱۲.۴۸	-۱۲
۶	۵.۵	۰.۱۲	-۱۸.۲۵	-۱۲.۲۷	-۱۱
۷	۵.۶	۰.۱۴	-۱۵.۶۹	-۱۰.۵۲	-۱۰
۸	۶	۰.۱۵	-۱۴.۹۷	-۱۰.۰۳	-۹
۹	۷	۰.۱۸	-۱۰.۳۶	-۶.۹۲	-۵

جدول (۵-۴) : مقادیر ظرفیت های خازنی مورد استفاده برای چرخش پرتو در فرکانس ۴/۴ گیگاهرتز (ناحیه ی راستگرد)

مرحله	Cse (pF)	Csh (pF)	β $f = 4.4 \text{GHz}$	θ (از رابطه ی ۴.۱)	θ (از شبیه سازی)
۱	۰.۸	۰.۰۱	+۱۲.۶۹	+۷.۹۱	+۴
۲	۱.۵	۰.۰۱	+۱۳.۵۶	+۸.۴۶	+۸
۳	۲.۵	۰.۰۹	+۲۰.۴۸	+۱۲.۸۴	+۱۲
۴	۴.۵	۰.۱	+۲۰.۹۸	+۱۳.۱۶	+۱۵
۵	۵	۰.۱۲	+۲۵.۳۳	+۱۵.۹۵	+۱۷
۶	۵.۵	۰.۱۲	+۲۵.۶۴	+۱۶.۱۵	+۱۷
۷	۵.۶	۰.۱۴	+۳۴.۳۰	+۲۱.۸۵	+۲۱
۸	۶	۰.۱۵	+۳۶.۸۶	+۲۳.۵۷	+۲۱

در شکل (۴-۲۰) تغییرات منحنی پراکندگی ناشی از افزایش همزمان هر دو دسته دیود ورکتور

برای مرحله ی ۱ و ۸ جدول (۴-۴) نمایش داده شده است.



شکل (۴-۲۰): تغییرات منحنی پراکندگی ناشی از تغییرات دیودهای ورکتور در آنتن شکل (۴-۱۷)

در جدول (۴-۶) مشخصات چرخش پرتو در فرکانس ۴/۱ گیگاهرتز به همراه جزییات ثبت شده است. همان‌طور که مشاهده می‌شود؛ با انتخاب مناسب مقادیر دیود ورکتور می‌توان بدون نیاز به مدار تطبیق، بهره‌ی آنتن و تلفات بازگشتی را به جز در نزدیکی تشعشع پهلواش در سطح مطلوبی حفظ کرد. وقتی به تابش پهلواش نزدیک می‌شویم، افزایش ظرفیت‌های خازنی سبب برهم زدن تطبیق آنتن می‌شود. با توجه به جدول زیر، همان‌طور که در مرحله‌ی ۹ مشاهده می‌شود؛ آنتن تطبیق نبوده و نیاز به مدار تطبیق دارد. اما افزودن مدار تطبیق به چنین آنتنی پیچیدگی‌هایی نیز دارد. چرا که در هر مرحله با تغییر مقادیر دیودهای ورکتور، امپدانس ساختار نیز تغییر می‌کند و باید شبکه‌ی تطبیق طوری باشد که در همه‌ی مراحل ۱ تا ۹ بتواند تطبیق امپدانس مناسبی برقرار کند.

از طرفی برای گذر پرتو از ناحیه‌ی چپ به راست، باید مقادیر دیودهای ورکتور را افزایش داد تا منحنی پراکندگی پایین آمده و پرتو به ناحیه‌ی راستگرد هدایت شود. ولی افزایش بیشتر دیودهای ورکتور، تطبیق آنتن را برهم می‌زند.

برای رفع این مشکل از یک پرش فرکانسی استفاده می‌کنیم. بدین معنی که از زاویه‌ی ۲۱- تا ۹- درجه را در فرکانس ۴/۱ گیگاهرتز با استفاده از مقادیر جدول (۴-۴) می‌چرخانیم. سپس برای هدایت پرتو در محدوده‌ی زاویه‌ای مثبت، فرکانس را از ۴/۱ گیگاهرتز به ۴/۴ گیگاهرتز تغییر داده و سپس با استفاده از مقادیر جدول (۴-۵)، پرتو را از زاویه‌ی ۴+ تا ۲۱+ درجه می‌چرخانیم. در جدول (۴-۷) مشخصات چرخش پرتو در فرکانس ۴/۴ گیگاهرتز به همراه جزییات ثبت شده است.

مزیت این روش این است که اولاً نیازی به طراحی شبکه‌ی تطبیق نیست و ثانیاً نسبت به چرخش تماماً فرکانسی، تنها یک پرش فرکانسی، آن هم با اختلاف ۰/۳ گیگاهرتز، برای چرخش در محدوده‌ی ۲۱- تا ۲۱+ درجه نیاز داریم. در صورتی که برای همین ساختار در [۱۶] برای چرخش فرکانسی پرتو در محدوده‌ی ۲۵- تا ۲۶+ درجه، نیازمند تغییر فرکانس در بازه‌ی ۴/۳۶ تا ۵/۰۶ گیگاهرتز بوده است.

جدول (۶-۴): مشخصات چرخش پرتو در فرکانس ۴/۱ گیگاهرتز (ناحیه ی عقب سو)

مرحله	Cse (PF)	Csh (PF)	θ (degree)	Realized gain(dB)	VSWR	Axial Ratio(dB)
۱	۰.۸	۰.۰۱	-۲۱	۵.۰۵	۳.۳۴	۸.۰۸
۲	۱.۵	۰.۰۱	-۱۸	۴.۶۵	۴.۰۱	۳.۷۸
۳	۲.۵	۰.۰۹	-۱۴	۶.۴۱	۲.۱۹	۲.۷۱
۴	۴.۵	۰.۱	-۱۳	۵.۹۴	۲.۹۴	۱.۹۵
۵	۵	۰.۱۲	-۱۲	۵.۸	۳.۰۲	۲.۱۹
۶	۵.۵	۰.۱۲	-۱۱	۵.۹۱	۲.۹۰	۱.۹۸
۷	۵.۶	۰.۱۴	-۱۰	۶.۳	۲.۳۸	۳.۰۷
۸	۶	۰.۱۵	-۹	۶.۴۱	۲.۳۵	۴.۱۰
۹	۷	۰.۱۸	-۵	۲.۴۵	۸.۱۴	۴.۹۴

جدول (۷-۴): مشخصات چرخش پرتو در فرکانس ۴/۴ گیگاهرتز (ناحیه ی جلوسو)

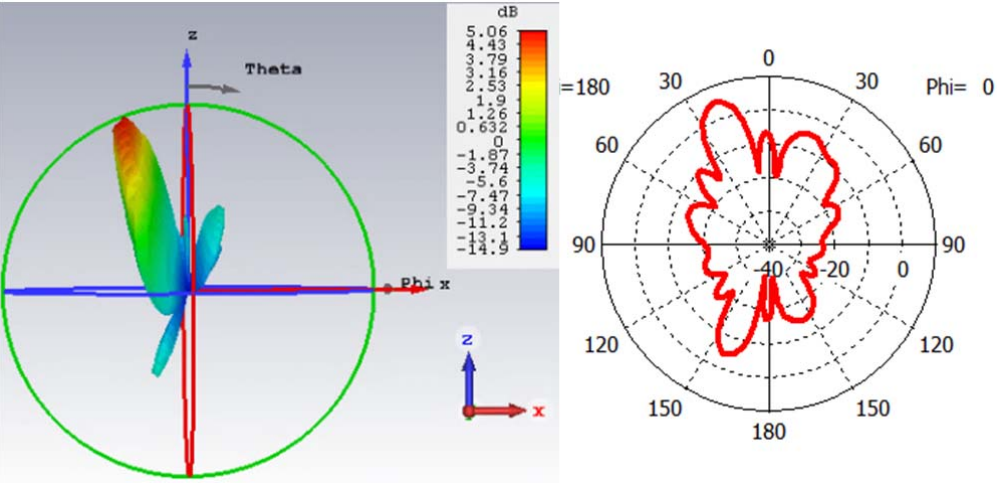
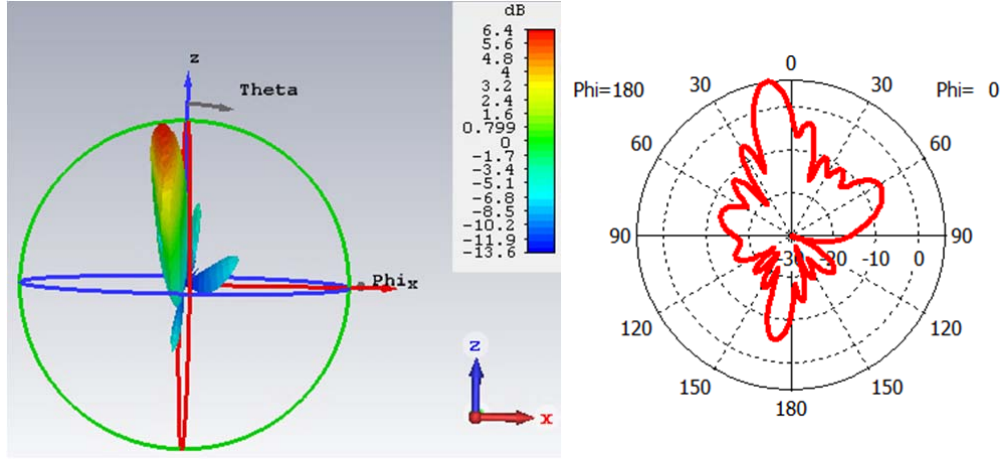
مرحله	Cse (PF)	Csh (PF)	θ (degree)	Realized gain(dB)	VSWR	Axial Ratio(dB)
۱	۰.۸	۰.۰۱	+۴	۲.۸۹	۳.۶۹	۲.۷۰
۲	۱.۵	۰.۰۱	+۸	۴.۴۴	۲.۹۵	۳.۱۴
۳	۲.۵	۰.۰۹	+۱۲	۵.۱۳	۲.۲۹	۱.۸۳
۴	۴.۵	۰.۱	+۱۵	۵.۰۰	۲.۷۰	۲.۱۷
۵	۵	۰.۱۲	+۱۷	۵.۵۶	۱.۵۵	۲.۱۳
۶	۵.۵	۰.۱۲	+۱۷	۵.۵۹	۱.۵۴	۲.۲۰
۷	۵.۶	۰.۱۴	+۲۱	۴.۲۱	۲.۱۶	۳.۰۹
۸	۶	۰.۱۵	+۲۱	۱.۶۲	۵.۰۶	۵.۳۵

همان طور که در جداول (۶-۴) و (۷-۴) مشخص است در محدوده ی زاویه ای ۱۸- تا ۲۱+ با

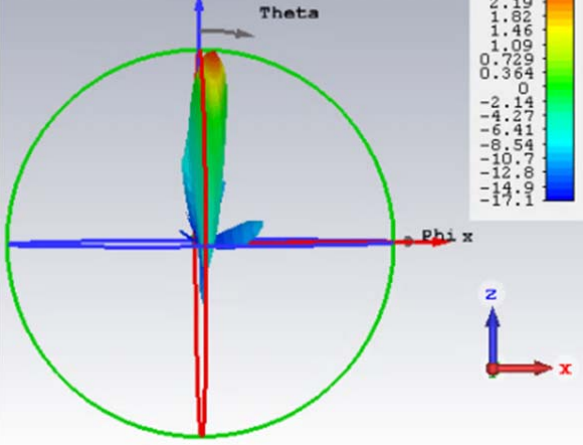
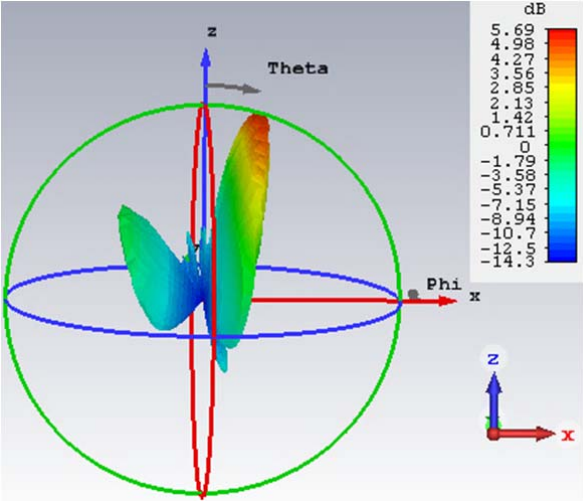
چرخش پرتو، قطبش دایروی حفظ شده است.

جداول (۸-۴) و (۹-۴) پرتوی تشعشعی نرمالیزه شده ی آنتن را نمایش می دهد.

جدول (۴-۸): چرخش پرتوی تشعشعی در فرکانس ۴/۱ گیگاهرتز در ناحیهی عقب‌سو

	پرتوی تشعشعی نرمالیزه شده	بهره تحقق یافته
Csc= ۰.۸ pF Csh= ۰.۰۱ pF		
Csc= ۶ pF Csh= ۰.۱۵ pF		

جدول (۴-۹): چرخش پرتوی تشعشعی در فرکانس ۴/۴ گیگاهرتز در ناحیه‌ی جلوسو

	پرتوی تشعشعی نرمالیزه شده	بهره تحقق یافته
Cse = ۰.۸ pF Csh = ۰.۰۱ pF		

فصل پنجم

نتیجه گیری و ارائه‌ی پیشنهادات

۵-۱ جمع بندی و نتیجه گیری

در این پایان نامه پژوهشی بر هدایت پرتوی آنتن بدون نیاز به گرداننده‌های مکانیکی انجام شده است.

ساختار معرفی شده، یک آنتن موج نشتی مبتنی بر فرامواد است که قابلیت چرخش پرتو در هر سه ناحیه‌ی عقب‌سو، پهلواش و جلوسو را داراست. در این پروژه، پرتو به کمک دیودهای ورکتور کنترل می‌شود. از آنجا که در یک آنتن موج نشتی، زاویه‌ی پرتوی تابشی تابعی از ثابت فاز است، بنابراین در ابتدا منحنی پراکندگی و اثر تغییرات دیودهای ورکتور بر ثابت فاز به طور کامل مورد بررسی واقع شد. که پرتوی آنتن مورد نظر در محدوده‌ی زاویه‌ای 53° تا 39° درجه با حفظ بهره در سطح مطلوب، چرخانده شد.

در قسمت بعدی چالش حفظ قطبش دایروی در حین چرخش پرتو به مسئله اضافه شد. در این قسمت نیز به کمک تحلیل‌های قسمت قبلی و با استفاده از دیودهای ورکتور و البته با یک پرش فرکانسی موفق شدیم پرتو را در محدوده‌ی زاویه‌ای 21° تا 21° درجه بچرخانیم که در محدوده‌ی 18° تا 21° درجه قطبش دایروی حفظ شد.

۵-۲ ارائه‌ی پیشنهادات برای کارهای آینده

در ادامه‌ی این پژوهش، می‌توان به بهبود ساختارها و روش‌های ارائه شده پرداخت. از جمله بهبودهای مورد نیاز در این ساختار، افزایش بهره و بازدهی آنتن و کاهش سطح گلبرگ‌های جانبی است. همچنین می‌توان اقداماتی در راستای افزایش محدوده‌ی چرخش پرتو که قطبش نیز همچنان دایروی باقی مانده باشد، انجام داد. مسالیه‌ی طراحی یک شبکه‌ی بایاس DC برای دیودهای ورکتور نیز می‌تواند مورد بررسی قرار گیرد.

علاوه بر این‌ها می‌توان به معرفی ساختارهای جدیدی پرداخت که با روش‌های دیگری ایجاد قطبش دایروی می‌کنند و یا ساختارهایی که با اهرم دیگری غیر از دیود ورکتور پرتو را هدایت می‌کنند.

همچنین طراحی یک شبکه‌ی تطبیق برای آنتن‌هایی با قابلیت چرخش پرتو از اهمیت ویژه‌ای برخوردار است که می‌تواند مورد بررسی قرار گیرد.

- [١] Balanis, C.A.,(٢٠٠٨) "**modern antenna handbook**", *A John Wiley & Sons*.
- [٢] Caloz, C. and T. Itoh,(٢٠٠٥), "**Electromagnetic metamaterials:transmission line theory and microwave applications**", John Wiley & Sons.
- [٣] Jackson, D.R. and A.A. Oliner, (٢٠٠٨), "**Leaky-Wave Antennas**", in *Modern Antenna Handbook*.
- [٤] Jackson, D.R., C. Caloz, and T. Itoh, (٢٠١٢), "**Leaky-wave antennas**". *Proceedings of the IEEE*,. ١٠٠, ٧, pp. ٢١٩٤-٢٢٠٦.
- [٥] Du Preez, J. and S. Sinha, (٢٠١٦), "**Millimeter-Wave Antennas: Configurations and Applications**", Springer.
- [٦] Ban, Y.J., (٢٠١٠), "**Tunable Ferrite Phase Shifters Using Substrate Integrated Waveguide Technique**", École Polytechnique de Montréal.
- [٧] Farrall, A.J., (٢٠١٥), "**Rotated Half-Mode Substrate Integrated Waveguide and other Planar Integrated Structures**", University of Kent.
- [٨] Dong, Y. and T. Itoh, (٢٠١١), "Composite right/left-handed substrate integrated waveguide and half mode substrate integrated waveguide leaky-wave structures". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* .٥٩, ٣, pp. ٧٦٧-٧٧٥.
- [٩] Jin, C., M. Mujumdar, and A. Alphones, (٢٠١٣), "Broadband beam scanning circularly-polarised leaky-wave antenna based on modified substrate integrated waveguide". *Electronics Letters*, ٤٩, ٥, pp. ٣١٦-٣١٨.
- [١٠] Lyu, Y.-L., et al., (٢٠١٧), "Periodic SIW Leaky-Wave Antenna With Large Circularly Polarized Beam Scanning Range." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*,. ١٦: pp. ٢٤٩٣-٢٤٩٦.
- [١١] Suntives, A. and S.V. Hum.,(٢٠١١), "An electronically tunable half-mode substrate integrated waveguide leaky-wave antenna." , *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the ٥th European Conference on IEEE*.
- [١٢] Fu, J., et al., (٢٠١٢), "Metamaterial based electronically-scanned circularly-polarized LWA"., *IEEE Transactions on Magnetics*, ٤٨, ١١ , pp. ٤٣٠١-٤٣٤١.
- [١٣] Dong, Y. and T. Itoh. (٢٠١٠), "Realization of a composite right/left-handed leaky-wave antenna with circular polarization.", *Microwave Conference Proceedings (APMC), ٢٠١٠ Asia-Pacific IEEE*.

- [١٤] Kodera, T. and C. Caloz, (٢٠٠٩), "Uniform ferrite-loaded open waveguide structure with CRLH response and its application to a novel backfire-to-endfire leaky-wave antenna". *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, ٥٧, ٤, pp. ٧٨٤-٧٩٥.
- [١٥] Saghati, A.P., M.M. Mirsalehi, and M.H. Neshati, (٢٠١٤), "A HMSIW circularly polarized leaky-wave antenna with backward, broadside, and forward radiation." *IEEE Antennas and Wireless propagation letters*, ١٣, pp. ٤٥١-٤٥٤.
- [١٦] Lee, H., et al.,(٢٠١٥), "A compact single radiator CRLH-inspired circularly polarized leaky-wave antenna based on substrate-integrated waveguide". *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, ٦٣, ١٠, pp. ٤٥٦٦-٤٥٧٢.
- [١٧] Sánchez-Escuderos, D., et al.,(٢٠١٦), "Low-loss circularly polarized periodic leaky-wave antenna". *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, ١٥: pp. ٦١٤-٦١٧.

Abstract:

Frequency beam scanning is the inherent characteristics of the leaky wave antenna. Today, beam scanning has special importance in Search Radar. Some systems operate at a specific frequency, due to limitations. Therefore, frequency beam scanning is not efficient in these systems. But if the beam is controlled by another parameter except frequency, such as the varactor diode bias, or magnetic excitation of ferrite materials and ... , so the antenna will use in more systems.

In this project, the beam of the leaky wave antenna is controlled using variable capacitor (varactor diode) in the angular range -53° to $+39^\circ$ degrees at a specific frequency. It should be noted that we need metamaterial structures for negative angles. Here it is possible by using the Substrate Integrated Waveguide. It is important that the realized gain is kept at the desirable level at all angles during beam scanning. Also, capacitor values are selected to minimize return loss.

Then, in the second part, we introduce the structure of the leaky wave antenna, which, in addition to the beam scanning capability, also has a circular polarization, So that the circular polarization remains during beam scanning in a large part of the scanned area. The challenge in the constant-frequency beam scanning of a circular polarized antenna is that the polarization is not maintained due to the change of phase constant. In this thesis, the beam of the antenna is steered by a frequency jump and using varactor diode in the angular range -21° to $+21^\circ$ degrees, which maintains circular polarization in -18° to $+21^\circ$ degrees. In this section, realized gain is kept at the desirable level during beam scanning without matching network. It has been tried to use the lowest number of varactor diode as possible as.

Key words: Beam Scanning , Circularly Polarization , Leaky wave antenna , Metamaterial , Substrate Integrated Waveguide (SIW)



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotics Engineering

M.Sc. Thesis in

Electromagnetic Wave and Field Engineering

**Design and Simulation of Circularly Polarized Leaky-
Wave Antenna with Beam Scanning**

By: Mahya Attari

Supervisor:

Dr. Javad Ghalibafan

January ۲۰۱۸