

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ



دانشکده مهندسی برق و رباتیک
پایان نامه کارشناسی ارشد مهندسی مخابرات میدان و موج

طراحی و شبیه سازی آنتن موج نشستی به کمک ساختارهای متامتریال کنترل پذیر توسط
ماده مغناطیسی

نگارنده: الهه کارگر برنتی

استاد راهنما
دکتر جواد قالیبافان

دی ۱۳۹۶

تقدیم به

خانواده‌ی عزیزم به پاس حمایت‌های بی‌دریغ‌شان

تشکر و قدردانی

از استاد راهنما گرامی، آقای دکتر قالیبافان بخاطر دقت نظر، انگیزه بخشی و راهنمایی ارزشمندشان

در انجام این پژوهش، بسیار سپاسگزارم.

تعهد نامه

اینجانب الهه کارگر برنتی دانشجوی دوره کارشناسی ارشد رشته مهندسی برق- مخابرات میدان و موج دانشکده برق و رباتیک دانشگاه صنعتی شاهرود نویسنده پایان نامه طراحی و شبیه سازی آنتن موج نشستی به کمک ساختارهای متامتریال کنترل پذیر توسط ماده مغناطیسی تحت راهنمایی دکتر جواد قالبافان متعهد می شوم:

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

تاریخ

امضای دانشجو

مالکیت نتایج و حق نشر

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

* متن این صفحه نیز باید در ابتدای نسخه های تکثیر شده پایان نامه وجود داشته باشد .

چکیده

در دهه‌های اخیر با پیدایش و معرفی ساختارهای فرامواد پژوهش‌های زیادی به منظور کاربرد این ساختارها در حوزه‌های مختلف علم فیزیک، مهندسی میکروویو و اپتیک انجام شده است. فرامواد که ساختارهای مصنوعی با گذردهی الکتریکی و نفوذپذیری مغناطیسی همزمان منفی در یک محدوده‌ی فرکانسی هستند، دارای رفتارهای الکترومغناطیسی غیرعادی مانند چپگردی موج می باشند. یکی از محدودیت‌های ساختارهای فرامواد کم بودن پهنای باند و عدم تنظیم‌پذیری است. تنظیم پذیر کردن ساختار فرامواد علاوه بر افزایش درجه‌ی آزادی برای کنترل رفتار الکترومغناطیسی و پراکندگی ساختار مشکل کم بودن پهنای باند را نیز برطرف می‌کند.

در این پایان نامه یک آنتن موج نشتی فراموادی قابل تنظیم متشکل از سلول‌های مرکب چپگرد-راستگرد با قابلیت چرخش پرتوی تشعشعی در ناحیه‌ی مستقیم و عقبگرد به منظور کاربرد در باند X طراحی و ارائه شده است. در این طرح، تنظیم پذیری با استفاده از ماده‌ی مغناطیسی فریت تحقق یافته است. با تغییر بایاس مغناطیسی خارجی نفوذپذیری مؤثر و در نتیجه ثابت فاز و راستای تابش آنتن تغییر می‌کند.

در بسیاری از آنتن‌های موج نشتی پویش پرتو با تغییر فرکانس صورت می‌گیرد که در کاربردهای باند باریک که یک فرکانس کاری ثابت موردنظر است، مطلوب نمی‌باشد. در آنتن ارائه شده علاوه بر پویش فرکانسی، پویش پیوسته پرتو با تغییر بایاس مغناطیسی در فرکانس ثابت نیز صورت می‌گیرد.

کلمات کلیدی: آنتن موج نشتی ، فرامواد، ماده مغناطیسی

مقاله مستخرج از پایان نامه

الهه کارگر برنتی، جواد قالیبافان، "آنتن موج نشتی فراموادی تنظیم پذیر با ماده مغناطیسی"، پنجمین

کنفرانس الکترومغناطیس مهندسی ایران، ۱۳۹۶، دانشگاه شهید رجایی تهران

کد مقاله: iceem2017-01560115

E. kargar Berneti, J. Ghalibafan, "Tunable Ferrite-based Metamaterial Structure and Its Application to a Leaky-Wave Antenna," Journal of Magnetism and Magnetic Materials (Submitted)

فهرست مطالب

فصل ۱: مقدمه	۱
۱-۱- معرفی هدف و ساختار پایان نامه	۲
۲-۱- فرامواد	۳
۳-۱- خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد	۴
۴-۱- کاربرد فرامواد	۹
۵-۱- فرامواد تنظیم پذیر	۱۱
۶-۱- آنتن موج نشی	۱۳
فصل ۲: تحلیل موجبر مجتمع شده در زیرلایه فریت	۱۷
۱-۲- موجبر مجتمع شده در زیرلایه	۱۸
۲-۲- تحلیل موجبر پرشده با فریت	۲۱
فصل ۳: طراحی و شبیه سازی آنتن موج نشی	۲۷
۱-۳- مقدمه	۲۸
۲-۳- معرفی و تحلیل ساختار خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد با زیرلایه مغناطیسی	۲۸
۳-۳- ساختار آنتن موج نشی متناوب	۳۲
۴-۳- خلاصه روش طراحی ساختار آنتن موج نشی تنظیم پذیر پیشنهادی	۳۵
۵-۳- نتایج شبیه سازی	۳۹
فصل ۴: نتیجه گیری و ارائه پیشنهادات آینده	۵۱

۴-۱- جمع بندی و نتیجه گیری..... ۵۲

۴-۲- پیشنهادها برای کارهای آینده..... ۵۳

منابع و مراجع..... ۵۴

فهرست شکل ها

- شکل (۱-۱) اولین ساختارهای چیگرد، ترکیب آرایه میله های موازی و آرایه SRR [۱] ۴
- شکل (۲-۱) مدل مداری خط انتقال : (الف) راستگرد خالص (ب) چیگرد خالص ۴
- شکل (۳-۱) (الف) مدل مداری خط مرکب چیگرد-راستگرد (ب) یک نمونه سلول واحد مرکب چیگرد-راستگرد ۵
- شکل (۴-۱) منحنی پراکندگی خط انتقال (الف) راستگرد خالص (ب) چیگرد خالص (ج) مرکب چیگرد-راستگرد ۸
- شکل (۵-۱) کاربرد خط مرکب (الف) فشرده سازی جاذب (ب) دوبانده کردن داپلکسر (ج) پهن باند کردن آنتن ۱۰
- شکل (۶-۱) (الف) مدهای تشدید در یک تشدیدکننده خط مرکب انتها مدار باز شده (ب) منحنی تغییرات ثابت انتشار بر حسب فرکانس در خط مرکب متوازن ۱۱
- شکل (۷-۱) اولین نمونه آنتن موج نشتی: یک موجبر مستطیلی با یک شکاف پیوسته روی یکی از دیواره های جانبی ۱۳
- شکل (۸-۱) شماتیک آنتن موج نشتی ۱۵
- شکل (۱-۲) موجبر مجتمع شده در زیرلایه با بایاس عمود بر ساختار ۱۹
- شکل (۲-۲) خطوط میدان چند مد مختلف در موجبر مستطیلی (میدان الکتریکی با خط صاف و میدان مغناطیسی با خط چین مشخص شده اند) ۱۹
- شکل (۳-۲) جریان سطحی روی دیواره جانبی موجبر مستطیلی در چند مد مختلف ۲۰
- شکل (۴-۲) ساختار موجبر با مغناطیس شدگی در جهت عمود بر راستای انتشار ۲۱
- شکل (۵-۲) منحنی نفوذپذیری مؤثر فریت در چند بایاس مختلف ۲۵

شکل (۲-۶) بایاس $H_0=300$ Oe (الف) نفوذپذیری مؤثر بر حسب فرکانس (ب) ثابت فاز بر حسب فرکانس

۲۶.....

شکل (۳-۱) (الف) خط مرکب چپگرد-راستگرد مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه و شکاف انگشتی

(ب) سلول واحد؛ $w=10.135\text{mm}, p=8.2\text{mm}, l=3.3\text{mm}, w_2=0.33\text{mm}, w_1=0.45\text{mm}$ ۲۹

شکل (۳-۲) خط مرکب چپگرد-راستگرد (الف) مدار معادل متقارن سلول واحد (ب) منحنی پراکندگی

۲۹.....

شکل (۳-۳) تغییر منحنی نفوذپذیری مؤثر با میدان بایاس خارجی در محدوده فرکانس کاری ساختار

۳۰.....

شکل (۳-۴) نمودار اندازه S_{21} : اثر طول شکاف انگشتی بر ناحیه چپگرد ساختار پیشنهادی..... ۳۱

شکل (۳-۵) منحنی پراکندگی ساختار پیشنهادی به ازای چندین طول شکاف انگشتی

مختلف؛ $l=3\text{mm}, l=3.4\text{mm}, l=3.9\text{mm}$ ۳۱

شکل (۳-۶) نمودار اندازه S_{21} : اثر عرض (w_2) شکاف انگشتی بر ناحیه چپگرد ساختار پیشنهادی ۳۲

شکل (۳-۷) منحنی پراکندگی ساختار متناوب مبتنی بر موجبر مستطیلی در مد غالب..... ۳۴

شکل (۳-۸) نمودار تغییرات نفوذپذیری مؤثر ($\mu_{\perp}$) بر حسب میدان بایاس خارجی (H_0) به ازای

مقادیر مختلف مغناطیس شدگی اشباع ($4\pi M_s$) در فرکانس ثابت $f=11.8\text{GHz}$ ۳۷

شکل (۳-۹) (الف) نمودار نفوذپذیری مؤثر بر حسب فرکانس در چند بایاس مختلف با مغناطیس شدگی

اشباع $4\pi M_s = 1730\text{Gaus}$ (ب) بزرگنمایی شده شکل (الف)..... ۳۸

شکل (۳-۱۰) منحنی پراکندگی خط مرکب چپگرد-راستگرد معرفی شده در چند بایاس مختلف

استخراج شده از شبیه سازی تمام موج..... ۴۰

شکل (۳-۱۱) توزیع دامنه میدان الکتریکی در خط مرکب چپگرد-راستگرد..... ۴۱

شکل (۳-۱۲) منحنی پراکندگی استخراج شده به روش فاز S_{21} و زاویه ی بیم آنتن در بایاس $H_0=600$

Oe..... ۴۲

شکل (۳-۱۳) پترن تشعشعی سه بعدی آنتن موج نشتی پیشنهادی (الف) صفحه $\varphi = 0$ (ب) صفحه

۴۳ $\varphi = 90$

شکل (۳-۱۴) تغییرات زاویه بیم آنتن پیشنهادی با تغییر بایاس مغناطیسی در فرکانس ثابت $f=9.8\text{GHz}$

۴۴

شکل (۳-۱۵) تغییرات زاویه بیم آنتن پیشنهادی با تغییر بایاس مغناطیسی در فرکانس

ثابت $f=13.4\text{GHz}$ ۴۴

شکل (۳-۱۶) پترن تشعشعی آنتن پیشنهادی در فرکانس ثابت $f=11.85\text{GHz}$ با تغییر بایاس

مغناطیسی: (الف) $H_0=100\text{ Oe}$ (ب) $H_0=800\text{ Oe}$ (ج) $H_0=2000\text{ Oe}$ (د) $H_0=2150\text{ Oe}$ ۴۵

شکل (۳-۱۷) نمودار زاویه بیم آنتن بر حسب بایاس مغناطیسی در چند فرکانس مختلف ۴۵

شکل (۳-۱۸) اسکن فرکانسی در بایاس ثابت $H_0=100\text{ Oe}$ ۴۶

شکل (۳-۱۹) اسکن فرکانسی در بایاس ثابت $H_0=2150\text{ Oe}$ ۴۷

شکل (۳-۲۰) نمودار تلفات برگشتی آنتن پیشنهادی در بایاس $H_0=800\text{ Oe}$ ۴۹

شکل (۳-۲۱) توزیع دامنه میدان الکتریکی در فرکانس $f=11.85\text{GHz}$ در بایاس (الف) $H_0=300\text{ Oe}$

(ب) $H_0=2150\text{ Oe}$ ۴۹

فهرست جدول ها

جدول (۱-۳) ابعاد ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه بر حسب میلی متر ۳۹

جدول (۲-۳) نتایج مربوط به بهره ، زاویه پرتو و پترن تشعشعی آنتن با تغییرات فرکانس در بایاس

ثابت $H_0=800$ Oe ۴۸

فصل ۱

مقدمه

۱-۱- معرفی هدف و ساختار پایان نامه

در دهه های اخیر پیشرفت های زیادی در زمینه های مخابرات بیسیم صورت گرفته است. آنتن ها به عنوان یکی از اجزای اصلی سیستم های مخابرات بیسیم تأثیر مستقیمی بر نحوه عملکرد و محدودیت های این سیستم ها دارند. در این پایان نامه به طراحی و تحلیل ساختار آنتن موج نشتی می پردازیم که در آن قابلیت چرخش پرتو آنتن در ناحیه ی مستقیم و عقبگرد با بهره بردن از ساختار فرامواد^۱ صورت گرفته است. تمرکز پایان نامه بر تنظیم پذیر کردن آنتن موج نشتی با استفاده از ماده مغناطیسی و بایاس عمود بر ساختار می باشد. با تنظیم پذیر کردن ساختار، اسکن پیوسته کل فضا (تک بعدی) با تغییر میدان مغناطیسی خارجی در فرکانس ثابت امکان پذیر می باشد که در سیستم های مخابراتی که اسکن فضا در فرکانس ثابت یا پهنای باند محدود مورد نیاز است، می تواند کاربرد داشته باشد.

چیدمان ساختار پایان نامه به شرح زیر است:

در فصل اول به تئوری فرامواد و خط مرکب چپگرد-راستگرد و معرفی چند مورد از کاربرد این ساختارها در ادوات میکروویو می پردازیم. علاوه بر این به طور مختصر روش های مختلف تنظیم پذیر کردن ادوات تشریح می شوند. در انتهای فصل با آنتن موج نشتی، ویژگی ها و نحوه عملکرد آن آشنا می شویم. در فصل دوم هدف تحلیل ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه با زیر لایه مغناطیسی است. ابتدا به معرفی موجبر مجتمع شده در زیرلایه می پردازیم. سپس به دلیل مشابهت رفتار الکترومغناطیسی این ساختار به موجبر مستطیلی (تحت شرایطی که باید در طراحی لحاظ شوند) به تحلیل موجبر مستطیلی پر شده با فریت و بایاس عمود بر راستای انتشار موجبر می پردازیم.

فصل سوم به ارائه ساختار آنتن موج نشتی تنظیم پذیر فراموادی پیشنهادی اختصاص دارد. در این فصل نتایج تحلیل و شبیه سازی ساختار پیشنهادی ارائه می شوند.

فصل چهارم، آخرین فصل این پایان نامه است و در آن به نتیجه گیری، جمع بندی و ارائه پیشنهادهایی جهت ادامه‌ی فعالیت در این حوزه خواهیم پرداخت.

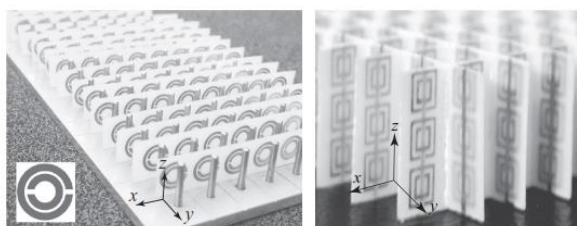
۱-۲- فرامواد

فرامواد که ساختارهای مصنوعی با خواص الکترومغناطیسی غیرعادی می باشند در سال های اخیر به شدت مورد توجه قرار گرفته اند. این مواد با طراحی ساختار به گونه ای که در یک محدوده ی فرکانسی به طور همزمان نفوذپذیری مغناطیسی (μ) و گذردهی الکتریکی (ϵ) منفی ایجاد شود تحقق می یابند. به منظور همگن بودن ساختار فرامواد، لازم است طول سلول واحد (p) خیلی کوچکتر از طول موج هدایت شده (λ_g) در ساختار باشد $\left(p \leq \frac{\lambda_g}{4}\right)$ [۱]. یکی از رفتارهای غیر معمولی ساختارهای فرامواد، چپگردی موج و عدم همجهتی سرعت فاز و سرعت گروه می باشد.

تاریخچه‌ی فرامواد با نظریه‌ی امکان وجود ماده‌ای با گذردهی الکتریکی (ϵ) و نفوذپذیری مغناطیسی (μ) به صورت همزمان منفی در سال ۱۹۶۷ میلادی توسط Veselago آغاز شد [۲]. او نتیجه گرفت که اگر ماده‌ی چپگرد وجود داشته باشد میدان الکتریکی و میدان مغناطیسی و بردار جهت انتشار موج مانند مواد معمولی از قانون دست راست تبعیت نمی کنند. علاوه بر این عکس قانون اسنل، اثر داپلر و تابش چرنکوک^۱ رخ می دهد. در سال ۲۰۰۰ میلادی Smith و همکارانش در مورد تحقیقات Veselago آزمایش انجام دادند [۳، ۴] و با استفاده از SRR^۲ و میله های فلزی به اولین ساختار چپگرد با گذردهی و نفوذپذیری همزمان منفی در نزدیکی فرکانس رزونانس ساختار دست یافتند (شکل (۱-۱)). اشکال این نوع ساختار از فرامواد، وجود چپگردی در نزدیکی فرکانس تشدید، ابعاد بزرگ، تلفات بالا و کم بودن پهنای باند بود. راه عملی تر برای تحقق فرامواد استفاده از خط انتقال چپگرد برای تحقق یک ساختار غیر تشدیدی است.

^۱ Vavilov-Cerenkov radiation

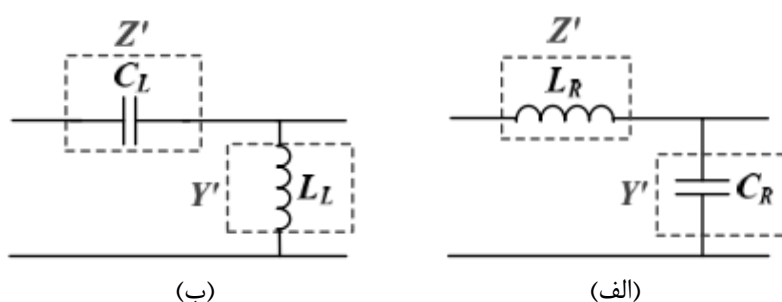
^۲ Split Ring Resonator



شکل (۱-۱) اولین ساختارهای چپگرد، ترکیب آرایه میله‌های موازی و آرایه SRR [۱]

۱-۳- خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد^۱

خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد رایج ترین زیرمجموعه‌ی ساختارهای فرامواد است که ترکیبی از خط راستگرد خالص و چپگرد خالص است. به منظور بررسی ساختار خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد، به معرفی مدل مداری ساختار می‌پردازیم. یک خط انتقال راستگرد خالص که به آن خط انتقال معمولی نیز گفته می‌شود به صورت ترکیبی از سلف سری (L_R) و خازن موازی (C_R) مدل می‌شود (شکل ۱-۲ الف)). خط انتقال چپگرد خالص به صورت دوگان^۲ خط انتقال معمولی است و مدل مداری آن مطابق شکل (۱-۲ ب)) به صورت ترکیبی از سلف موازی (L_L) و خازن سری (C_L) می‌باشد. لازم به ذکر است که در این مدل مداری تلفات در نظر گرفته نشده است.



شکل (۱-۲) مدل مداری خط انتقال : (الف) راستگرد خالص (ب) چپگرد خالص

ثابت انتشار خط انتقال به صورت زیر قابل محاسبه است:

$$\gamma = j\beta = \sqrt{Z'Y'} \quad (1-1)$$

^۱ Composite Right/Left Handed transmission line

^۲ Duality

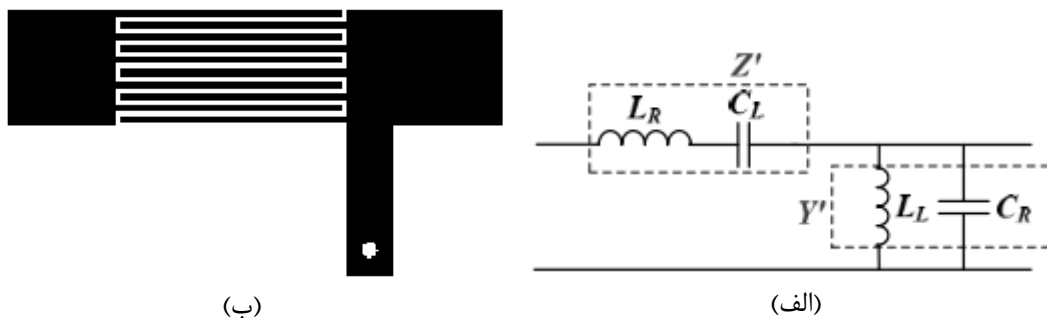
با توجه به مدل مداری در شکل (۲-۱) ثابت فاز (β) خط راستگرد خالص و چپگرد خالص به ترتیب از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$\beta_{PRH} = \omega \sqrt{L_R C_R} \quad (۲-۱)$$

$$\beta_{PLH} = -\frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} \quad (۳-۱)$$

در این روابط L_R و C_R خازن و سلف در واحد طول خط انتقال راستگرد و C_L و L_L خازن و سلف در واحد طول خط انتقال چپگرد می‌باشد. همانطور که روابط فوق نشان می‌دهد ثابت فاز خط راستگرد مثبت و ثابت فاز خط چپگرد منفی است.

به دلیل وجود سلف سری و خازن موازی پرازیتی به طور طبیعی در خط انتقال، تحقق عملی خط انتقال چپگرد خالص در اغلب موارد امکان‌پذیر نمی‌باشد و مدل مداری واقعی ساختار فرامواد که در شکل (۳-۱ الف) مشاهده می‌شود، ترکیبی از خط چپگرد و راستگرد است که به آن خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد گفته می‌شود.



شکل (۳-۱) (الف) مدل مداری خط مرکب چپگرد-راستگرد (ب) یک نمونه سلول واحد مرکب چپگرد-راستگرد

شکل (۳-۱ ب) یک نمونه سلول واحد مرکب چپگرد-راستگرد را نشان می‌دهد. خازن انگشتی^۱ و اتصال کوتاه زمین شده^۲ به ترتیب تشکیل خازن سری و سلف موازی می‌دهد. خازن موازی و سلف سری نیز به علت اثرات پرازیتی به طور طبیعی در خط انتقال وجود دارد. برای درک رفتار خط انتقال مرکب،

^۱ Interdigital Capacitor

^۲ Shorted stub

منحنی پراکندگی که نمودار ثابت فاز بر حسب فرکانس است بکار می‌رود. برای بدست آوردن منحنی پراکندگی دو روش پیشنهاد شده است. روش اول بر مبنای مدل مداری سلول واحد است که در رابطه (۱-۱) نیز به آن اشاره شد.

با توجه به مدل مداری شکل (۳-۱ الف) Z' و Y' ، که امپدانس و ادمیتانس بر واحد طول خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد می‌باشند، به صورت زیر بدست می‌آیند:

$$Z' = j\omega L_R + \frac{1}{j\omega C_L} \quad (۴-۱)$$

$$Y' = j\omega C_R + \frac{1}{j\omega L_L} \quad (۵-۱)$$

بنابراین رابطه پراکندگی خط مرکب چپگرد-راستگرد بدست می‌آید [۱]:

$$j\beta = \sqrt{Z'Y'} = js(\omega) \sqrt{\left(\frac{\omega}{\omega_R}\right)^2 + \left(\frac{\omega_L}{\omega}\right)^2 - k\omega_L^2} \quad (۶-۱)$$

پارامترهای این رابطه به صورت زیر تعریف می‌شوند:

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \quad LH \text{ range} \\ +1 & \text{if } \omega > \min(\omega_{se}, \omega_{sh}) \quad RH \text{ range} \end{cases} \quad (۷-۱)$$

$$\omega_R = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}}, \omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}}, k = L_R C_L + L_L C_R \quad (۸-۱)$$

ω_{sh} و ω_{se} فرکانس تشدید سری و موازی از روابط زیر بدست می‌آیند:

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (۹-۱)$$

و فرکانس گذر به صورت زیر تعریف می‌شود:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_R \omega_L} = \frac{1}{\sqrt[4]{L_R L_L C_R C_L}} \quad (۱۰-۱)$$

روش دیگر بدست آوردن منحنی پراکندگی این است که شبیه سازی تمام موج برای سلول واحد مرکب انجام می شود و پارامترهای پراکندگی [S] استخراج شوند. با استفاده از روابط زیر ثابت فاز (β) و ثابت تضعیف (α) سلول واحد مرکب بدست می آید [۱].

$$S_{21} = |S_{21}| e^{j\varphi(S_{21})} = e^{-\alpha l} e^{-j\beta l} \quad (11-1)$$

$$\beta = -\varphi^{unwrapped}(S_{21})/l + \xi \quad (12-1)$$

$$\alpha = -\ln|S_{21}|/l \quad (13-1)$$

در استخراج ثابت انتشار مطابق رابطه ی فوق، باید مرجع فاز که در حالت کلی معادل با فاز صفر (طول موج بی نهایت) است تعیین شود. به این منظور باید پس از unwrap فاز S_{21} ، کل منحنی به اندازه ی ξ طوری جابجا شود تا در فرکانسی که طول موج بی نهایت است فاز صفر شود. unwrap فاز به منظور بررسی تغییر پیوسته فاز نسبت به مرجع فاز انجام می شود؛ زیرا فاز استخراج شده بین مقادیر $+\pi$ و $-\pi$ تغییر می کند. unwrap فاز به این صورت است که به جای پرش فاز بین $+\pi$ و $-\pi$ ، مقدار 2π به فاز اضافه (پرش فاز از $-\pi$ به $+\pi$) یا از آن کم (پرش فاز از $+\pi$ به $-\pi$) می شود و به این ترتیب نمودار فاز پیوسته ای بدست می آید که در آن افزایش یا کاهش فاز نسبت به مرجع فاز مشخص است.

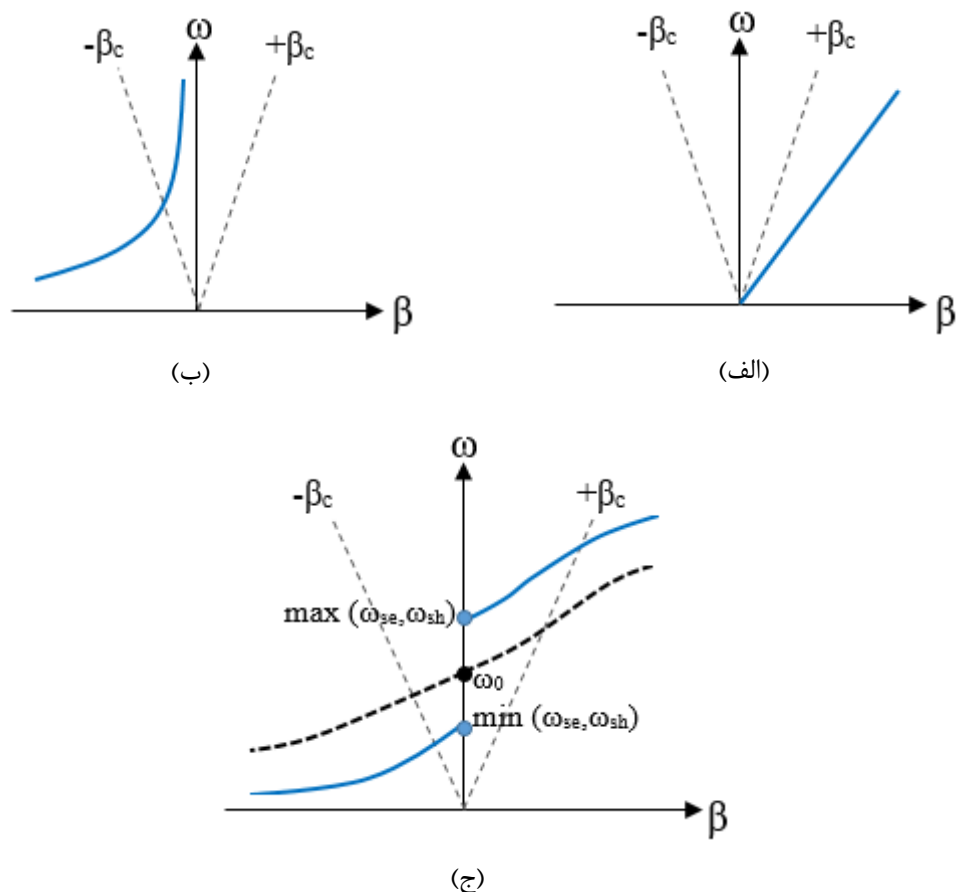
سرعت گروه و سرعت فاز به صورت زیر تعریف می شوند:

$$v_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta} \quad (14-1)$$

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (15-1)$$

شکل (۴-۱) منحنی پراکندگی خط انتقال راستگرد خالص، چپگرد خالص و مرکب چپگرد-راستگرد را نشان می دهد. نتایج بدست آمده نشان می دهد که خط انتقال مرکب با رابطه (۶-۱) دارای رفتار راستگرد و چپگرد در دو محدوده ی فرکانسی مجزا است. در یک ناحیه ی فرکانسی ثابت فاز و در نتیجه سرعت فاز منفی است ($v_g.v_p < 0$) که ناحیه ی چپگرد نامیده می شود. در یک ناحیه ی فرکانسی ثابت فاز و سرعت فاز مثبت است ($v_g.v_p > 0$) و ناحیه ی راستگرد نام دارد. در فرکانس های پائین L_R اتصال کوتاه

و مدار C_R باز شده و ساختار چپگرد غالب می‌شود. در فرکانس‌های بالاتر L_L مدار باز و C_L اتصال کوتاه شده و ساختار راستگرد غالب می‌شود. در حالت کلی فرکانس تشدید سری و فرکانس تشدید موازی برابر نیستند و خط مرکب نامتوازن است؛ در نتیجه شکاف فرکانسی بین ناحیه چپگرد و راستگرد وجود دارد. در محدوده‌ی فرکانسی بین ناحیه چپگرد و راستگرد یعنی $\max(\omega_{se}, \omega_{sh}) < \omega < \min(\omega_{se}, \omega_{sh})$ که به آن باند توقف نیز گفته می‌شود، هیچ انتشاری وجود ندارد و موج تضعیف می‌شود. در صورتیکه طراحی ساختار طوری باشد که $\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0$ این شکاف از بین می‌رود و انتقال پیوسته بین دو ناحیه چپگرد و راستگرد صورت می‌گیرد. منحنی پراکندگی این ساختار که به آن خط مرکب متوازن گفته می‌شود، در شکل (۴-۱) به صورت خط چین مشخص شده است.



شکل (۴-۱) منحنی پراکندگی خط انتقال (الف) راستگرد خالص (ب) چپگرد خالص (ج) مرکب چپگرد-راستگرد

۴-۱- کاربرد فرامواد

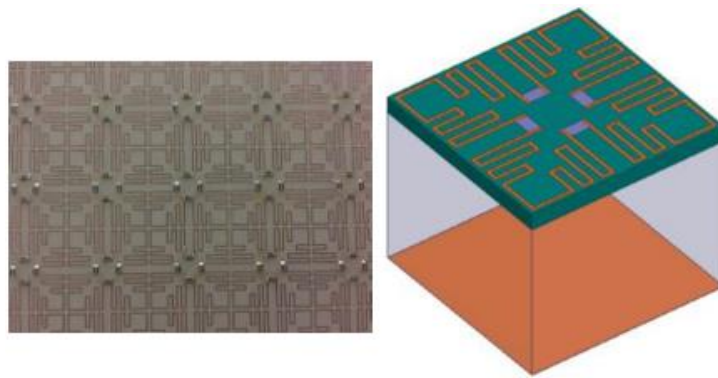
پژوهش‌های انجام شده در حوزه‌ی فرامواد در سال‌های اخیر منجر به طراحی و ساخت ساختارهای عملی و کاربردی در حوزه‌های مختلف از جمله مهندسی میکروویو و مخابرات شده است که در ادامه به طور مختصر به آن می‌پردازیم.

تعداد پارامترهای طراحی در خط انتقال مرکب (C_L, L_L, C_R, L_R) بیشتر از پارامترهای طراحی خط انتقال راستگرد (C_R, L_R) است؛ به این دلیل درجه‌ی آزادی در طراحی ساختار فرامواد بیشتر است. از این مزیت در طراحی ادوات مختلف میکروویوی مبتنی بر فرامواد به منظور بهبود پهنای باند، دوبانده کردن و کوچک سازی استفاده شده است. چند نمونه پژوهش‌های اخیر انجام شده در این زمینه که در شکل (۵-۱) نشان داده شده اند، به شرح زیر می‌باشند:

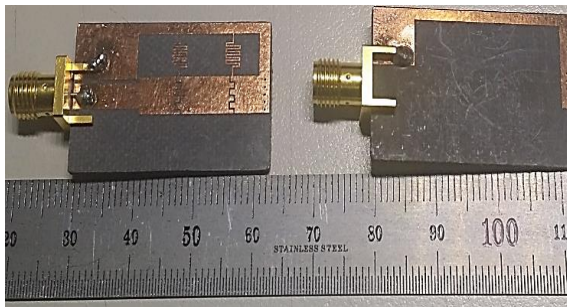
- طراحی و ساخت جاذب فراموادی کوچک شده با ابعاد سلول $0.0036\lambda^2$ (کوچک سازی ۷۵ درصد) در باند UHF [۵].
- طراحی داپلکسر دوبانده فشرده میکرواستریپی با استفاده از خط مرکب SR^1 و $CSRR^2$ [۶].
- طراحی آنتن فشرده و پهن‌باند (پهنای باند ۱۰۹٫۱٪) با استفاده از خط مرکب چپگرد-راستگرد و صفحه زمین اصلاح شده [۷].

^۱ Spiral Resonator

^۲ Complementary Split Ring Resonator



(الف)



(ج)



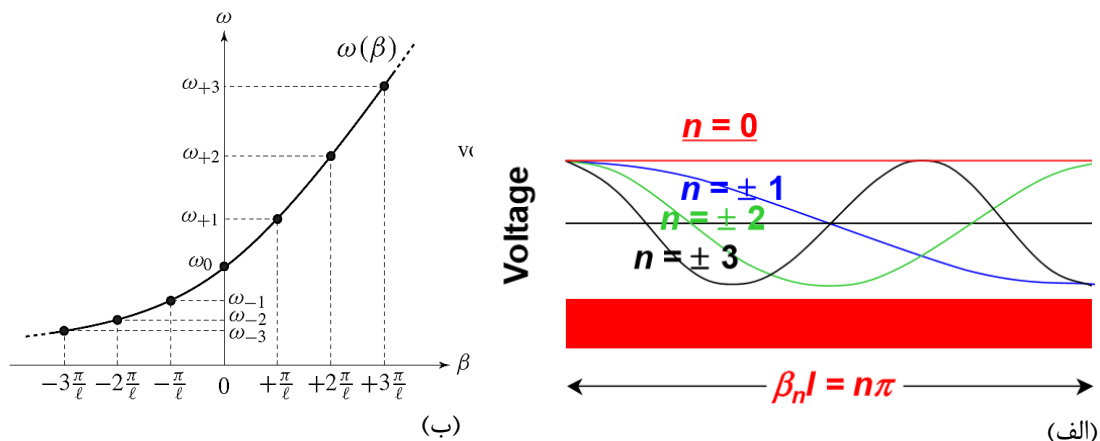
(ب)

شکل (۱-۵) کاربرد خط مرکب (الف) فشرده سازی جاذب (ب) دوبانده کردن داپلکسر (ج) پهن باند کردن آنتن

یکی دیگر از کاربردهای فرامواد طراحی ساختار تشدیدکننده مرتبه صفر^۱ می باشد که اساس آن بر وجود ثابت انتشار صفر در فرکانس گذر خط مرکب چپگرد-راستگرد است [۸]. در حالت کلی تشدید کننده هنگامی ایجاد می شود که انتهای خط انتقال اتصال کوتاه یا مدار باز شود. در تشدیدکننده خط راستگرد با طول فیزیکی l ، تشدید هنگامی رخ می دهد که:

$$\beta l = \frac{2\pi l}{\lambda_g} = n\pi \quad n=1,2,3,\dots \quad (1-16)$$

با توجه به این که در خط مرکب متوازن ثابت فاز می تواند منفی، صفر و مثبت باشد؛ لذا در رابطه فوق $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ است (شکل (۶-۱)).



شکل (۶-۱) (الف) مدهای تشدید در یک تشدیدکننده خط مرکب انتها مدار باز شده (ب) منحنی تغییرات ثابت انتشار بر حسب فرکانس در خط مرکب متوازن

در خط مرکب در یک فرکانس غیر صفر ثابت فاز صفر می شود (فرکانس گذر) و تشدید مستقل از طول فیزیکی رخ می دهد. از این ویژگی در طراحی تشدیدکننده مرتبه صفر به منظور کوچک سازی تشدیدکننده ها استفاده می شود.

۵-۱- فرامواد تنظیم پذیر

بدلیل پیشرفت سیستم های مخابراتی و پیچیده شدن عملکرد آن ها، طراحی ادوات تنظیم پذیر از اهمیت بالایی برخوردار است. تنظیم پذیر کردن ساختار فرامواد علاوه بر افزایش درجه ی آزادی برای کنترل رفتار الکترومغناطیسی ساختار توسط یک اهرم بیرونی، می تواند مشکل کم بودن پهنای باند را نیز برطرف کند.

روش های مختلفی برای تحقق مدارات و دستگاه های تنظیم پذیر وجود دارد که متداول ترین آن ها استفاده از عناصر نیمه هادی (مانند دیود و رکتور) [۹]، کلید^۱ MEMS [۱۰]، ماده فروالکتریک^۲ [۱۱] و ماده

^۱ Micro-Electro Mechanical System

^۲ Ferroelectric material

فرومغناطیس [۱۲] می‌باشد. هر یک از روش‌های تنظیم‌پذیری مزایا و محدودیت‌های خاص خود را دارند که در ادامه به اختصار به آن‌ها می‌پردازیم.

دیودهای نیمه‌هادی وزن کم، هزینه پائین و بایاس ساده دارند. از معایب این روش می‌توان به ایجاد اثرات غیرخطی، تلفات انتقال و نویز تداخلی اشاره کرد. کلید MEMS نسبت به دیودهای ورکتور بسیار خطی است اما عملکرد سوئیچ و پاسخ آن به کندی و به صورت گسسته انجام می‌شود و همچنین نسبت به شرایط محیطی مانند دما، لرزش و... بسیار آسیب‌پذیر است. ماده فروالکتریک تنظیم‌پذیری بالا و پاسخدهی سریع دارد اما تلفات دی‌الکتریک بالا و ضریب کیفیت آن پائین است. دستگاه‌های تنظیم‌پذیر با ماده فرومغناطیس نسبت به MEMS و ورکتور، توانایی تحمل توان بالا را دارند. ضریب کیفیت و قابلیت تنظیم‌پذیری بالا نیز از دیگر ویژگی‌های این روش است. برای بایاس ماده مغناطیسی معمولاً آهنربای دائم یا سیم‌پیچ با جریان حامل بکار می‌رود که می‌تواند گاهی باعث مشکلاتی مانند بزرگ شدن ابعاد دستگاه شود [۱۳].

به طور کلی ماده مغناطیسی به دلایل زیر در طراحی ساختار فرامواد بکار می‌رود:

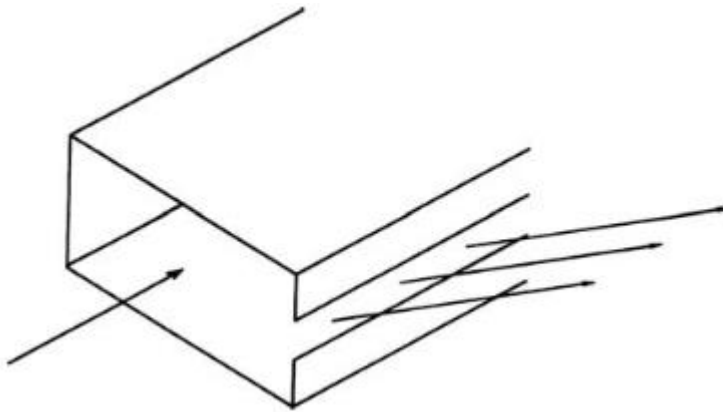
- ۱- نفوذپذیری مؤثر فریت در یک محدوده‌ی فرکانسی منفی است.
- ۲- با تغییر میدان بایاس خارجی نفوذپذیری مؤثر فریت و در نتیجه رفتار الکترومغناطیسی ساختار تنظیم می‌شود.

در این پایان‌نامه از ویژگی تنظیم‌پذیری فریت به منظور طراحی آنتن موج نشستی فراموادی با قابلیت پایش فضا با تغییر میدان بایاس خارجی در فرکانس ثابت استفاده شده است. لازم به ذکر است که فریت در محدوده‌ی نفوذپذیری مؤثر مثبت ($\mu_{eff} > 0$) بکار گرفته شده است و در تحقق ساختار فرامواد نقشی ندارد.

۱-۶- آنتن موج نشتی^۱

آنتن موج نشتی نوعی آنتن موج رونده می باشد که در آن امواج در طول هدایت در ساختار، به فضای بیرون نشت می کنند. این آنتن ها با ایجاد یک اختلال (به صورت یک پارچه یا متناوب) در یک ساختار هدایت کننده موج تحقق می یابند [۱۴].

شرط ایجاد موج نشتی در یک ساختار کمتر بودن ثابت فاز (β) از عدد موج فضای آزاد (k_0) می باشد که در ادامه به آن خواهیم پرداخت. به عبارت دیگر در ساختارهای موج نشتی سرعت فاز بیشتر از سرعت نور است.



شکل (۷-۱) اولین نمونه آنتن موج نشتی: یک موجبر مستطیلی با یک شکاف پیوسته روی یکی از دیواره های جانبی

اولین آنتن موج نشتی توسط W.W.Hansen در سال ۱۹۴۰ میلادی با معرفی ساختار یک موجبر مستطیلی دارای یک شکاف پیوسته مطرح شد. در سال های اخیر ساختارهای آنتن موج نشتی صفحه ای به دلیل طراحی و ساخت آسان مورد توجه قرار گرفته اند. مهمترین قابلیت این آنتن ها توانایی چرخش پرتو تابشی و پایش فضا می باشد. تغذیه ساده آنتن های موج نشتی برجسته ترین مزیت آن ها نسبت به آنتن های آرایه فازی محسوب می شود. در آنتن های آرایه فازی برای پایش پیوسته فضا هر المان تشعشعی به طور جداگانه با اختلاف دهنده فاز و شبکه تغذیه پیچیده تحریک می شود. بنابراین این آنتن ها می توانند برای کاهش پیچیدگی بسیاری از سیستم هایی که نیاز به پایش فضا دارند، مانند

^۱ Leaky wave antenna

رادیوها و سیستم های مخابراتی چند نقطه، مناسب باشند. چرخش پرتو تابشی در آنتن های موج نشستی با تغییر فرکانس و یا یک اهرم خارجی انجام می شود. در واقع هر عاملی که ثابت فاز را نسبت به عدد موج فضای آزاد تغییر دهد موجب تغییر راستای انتشار آنتن می شود. در بسیاری از این آنتن ها چرخش پرتو با تغییر فرکانس صورت می گیرد که با چالش تأمین منبع RF و محدودیت عملکرد در کاربردهای باند باریک و فرکانس ثابت مواجه است.

روش های مختلفی برای چرخش پرتو در فرکانس ثابت پیشنهاد شده است: استفاده از pin-diode، دیود ورکتور [۱۵]، کلید MEMS [۱۶]، تحریک مغناطیسی و...

در آنتن های موج نشستی مرسوم بدلیل ثابت فاز مثبت، پایش فضا تنها در جهت مستقیم (زاویه ۰ تا ۹۰ درجه) انجام می شود و ناحیه ی عقبگرد (زاویه ۰ تا ۹۰- درجه) را پوشش نمی دهند. اصلی ترین راه حل این مشکل استفاده از ساختارهای فرامواد می باشد که به دلیل وجود دو محدوده ی چپگردی و راستگردی موج قابلیت پایش کل فضا^۱ را دارد.

از پژوهش ها و پیشرفت های اخیر که در حوزه ی آنتن های موج نشستی صورت گرفته و همچنان در حال انجام است می توان به موارد زیر اشاره کرد:

- طراحی آرایه آنتن موج نشستی با شبکه تغذیه بازایی توان برای بهبود راندمان تشعشی [۱۷]
- استفاده از گرافن در طراحی آنتن موج نشستی تنظیم پذیر دو بعدی در باند تراهرتز [۱۸]
- آنتن موج نشستی به صورت موجبر مجتمع شده در زیرلایه با پلاریزاسیون دایروی در محدوده ی وسیع [۱۹]
- طراحی آنتن موج نشستی موجبر مجتمع شده در زیرلایه سه بانده با استفاده از خط مرکب چپگرد-راستگرد [۲۰]

شکل (۸-۱) ساختار کلی آنتن موج نشستی را نشان می دهد. اگر راستای انتشار y و جهت عمود بر صفحه ی آنتن z باشد، تابع موج در فضای آزاد به صورت زیر می باشد:

^۱ Full space scanning

$$\psi(y, z) = \psi_0 e^{-\gamma y} e^{-jk_z z} = \psi_0 e^{-j\beta y} e^{-\alpha y} e^{-jk_z z} \quad (17-1)$$

در این رابطه $\gamma = \alpha + j\beta$ ثابت انتشار مختلط در راستای y می باشد و ضریب α مجموع تلفات و نشتی است. در صورتیکه مقدار α بزرگ باشد، توان ورودی به سرعت در طول کوتاهی نشت می کند. در واقع طول مؤثر کم و پهنای بیم آنتن زیاد می شود. بالعکس، α کم باعث می شود طول مؤثر زیاد و پهنای بیم آنتن کم شود.

k_z ، ثابت انتشار راستای z از رابطه زیر بدست می آید:

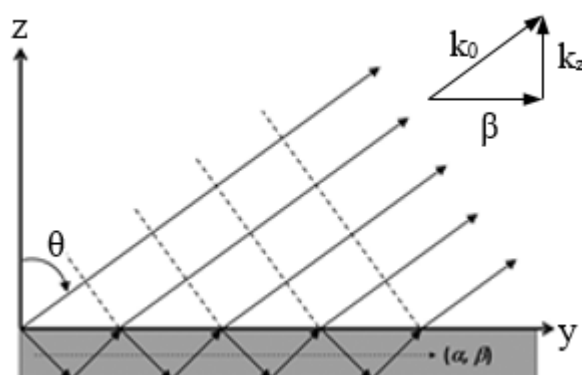
$$k_z = \sqrt{k_0^2 - \beta^2} \quad (18-1)$$

که k_0 عدد موج فضای آزاد است:

$$k_0 = \frac{\omega}{c} \quad (19-1)$$

رابطه (18-1) نشان می دهد که اگر $|\beta| < k_0$ باشد، k_z حقیقی است و موج نشتی یا موج سریع^۱ منتشر می شود. ($v_p > c$)

در صورتیکه $|\beta| > k_0$ باشد، k_z موهومی است و طبق رابطه (17-1) موج در داخل ساختار هدایت می شود و نشتی رخ نمی دهد.



شکل (۸-۱) شماتیک آنتن موج نشتی

همانطور که شکل (۸-۱) نشان می‌دهد، زاویه پرتو اصلی آنتن توسط ثابت فاز (β) کنترل می‌شود و از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\beta / k_0 \right) \quad (۲۰-۱)$$

این رابطه نشان می‌دهد با تغییر ثابت فاز از $-k_0$ تا $+k_0$ زاویه تابش از -90° تا $+90^\circ$ درجه تغییر می‌کند. برای اسکن زوایای منفی، لازم است ثابت فاز منفی باشد که با بکارگیری فرامواد تحقق می‌یابد. برای چرخش پرتو آنتن با فرکانس لازم است ثابت فاز ساختار تابع غیرخطی از فرکانس باشد. در این پایان نامه ساختاری ارائه می‌شود که علاوه بر اسکن فرکانسی، قابلیت اسکن غیرفرکانسی (فرکانس ثابت) را نیز دارد. این کار با تغییر ثابت فاز ساختار با تغییر بایاس مغناطیسی خارجی فریت صورت می‌گیرد.

فصل ۲

تحلیل موجبر مجتمع شده در زیرلایه

فریت

۱-۲- موجبر مجتمع شده در زیرلایه^۱

موجبر مجتمع شده در زیرلایه نوعی خط انتقال است که به دلیل ترکیب مزیت های ساختار موجبر مستطیلی مانند تلفات کم و ضریب کیفیت بالا، با ویژگی های ساختار خط انتقال صفحه ای مانند سازگاری با مدارات میکروویو صفحه ای و مجتمع شده، سادگی تطبیق امپدانس، سادگی ساخت و قیمت ارزان بسیار مورد توجه قرار گرفته و در طراحی و ساخت ادوات میکروویوی مختلف مانند فیلتر، مقسم توان، کوپلر، آنتن و... به کار گرفته شده است.

موجبر مجتمع شده در زیرلایه یک نوع موجبر مستطیلی است که از دو صفحه ی فلزی که توسط زیرلایه ی دی الکتریک از هم جدا شدند، تشکیل شده است و دیواره های جانبی را ردیفی از سوراخ ها با دیواره فلزی^۲ ایجاد می کنند. شکل (۱-۲) یک موجبر مجتمع شده در زیرلایه را نشان می دهد که w فاصله دو ردیف via ، d قطر via و s فاصله مرکز تا مرکز دو via متوالی است. اندازه s باید به اندازه ی کافی کم باشد تا تلفات بین دو via مجاور را کاهش دهد. برای کاهش تلفات و عملکرد بهینه موجبر مجتمع شده در زیرلایه بهتر است دو شرط زیر در نظر گرفته شوند [۲۱]:

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad (1-2)$$

$$s \leq 2d \quad (2-2)$$

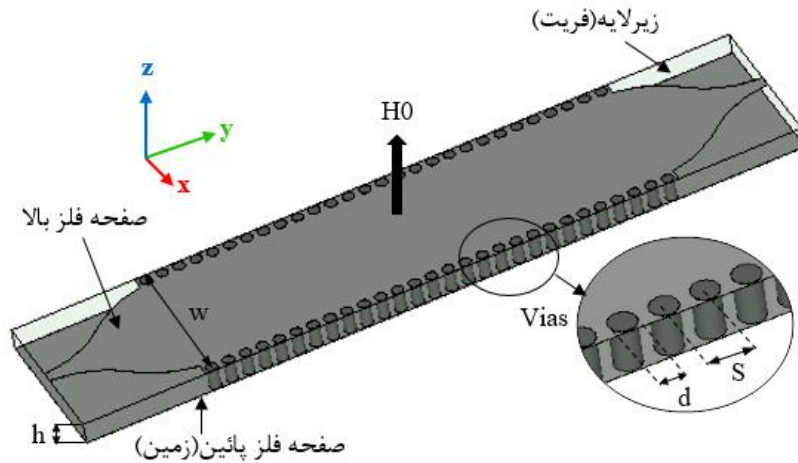
با در نظر گرفتن مقادیر مناسب برای s و d تلفات ناشی از فاصله ی بین via قابل چشم پوشی است و حل معادلات مربوط به میدان های الکترومغناطیسی مشابه موجبر مستطیلی می شود.

نتایج آزمایشات تجربی و شبیه سازی نشان داده است که عرض مؤثر موجبر مجتمع شده در زیرلایه برابر با فاصله دو دیواره ی جانبی متشکل از via (w) نیست و از رابطه ی زیر بدست می آید:

$$w_{\text{eff}} = w - 1.08 \frac{d^2}{s} + 0.1 \frac{d^2}{w} \quad (3-2)$$

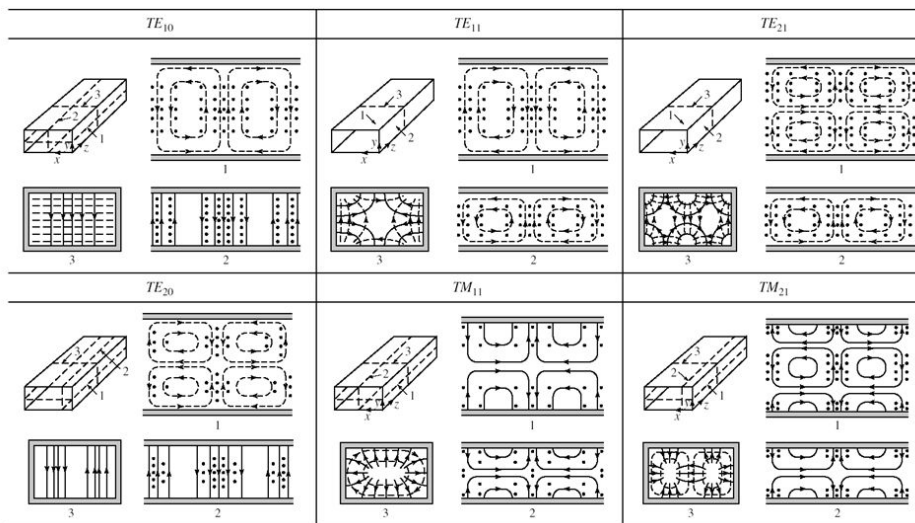
^۱ Substrate Integrated Waveguide

^۲ Via



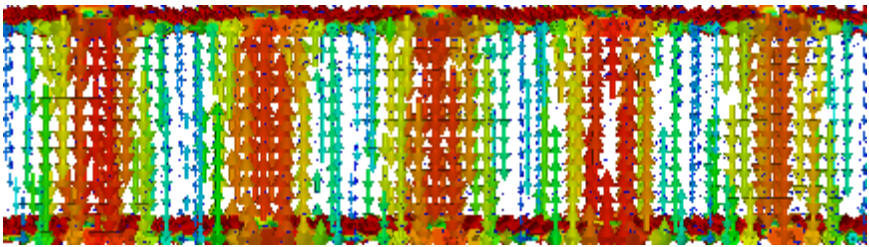
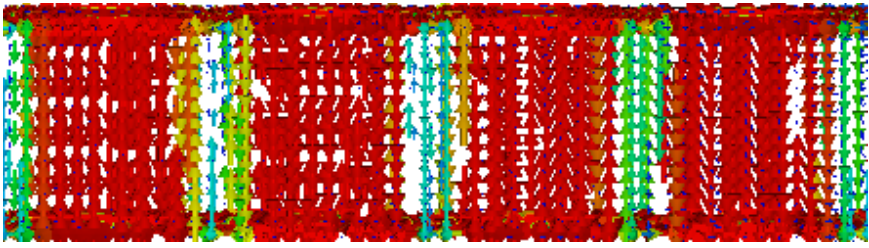
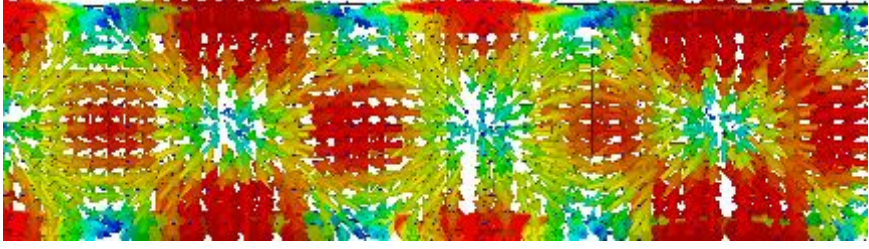
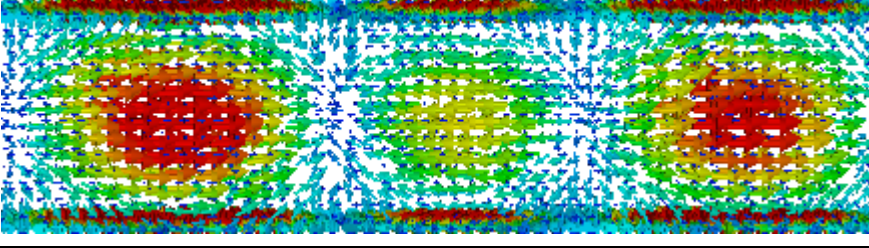
شکل (۱-۲) موجبر مجتمع شده در زیرلایه با بایاس عمود بر ساختار

در موجبر مستطیلی مدهای TE و TM قابلیت انتشار دارند درحالیکه در موجبر مجتمع شده در زیرلایه تنها مدهای TE_{m0} منتشر می‌شوند [۲۲]. دلیل این تفاوت این است که در موجبر مجتمع شده در زیرلایه دیواره‌ی جانبی از via تشکیل شده و پیوسته نیست، لذا جریان سطحی طولی لازم برای انتشار مدهای TM و TE_{mn} با $n \neq 0$ دچار گسستگی شده و موجبر مجتمع شده در زیرلایه قادر به انتشار این مدها نیست. در مدهای TE_{m0} توزیع جریان توسط via قطع نمی‌شود؛ در نتیجه این مدها قابلیت انتشار دارند. شکل میدان های چند مد مختلف موجبر مستطیلی در شکل (۲-۲) رسم شده است.



شکل (۲-۲) خطوط میدان چند مد مختلف در موجبر مستطیلی (میدان الکتریکی با خط صاف و میدان مغناطیسی با خط چین مشخص شده‌اند)

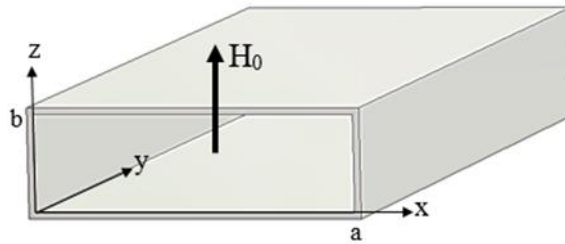
جریان سطحی روی دیواره جانبی پنج مد انتشاری اول در موجبر مستطیلی استاندارد باند X (WR-90) در فرکانس $f=19.7\text{GHz}$ در شکل (۳-۲) رسم شده است. مشاهده می‌شود در مدهای غیر از TE_{m0} توزیع جریان توسط via قطع می‌شود؛ لذا در موجبر مجتمع شده در زیرلایه قابلیت انتشار این مدها وجود ندارد.

مد انتشاری	جریان سطحی روی دیواره جانبی
TE_{10}	
TE_{20}	
TE_{01}	
TE_{11}	
TM_{11}	

شکل (۳-۲) جریان سطحی روی دیواره جانبی موجبر مستطیلی در چند مد مختلف

۲-۲- تحلیل موجبر پرشده با فریت

ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه تحت شرایطی که در بخش قبل بیان شد مشابه موجبر مستطیلی با عرض مؤثر W_{eff} می باشد. لذا در این بخش به منظور تحلیل موجبر مجتمع شده در زیرلایه با زیرلایه فریت، به تحلیل الکترومغناطیسی موجبر پرشده با فریت می پردازیم. شکل (۴-۲) ساختار یک موجبر مستطیلی پرشده از فریت با بایاس عمود بر راستای انتشار موجبر را نشان می دهد.



شکل (۴-۲) ساختار موجبر با مغناطیس شدگی در جهت عمود بر راستای انتشار

معادلات ماکسول در یک محیط بدون منبع به صورت زیر است:

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega \bar{B} \quad (۴-۲)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega \epsilon_r \epsilon_0 \bar{E} \quad (۵-۲)$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = 0 \quad (۶-۲)$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0 \quad (۷-۲)$$

در مواد مغناطیسی شدت میدان مغناطیسی (H) و چگالی شار مغناطیسی (B) در حالت کلی رابطه‌ی غیرخطی و ناهمسانگرد دارند و توسط تنسور نفوذپذیری (μ) به یکدیگر مرتبط می شوند:

$$\bar{B} = \mu_0 \bar{\mu} \bar{H} \quad (۸-۲)$$

برای فریت بایاس شده در جهت z ، $\bar{\mu}$ از رابطه زیر بدست می آید:

$$\bar{\mu} = \begin{bmatrix} \mu & j\mu_a & 0 \\ -j\mu_a & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۹-۲)$$

که

$$\mu = 1 + \frac{\omega_H \omega_M}{\omega_H^2 - \omega^2}, \quad \mu_a = \frac{\omega_M \omega}{\omega_H^2 - \omega^2}, \quad \omega_H = \gamma H_0, \quad \omega_M = \gamma M_s \quad (۱۰-۲)$$

در رابطه فوق H_0 میدان بایاس خارجی، M_s مغناطیس شدگی ماده مغناطیسی و γ ضریب ژیرومگنتیک است که تابعی از جنس ماده مغناطیسی می باشد.

با جایگذاری این روابط در معادلات ماکسول، چهار دسته معادلات زیر بدست می آیند:

$$\begin{cases} \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega\mu_0\mu H_x + \omega\mu_0\mu_a H_y \\ \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -\omega\mu_0\mu_a H_x - j\omega\mu_0\mu H_y \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu_0 H_z \end{cases} \quad (۱۱-۲)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega\epsilon_0\epsilon E_x \\ \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = j\omega\epsilon_0\epsilon E_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = j\omega\epsilon_0\epsilon E_z \end{cases} \quad (۱۲-۲)$$

$$\frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 \quad (۱۳-۲)$$

$$\mu \left(\frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} \right) + j\mu_a \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0 \quad (۱۴-۲)$$

از ترکیب معادلات فوق، میدان الکتریکی E_z و میدان مغناطیسی H_z به صورت زیر بدست می آید:

$$\frac{\partial^2 E_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E_z}{\partial z^2} + (k_0^2 \epsilon \mu_{\perp}) E_z + \left(\omega\mu_0 \frac{\mu_a}{\mu} \right) \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0 \quad (۱۵-۲)$$

$$\frac{\partial^2 H_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial y^2} + \frac{1}{\mu} \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} + (k_0^2 \epsilon) H_z - \left(\omega \epsilon \epsilon_0 \frac{\mu_a}{\mu} \right) \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0 \quad (۱۶-۲)$$

که در این روابط $\mu_{\perp}$ نفوذپذیری مؤثر است و از رابطه زیر بدست می‌آید:

$$\mu_{\perp} = \mu - \frac{\mu_a^2}{\mu} \quad (۱۷-۲)$$

دو معادله (۱۵-۲) و (۱۶-۲) به دلیل جمله‌ی آخر هر معادله، از یکدیگر مستقل نیستند؛ لذا نمی‌توان

مولفه‌های میدان را به طور مستقل استخراج کرد. در صورتیکه ارتفاع موجبر (b) نسبت به عرض آن (a)

و همچنین طول موج انتشاری بسیار کوچکتر باشد، تغییرات در راستای z صفر است ($\frac{\partial}{\partial z} = 0$). با این

فرض، میدان الکتریکی و مغناطیسی در موجبر مستقل از z و به صورت زیر می‌باشند:

$$\bar{E} = \bar{e}(x)e^{-j\beta y}, \quad \bar{H} = \bar{h}(x)e^{-j\beta y} \quad (۱۸-۲)$$

در این روابط β ثابت فاز در راستای انتشار می‌باشد. با جایگذاری رابطه‌ی فوق در روابط (۱۵-۲) و

(۱۶-۲) داریم:

$$\frac{\partial^2 e_z}{\partial x^2} + (k_0^2 \epsilon \mu_{\perp} - \beta^2) e_z = 0 \quad (۱۹-۲)$$

$$\frac{\partial^2 h_z}{\partial x^2} + (k_0^2 \epsilon - \beta^2) h_z = 0 \quad (۲۰-۲)$$

در این حالت معادلات امواج منتشرشونده در موجبر مستقل هستند و به دو دسته TM^z (با مولفه‌های

E_z, H_x, H_y) و TE^z (با مؤلفه‌های H_z, E_x, E_y) دسته بندی می‌شوند. حال با بررسی شرایط مرزی

مد انتشار و مولفه‌های میدان الکتریکی و مغناطیسی بدست می‌آیند.

انتشار امواج TE^z : در امواج TE^z ، میدان الکتریکی در راستای z صفر است ($E_z = 0$) و میدان مغناطیسی فقط دارای مؤلفه‌ی H_z می‌باشد که از رابطه (۲-۲۰) بدست می‌آید. شرایط مرزی برای میدان الکتریکی مماسی روی دیواره بالا و پائین موجبر به صورت زیر است:

$$e_{x,y}|_{z=0} = e_{x,y}|_{z=b} = 0 \quad (2-21)$$

از طرفی در این مسئله از تغییرات میدان‌ها در راستای z صرف نظر شده است ($\frac{\partial}{\partial z} = 0$)؛ در نتیجه E_x و E_y در کل ساختار صفر است. طبق این توضیحات با توجه به شرایط مرزی هیچ مؤلفه میدان الکتریکی وجود ندارد؛ لذا امواج TE^z قابلیت انتشار ندارند.

انتشار امواج TM^z : در امواج TM^z ، میدان مغناطیسی در راستای z صفر است ($H_z = 0$) و میدان الکتریکی فقط دارای مؤلفه‌ی E_z می‌باشد که از رابطه (۲-۱۹) بدست می‌آید

شرایط مرزی برای میدان‌های الکتریکی مماسی روی دیواره‌های جانبی موجبر به صورت زیر است:

$$e_z|_{x=0} = e_z|_{x=a} = 0 \quad (2-22)$$

با اعمال شرایط مرزی در معادله (۲-۱۹)، میدان الکتریکی به شکل زیر بدست می‌آید:

$$e_z = A_m \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \Rightarrow E_z = A_m \sin\left(\frac{m\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_m y} \quad m=1,2,3,\dots \quad (2-23)$$

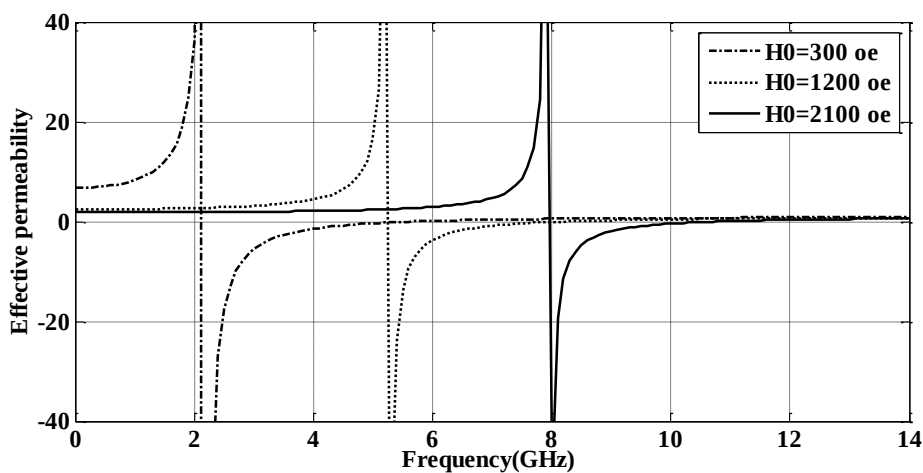
و مؤلفه‌های میدان مغناطیسی به صورت زیر محاسبه می‌شود:

$$H = \frac{A_m}{\omega\mu_0\mu_{\perp}} \left[\beta_m \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) - \frac{\pi}{a} \frac{\mu_a}{\mu} \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) \right] e^{-j\beta_m y} \hat{x} \\ + \frac{jA_m}{\omega\mu_0\mu_{\perp}} \left[\beta_m \frac{\mu_a}{\mu} \sin\left(\frac{\pi}{a}x\right) - \frac{\pi}{a} \cos\left(\frac{\pi}{a}x\right) \right] e^{-j\beta_m y} \hat{y} \quad (2-24)$$

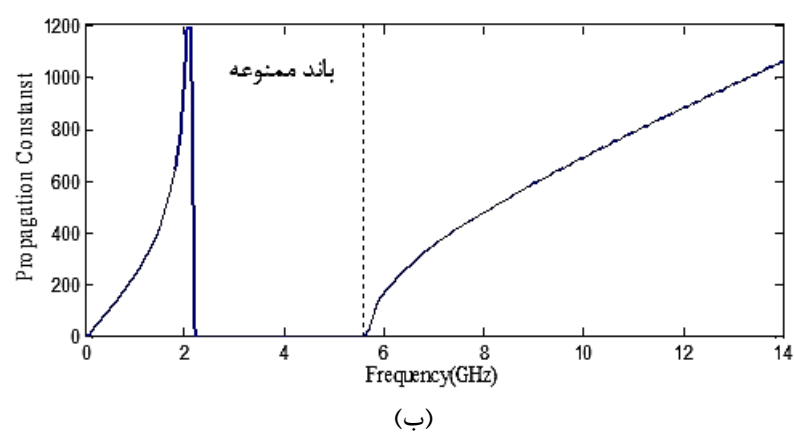
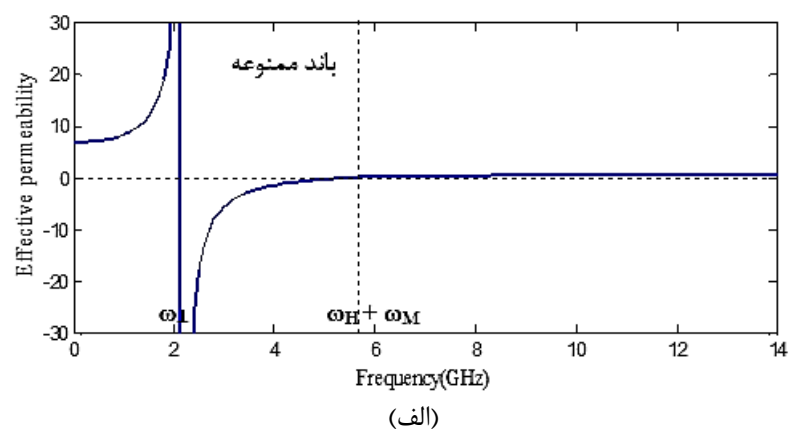
ثابت انتشار موج به صورت زیر می‌باشد:

$$\beta_m = \pm \sqrt{k_0^2 \varepsilon \mu_{\perp} - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2} \quad m=1,2,3,\dots \quad (2-25)$$

لازم به ذکر است، اگر چه ظاهر ثابت انتشار در موجبر پر شده از فریت مانند موجبر معمولی است، اما باید توجه داشت نفوذپذیری مؤثر ($\mu_{\perp}$) در رابطه (۲-۲۵)، بر خلاف موجبر پر شده با دی‌الکتریک معمولی، عدد ثابت نیست و طبق رابطه (۲-۱۷) و (۲-۱۰) تابع فرکانس و میدان مغناطیسی بایاس خارجی است. شکل (۲-۵) نمودار نفوذپذیری مؤثر بر حسب فرکانس در چند بایاس مختلف را نشان می‌دهد. همانطور که مشاهده می‌شود، مقدار نفوذپذیری مؤثر فریت در بایاس ثابت با تغییر فرکانس تغییر می‌کند و دارای مقادیر مثبت و منفی در محدوده فرکانسی مجزا است. از طرفی در فرکانس ثابت نیز با تغییر میدان بایاس خارجی نفوذپذیری مؤثر تغییر می‌کند. لذا در موجبر پر شده با فریت به دو طریق، تغییر فرکانس و تغییر میدان بایاس، می‌توان نفوذپذیری و ثابت فاز ساختار را کنترل کرد. به منظور درک بهتر رفتار انتشاری ساختار منحنی ثابت فاز و نفوذپذیری مؤثر بر حسب فرکانس در بایاس ثابت $H_0=300\text{ oe}$ در شکل (۲-۶) رسم شده است. در ناحیه‌ای که نفوذپذیری مؤثر منفی است، یعنی $\omega_{\perp} < \omega < (\omega_H + \omega_M)$ ، ثابت انتشار عددی موهومی است و انتشار رخ نمی‌دهد. لازم به ذکر است که به دلیل صرف نظر از تلفات نفوذپذیری مؤثر حقیقی است. در حالت کلی‌تر و در نظر گرفتن تلفات، فرکانس تشدید $\omega_H = \gamma H_0$ با $\omega_H = \gamma H_0 + j\alpha\omega$ جایگزین می‌شود که α معرف تلفات ماده مغناطیسی است.



شکل (۲-۵) منحنی نفوذپذیری مؤثر فریت در چند بایاس مختلف



شکل (۲-۶) بایاس $H_0=300$ Oe (الف) نفوذپذیری مؤثر بر حسب فرکانس (ب) ثابت فاز بر حسب فرکانس

فصل ۳

طراحی و شبیه سازی آنتن موج نشتی

۳-۱- مقدمه

در این بخش به تحلیل ساختار خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه فریت می‌پردازیم و نشان می‌دهیم که چگونه ناحیه‌ی چپگرد و راستگرد ساختار با تغییر میدان بایاس خارجی کنترل می‌شود. لازم به ذکر است که در ساختار پیشنهادی فریت در ناحیه نفوذپذیری مثبت و به منظور تنظیم پذیری و تغییر ثابت فاز ساختار بکار رفته است و در ایجاد خاصیت فراموادی نقش ندارد.

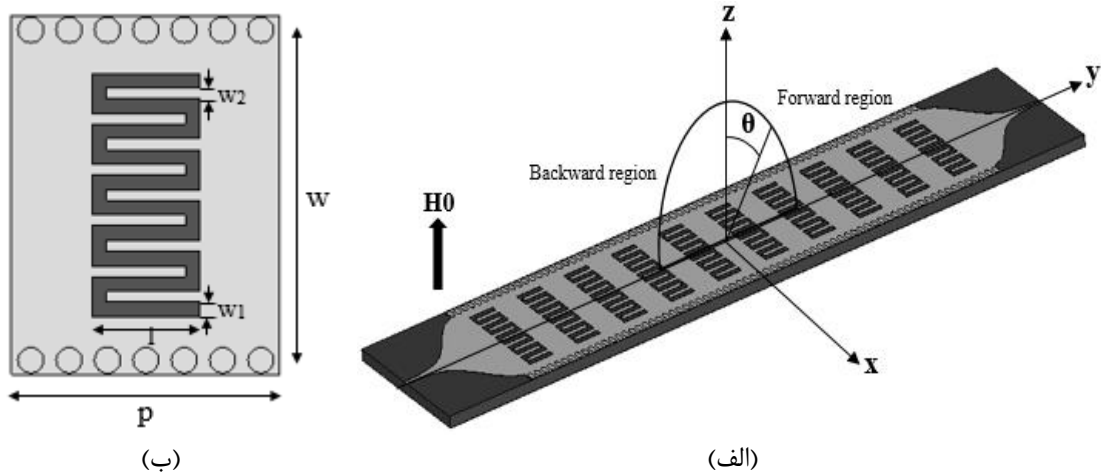
۳-۲- معرفی و تحلیل ساختار خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد با زیرلایه

مغناطیسی

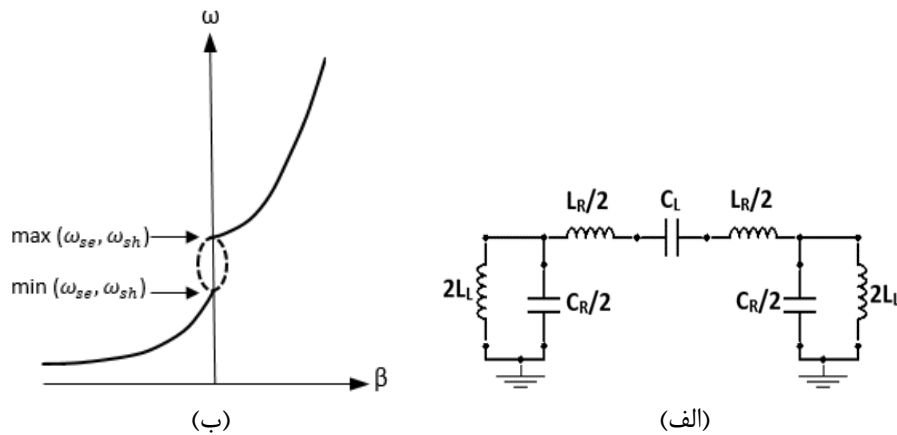
ساختار پیشنهادی یک خط انتقال مرکب چپگرد-راستگرد نامتوازن می‌باشد که از موجبر مجتمع شده در زیرلایه با شکاف‌های متناوب انگشتی^۱ تشکیل شده است (شکل (۳-۱)). زیرلایه‌ی ساختار از جنس فریت با بایاس عمود بر راستای انتشار است. تحلیل رفتار پراکندگی ساختار با توجه به مدل مداری به شرح زیر است.

شکل (۳-۲الف) مدار معادل متقارن سلول واحد را نشان می‌دهد. سلف سری L_R و خازن موازی C_R به طور طبیعی در خط انتقال وجود دارد. شکاف انگشتی و via به ترتیب تشکیل خازن سری C_L و سلف موازی L_L را می‌دهند.

مدل مداری ساختار با زیرلایه فریت مشابه با زیرلایه دی‌الکتریک است با این تفاوت که مقادیر پارامترهای مدل مداری در حالتی که ساختار روی زیرلایه فریت قرار دارد تحت تأثیر خواص مغناطیسی فریت است. ظرفیت‌های خازنی تابعی از گذردهی الکتریکی ماده هستند و خواص ماده مغناطیسی بر آنها اثر ندارد اما اندوکتانس سلفی تابعی از نفوذپذیری مغناطیسی مؤثر است. در نتیجه زیرلایه فریت، به خاطر اینکه $\mu_{\perp}$ متفاوت از یک خط انتقال معمولی است، بر پارامترهای L_R ، L_L مدل مداری اثر گذار است.



شکل (۳-۱) (الف) خط مرکب چپگرد-راستگرد مبتنی بر موجبر مجتمع شده در زیرلایه و شکاف انگشتی (ب) سلول واحد؛ $w=10.135\text{mm}, p=8.2\text{mm}, l=3.3\text{mm}, w_2=0.33\text{mm}, w_1=0.45\text{mm}$



شکل (۳-۲) خط مرکب چپگرد-راستگرد (الف) مدار معادل متقارن سلول واحد (ب) منحنی پراکندگی

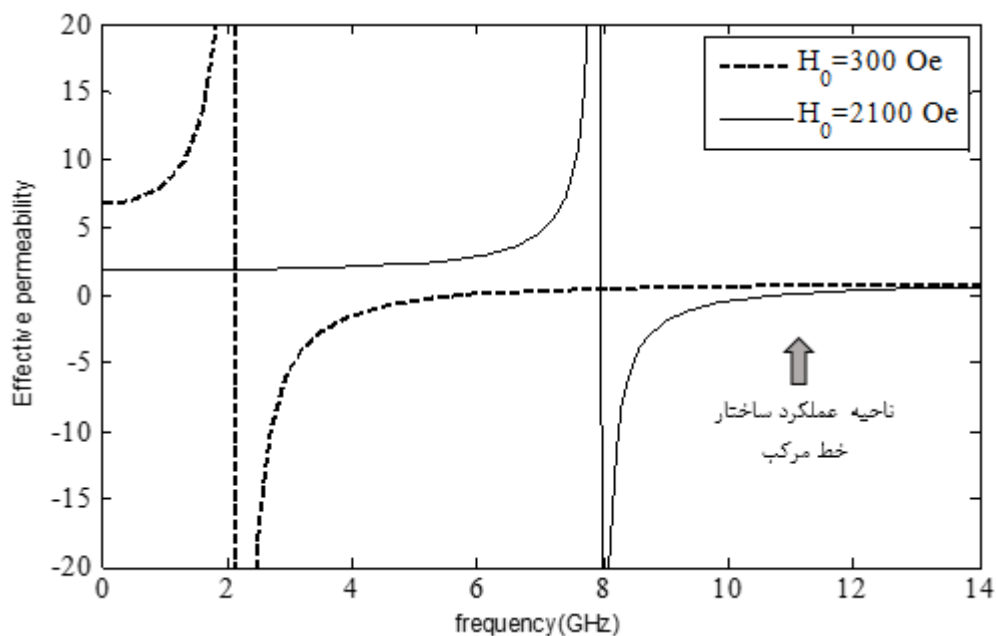
با توجه به توضیحات فصل اول و شکل (۳-۲) (ب) فرکانس سری $(\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}})$ و فرکانس موازی

$(\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}})$ تعیین کننده محدودهی چپگردی و راستگردی و باند توقف خط مرکب هستند. در

این ساختار با تغییر میدان بایاس خارجی H_0 فریت می‌توان منحنی پراکندگی را جابجا کرد. توضیح این رفتار به این صورت است که با افزایش میدان بایاس اعمال شده H_0 ، نفوذپذیری مؤثر $\mu_{\perp}$ (شکل)

(۳-۳) و در نتیجه‌ی آن اندوکتانس بر واحد طول خط مرکب (L_R, L_L) کاهش می‌یابد و ω_{sh} و ω_{se}

افزایش می‌یابد و منحنی پراکندگی به سمت فرکانس‌های بالاتر جابجا می‌شود.



شکل (۳-۳) تغییر منحنی نفوذپذیری مؤثر با میدان بایاس خارجی در محدوده فرکانس کاری ساختار

تأثیر پارامترهای خازن انگشتی بر ناحیه‌ی عملکرد ساختار

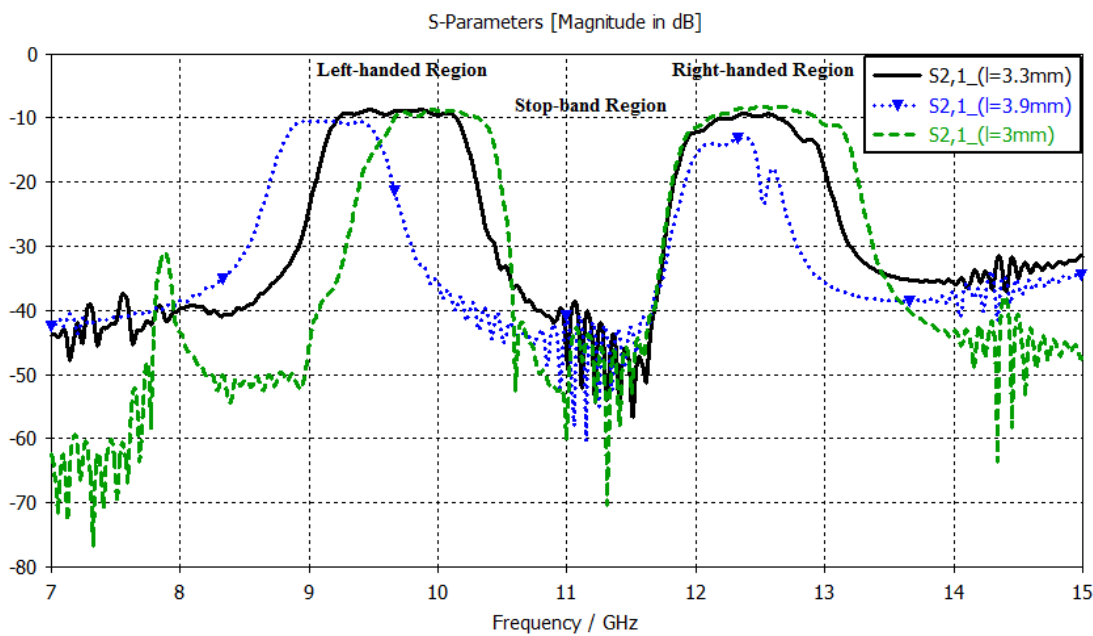
خازن انگشتی میزان تشعشع موج رونده را کنترل می‌کند. پارامترهای خازن انگشتی نقش اصلی را در تعیین ناحیه چپگرد ساختار دارند. طبق مدل مداری ارائه شده، تغییر خازن انگشتی باعث تغییر فرکانس سری و در نتیجه ناحیه چپگرد می‌شود. در ادامه اثر پارامترهای خازن انگشتی بر ناحیه چپگرد و راستگرد ساختار بررسی می‌شوند.

• اثر طول شکاف انگشتی

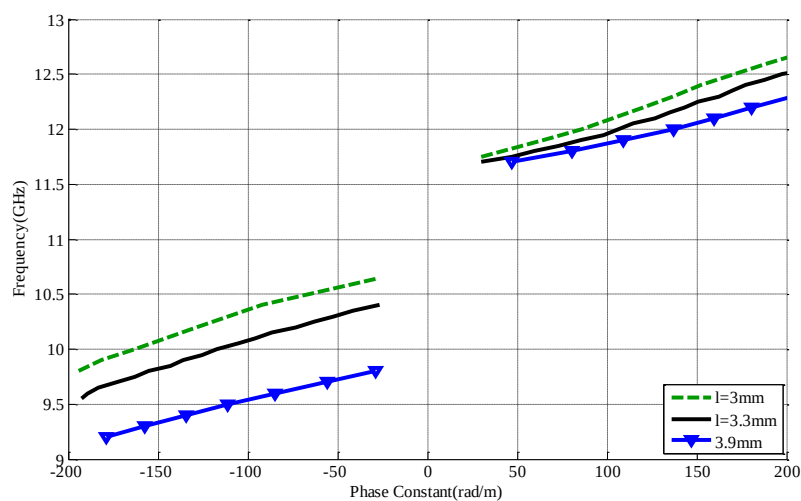
در شکل (۳-۴) که نمودار اندازه S_{21} بر حسب فرکانس در بایاس $H_0 = 800$ Oe را نشان می‌دهد، نواحی چپگرد و راستگرد خط مرکب پیشنهادی مشخص شده‌اند. مشاهده می‌شود که تغییر طول خازن انگشتی، تأثیر قابل توجهی بر شروع ناحیه راستگرد ندارد؛ در حالیکه ناحیه چپگرد با کاهش طول خازن انگشتی به سمت فرکانس‌های بالاتر جابجا شده است. در واقع، کاهش طول خازن انگشتی ناحیه چپگرد را به ناحیه راستگرد نزدیکتر می‌کند و موجب کاهش باند توقف خط مرکب می‌شود. البته باید در نظر داشت که کاهش طول خازن انگشتی باعث کاهش راندمان تشعشعی نیز می‌شود و کاهش بیش از حد

آن می‌تواند ناحیه چپگرد ساختار را کاملاً از بین ببرد؛ طوریکه در شبیه سازی ساختار با طول $l=2.7\text{mm}$ ناحیه‌ی چپگرد مشخصی وجود نداشت.

تغییرات منحنی پراکندگی به ازای چندین طول شکاف انگشتی مختلف در شکل (۳-۵) رسم شده است.



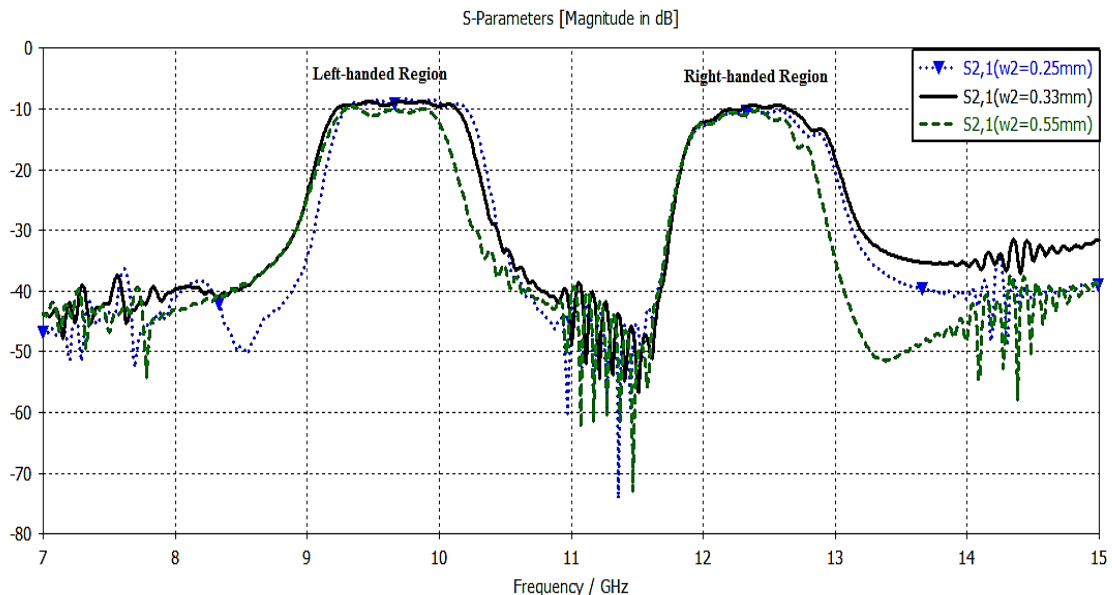
شکل (۳-۴) نمودار اندازه S_{21} : اثر طول شکاف انگشتی بر ناحیه چپگرد ساختار پیشنهادی



شکل (۳-۵) منحنی پراکندگی ساختار پیشنهادی به ازای چندین طول شکاف انگشتی مختلف؛ $l=3\text{mm}$, $l=3.4\text{mm}$, $l=3.9\text{mm}$

• اثر عرض w_2 شکاف انگشتی

شکل (۶-۳) نشان می‌دهد که با کاهش عرض شکاف (w_2)، ناحیه‌ی چپگرد به سمت فرکانس‌های بالاتر جابجا می‌شود. مشاهده می‌شود که کاهش w_2 تا حدی اثرگذار است و تغییر w_2 از 0.33mm به 0.25mm تأثیر قابل توجهی بر ناحیه چپگرد ساختار نداشته است.



شکل (۶-۳) نمودار اندازه S_{21} : اثر عرض (w_2) شکاف انگشتی بر ناحیه چپگرد ساختار پیشنهادی

مشاهده می‌شود که تحلیل مداری ارائه شده، تطابق خوبی با شکل (۴-۳) و شکل (۶-۳) دارد.

۳-۳- ساختار آنتن موج نشتی متناوب

در ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه فرامواد می‌شده در بخش ۳-۱ در ناحیه‌ی فرکانسی که

شرط موج نشتی یعنی $|\beta| < k_0$ برقرار باشد، ساختار به عنوان آنتن موج نشتی بکار می‌رود.

در ادامه به تعیین ناحیه موج نشتی در ساختار متناوب موجبر مجتمع شده در زیرلایه به صورت

تئوری می‌پردازیم.

در آنتن موج نشتی متناوب تعداد بی‌نهایت هارمونیک وجود دارد که با ثابت فاز β_n (مربوط به n امین

هارمونیک) مشخص می‌شوند و توسط رابطه زیر به هم مربوط می‌شوند:

$$\beta_n = \beta_0 + \frac{2\pi n}{p} \quad (۱-۳)$$

که p طول تناوب ساختار و β_0 هارمونیک اصلی است که همان ثابت فاز مد غالب موجبر بدون اختلال است لازم به ذکر است ابعاد کوچک شکاف ها باعث می شود که این اختلالات تأثیر زیادی بر رفتار الکترومغناطیسی ساختار نداشته باشند.

β_n مقادیر مختلفی می تواند داشته باشد تا موج آهسته یا سریع و در ناحیه ی مستقیم یا عقبگرد باشد. معمولاً در یک آنتن موج نشتی عملی با ابعاد فیزیکی بهینه هارمونیک $n=-1$ انتخاب می شود:

$$|\beta_{-1}| = \left| \beta_0 - \frac{2\pi}{p} \right| < k_0 \quad (۲-۳)$$

بنابراین در طراحی ساختار پارامترهای p و β_0 طوری در نظر گرفته می شوند که شرط فوق برقرار باشد. در یک آنتن موج نشتی مبتنی بر موجبر (یا SIW) برای این که محدوده ی فرکانسی موج نشتی ($|\beta_{-1}| < k_0$) مشخص شود و همچنین اطمینان حاصل شود که هارمونیک های بعدی (معمولاً β_{-2}) (تداخل ایجاد نمی کنند و موجب ایجاد گلبرگ اضافی^۱ نمی شوند، منحنی پراکندگی برای چند هارمونیک رسم می شود.

در موجبر مستطیلی ثابت فاز از رابطه ی زیر بدست می آید:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad (۳-۳)$$

که k_c عدد موج قطع است و از رابطه زیر محاسبه می شود:

$$k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{w_{eff}} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2} \xrightarrow{TE_{m0}} k_c = \frac{m\pi}{w_{eff}} \quad (۴-۳)$$

در نتیجه ثابت فاز برای مد TE_{m0} که در موجبر مجتمع شده در زیرلایه منتشر می شود، به صورت زیر قابل محاسبه است:

^۱ Grating lobe

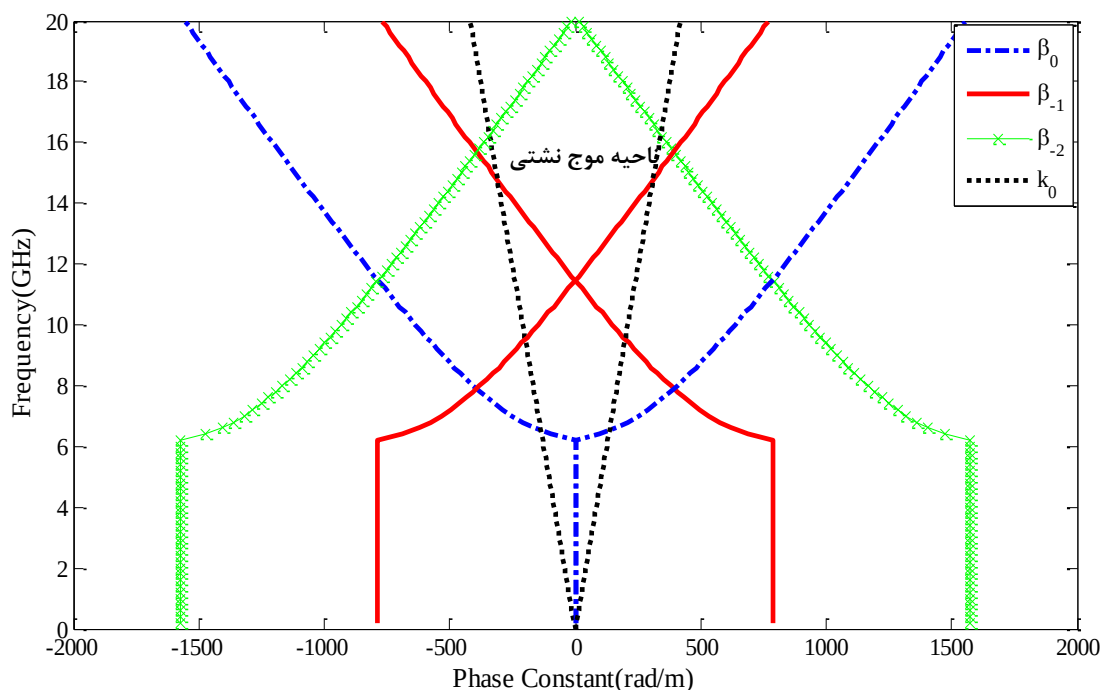
$$\beta_m = \pm \sqrt{k_0^2 \epsilon_r \mu_{\perp} - \left(\frac{m\pi}{w_{eff}} \right)^2} \quad m=1,2,3,\dots \quad (5-3)$$

در ساختار پیشنهادی می‌خواهیم طراحی ساختار طوری باشد که $\beta_{-1} = 0$ در فرکانس $f=10.2$ GHz رخ دهد (شروع ناحیه موج نشستی در این فرکانس باشد). با استفاده از رابطه‌ی (۳-۲) و طول سلول واحد $p=8.2$ mm داریم:

$$\beta_{-1} = \beta_0 - \frac{2\pi}{p} \Big|_{f=10.2\text{GHz}} = 0 \rightarrow \beta_0 = \sqrt{(2\pi f)^2 \epsilon \mu - \left(\frac{\pi}{w_{eff}} \right)^2} = \frac{2\pi}{p} \quad (6-3)$$

با حل معادله فوق عرض موجبر $w_{eff} = 9.4$ mm بدست می‌آید (البته این مقدار عرض حدودی است و عرض مؤثر بهینه این ساختار 9.55mm انتخاب شده است).

منحنی پراکندگی برای مد غالب موجبر مستطیلی، یعنی TE_{10} ، در شکل (۳-۷) رسم شده است.



شکل (۳-۷) منحنی پراکندگی ساختار متناوب مبتنی بر موجبر مستطیلی در مد غالب

لازم به ذکر است در این منحنی ثابت فاز مربوط به موجبر است و اختلال (شکاف انگشتی) قابل چشم پوشی فرض شده است. در واقع این روش تنها به منظور پیدا کردن تقریبی ناحیه موج نشستی بر اساس

ابعاد کلی ساختار و مشخصات زیر لایه رسم شده است و ناحیه‌ی دقیق موج نشتی با شبیه‌سازی تمام موج و استخراج منحنی پراکندگی مشخص می‌شود.

۳-۴- خلاصه روش طراحی ساختار آنتن موج نشتی تنظیم پذیر پیشنهادی

به طور خلاصه روش طراحی به شرح زیر است:

ابتدا ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه را بدون فریت یعنی با زیرلایه دی الکتریک با گذردهی الکتریکی برابر با گذردهی فریت طراحی می‌کنیم. به این منظور پارامتر اولیه، عرض موجبر است که باید تعیین شود.

با انتخاب فرکانس کاری و طول تناوب سلول و با استفاده از رابطه‌ی $\beta_{-1} = \beta_0 - \frac{2\pi}{p}$ عرض مؤثر موجبر مجتمع شده در زیرلایه بدست می‌آید. در واقع عرض موجبر به طور تقریبی ناحیه راستگرد را مشخص می‌کند

سپس شکاف انگشتی را که تعیین کننده ناحیه چپگرد است، روی موجبر مجتمع شده در زیرلایه قرار می‌دهیم. پارامترهای ابعاد خازن انگشتی باید طوری انتخاب شوند که حتی الامکان ناحیه راستگرد و چپگرد به هم نزدیک باشند (مطلوب است ساختار متوازن باشد). انتخاب ابعاد مناسب خازن انگشتی با سوئیچ پارامترها و بهینه سازی انجام می‌شود.

حال به جای زیرلایه دی الکتریک فریت را قرار می‌دهیم. با تغییر میدان بایاس خارجی که در راستای عمود بر ساختار در نظر گرفته شده است، نفوذپذیری مؤثر فریت تغییر می‌کند و منحنی پراکندگی جابجا می‌شود و پرتو تشعشعی آنتن در فرکانس ثابت می‌چرخد.

در انتخاب فریت به منظور تنظیم پذیری ساختار باید در نظر داشت

○ در محدوده‌ی موج نشتی ساختار، با تغییر میدان بایاس خارجی، نفوذپذیری مؤثر فریت باید همچنان

در ناحیه‌ی مثبت باشد تا تداخلی با خواص فرامواد ساختار ایجاد نشود.

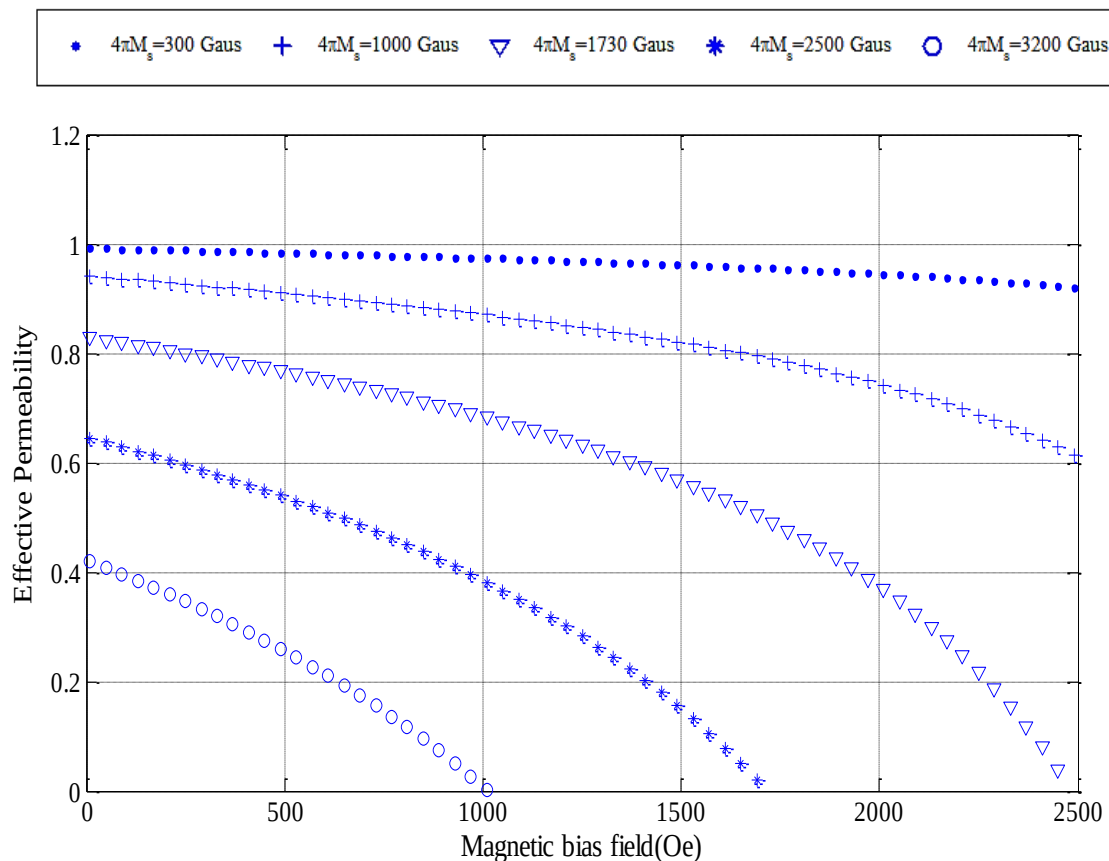
○ نمودار نفوذپذیری مؤثر نشان می‌دهد که در ناحیه‌ی مورد نظر، مقدار $\mu_{\perp}$ به مقدار یک همگرا می‌شود؛ لذا تغییرات $\mu_{\perp}$ از صفر تا یک است. برای چرخش پرتو در فرکانس ثابت با تنظیم میدان بایاس خارجی H_0 ، هرچه میزان تغییرات نفوذپذیری با تغییر H_0 بیشتر باشد، تغییرات ثابت فاز بیشتر می‌شود و آنتن محدوده زاویه ای بیشتری را اسکن می‌کند.

یکی از پارامترهای مهمی که بر مقدار نفوذپذیری مؤثر فریت اثرگذار است، مغناطیس‌شدگی اشباع می‌باشد که روابط مربوط به آن در فصل دوم بیان شد.

در شکل (۳-۸) نمودار نفوذپذیری مؤثر بر حسب H_0 به ازای مقادیر مختلف مغناطیس‌شدگی اشباع در فرکانس ثابت $f=11.8\text{GHz}$ (که فرکانس کاری مورد نظر این ساختار برای اسکن مغناطیسی است) رسم شده است. در صورتیکه مقدار مغناطیس‌شدگی اشباع پائین باشد، مانند منحنی مربوط به $4\pi M_s = 300\text{Gaus}$ ، میزان تغییرات نفوذپذیری مؤثر با تغییر H_0 بسیار کم است؛ بطوریکه با تغییر H_0 از 10 Oe تا 2500 Oe، نفوذپذیری مؤثر ($\mu_{\perp}$) از 0.9948 به 0.923 تغییر می‌کند. در واقع برای تغییرات بیشتر $\mu_{\perp}$ به ازای این مغناطیس‌شدگی اشباع، لازم است شدت میدان مغناطیسی خارجی افزایش یابد که مطلوب نمی‌باشد؛ زیرا افزایش شدت میدان مغناطیسی خارجی معادل با مصرف انرژی بیشتر است و در حالت استفاده از آهنربا برای بایاس، لازم است آهنربای قوی‌تر استفاده شود.

با دقت در منحنی مربوط به $4\pi M_s = 3200\text{Gaus}$ ، در صورتیکه فریت استفاده شده در ساختار دارای مغناطیس‌شدگی اشباع بالا باشد، سرعت تغییرات $\mu_{\perp}$ با تغییر H_0 زیاد است اما باید در نظر داشت که مقدار تغییرات $\mu_{\perp}$ آن کافی نیست. در این حالت با تغییر H_0 از 10 Oe تا 1000 Oe، نفوذپذیری مؤثر ($\mu_{\perp}$) از 0.42 به 0.002 تغییر می‌کند. هرچند میزان تغییرات H_0 مطلوب است اما میزان تغییرات $\mu_{\perp}$ که در واقع میزان تنظیم‌پذیری ساختار را تعیین می‌کند، کم است. در حالت ایده‌آل تغییرات $\mu_{\perp}$ از صفر تا یک، با تغییرات کم H_0 ، مدنظر است.

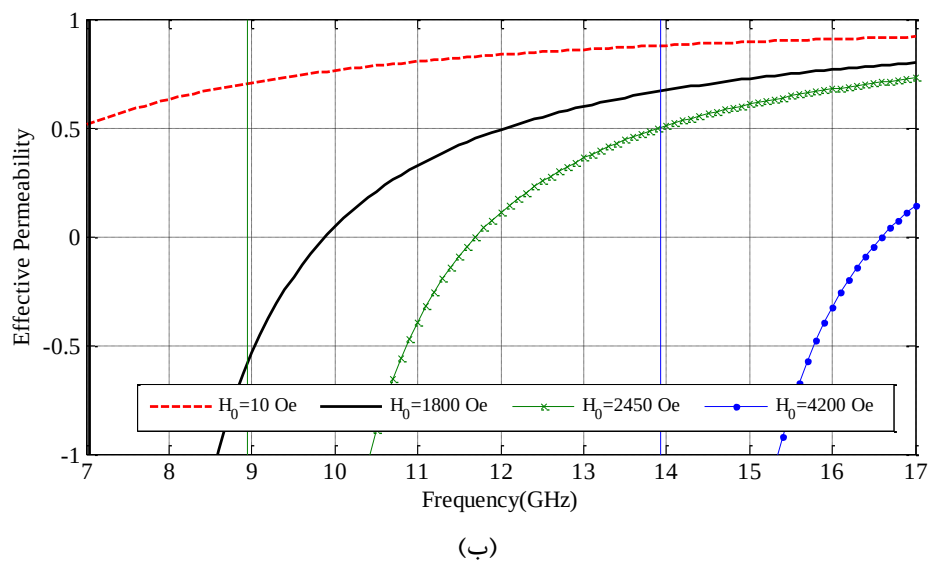
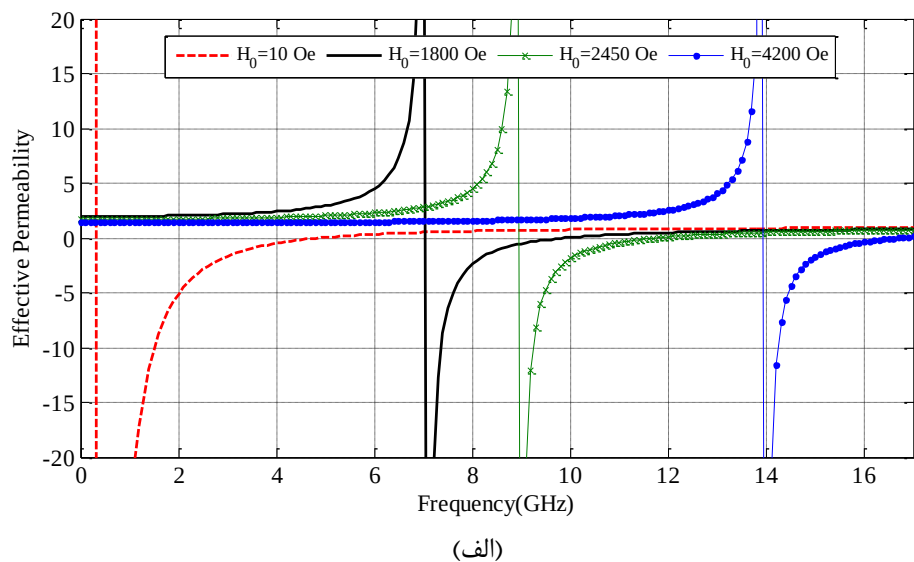
در ساختار پیشنهادی با توجه به فرکانس کاری، فریت با مغناطیس‌شدگی اشباع $4\pi M_s = 1730\text{Gaus}$ انتخاب شده است. با تغییر H_0 از 10 Oe تا 2490 Oe مقدار نفوذپذیری از 0.83 به 0.004 تغییر می‌کند.



شکل (۸-۳) نمودار تغییرات نفوذپذیری مؤثر $(\mu_{\perp})$ بر حسب میدان بایاس خارجی (H_0) به ازای مقادیر مختلف مغناطیس شدگی اشباع $(4\pi M_s)$ در فرکانس ثابت $f=11.8\text{GHz}$

نمودار تغییرات $\mu_{\perp}$ بر حسب فرکانس با مغناطیس شدگی اشباع $4\pi M_s = 1730\text{Gaus}$ در چند بایاس مختلف در شکل (۹-۳) رسم شده است. در ناحیه کاری مورد نظر ساختار پیشنهادی (فرکانس-9-12GHz)، با افزایش H_0 نفوذپذیری مؤثر کاهش می‌یابد. بنابراین برای اینکه ساختار در فرکانس مورد نظر بیشترین تنظیم پذیری را داشته باشد، لازم است ماده مغناطیسی طوری انتخاب شود که مقدار نفوذپذیری مؤثر در کمترین H_0 تا حد ممکن به مقدار یک و در بیشترین H_0 به مقدار صفر نزدیک باشد. برای مثال فریت با مغناطیس شدگی اشباع $4\pi M_s = 1730\text{Gaus}$ برای تنظیم پذیری ساختاری با فرکانس کاری $f=7\text{GHz}$ مناسب نمی‌باشد؛ زیرا همانطور که شکل (۹-۳) نشان می‌دهد در این فرکانس بیشترین مقدار نفوذپذیری مؤثر، که در واقع توسط کمترین مقدار H_0 ایجاد می‌شود، مقدار 0.5 است. با

افزایش فرکانس شیب نمودار و در واقع میزان تغییرات $\mu_{\perp}$ (با ΔH_0 ثابت) کمتر می‌شود؛ لذا برای تنظیم پذیری در فرکانس‌هایی مانند $f=17\text{GHz}$ لازم است شدت میدان مغناطیسی خارجی افزایش یابد که مطلوب نمی‌باشد. در بازه‌ی فرکانسی 10-12GHz میزان تغییر نفوذپذیری مؤثر با تغییر H_0 زیاد است؛ لذا فریت با مغناطیس شدگی اشباع ۱۷۳۰ گاوس برای تنظیم پذیری در این بازه‌ی فرکانسی مناسب است.



شکل (۹-۳) (الف) نمودار نفوذپذیری مؤثر بر حسب فرکانس در چند بایاس مختلف با مغناطیس شدگی اشباع $4\pi M_s = 1730 \text{ Gauss}$ (ب) بزرگنمایی شده شکل (الف)

۳-۵- نتایج شبیه سازی

شبیه سازی تمام موج ساختار پیشنهادی در نرم افزار CST در حوزه زمان^۱ مبتنی بر روش انتگرال محدود^۲ انجام شده است. در شبیه سازی انجام شده از زیرلایه ی فریت^۳ YIG با مغناطیس شدگی اشباع^۴ $4\pi M_s = 1730 \text{ Gaus}$ ، گذردهی نسبی $\epsilon_r = 15.3$ و عرض خط ژیرومگنتیک^۵ $\Delta H = 20 \text{ Oe}$ استفاده شده است. ابعاد ساختار در جدول (۱-۳) ابعاد ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه بر حسب میلی متر مشخص شده است. منحنی پراکندگی در چند بایاس مختلف استخراج شده است و نتایج در شکل (۱۰-۳) رسم شده است. ناحیه ای که ثابت فاز منفی دارد ناحیه چپگرد و ناحیه ای که ثابت فاز مثبت دارد ناحیه راستگرد ساختار را نشان می دهد. همانطور که نتایج نشان می دهد با افزایش بایاس خارجی منحنی پراکندگی به فرکانس های بالاتر منتقل شده است که با تحلیل مدل مداری ارائه شده بخش ۱-۳ مطابقت دارد.

جدول (۱-۳) ابعاد ساختار موجبر مجتمع شده در زیرلایه بر حسب میلی متر

w	w _{eff}	p	l	w1	w2	d	s
10.135	9.55	8.2	3.3	0.45	0.33	0.8	1.171

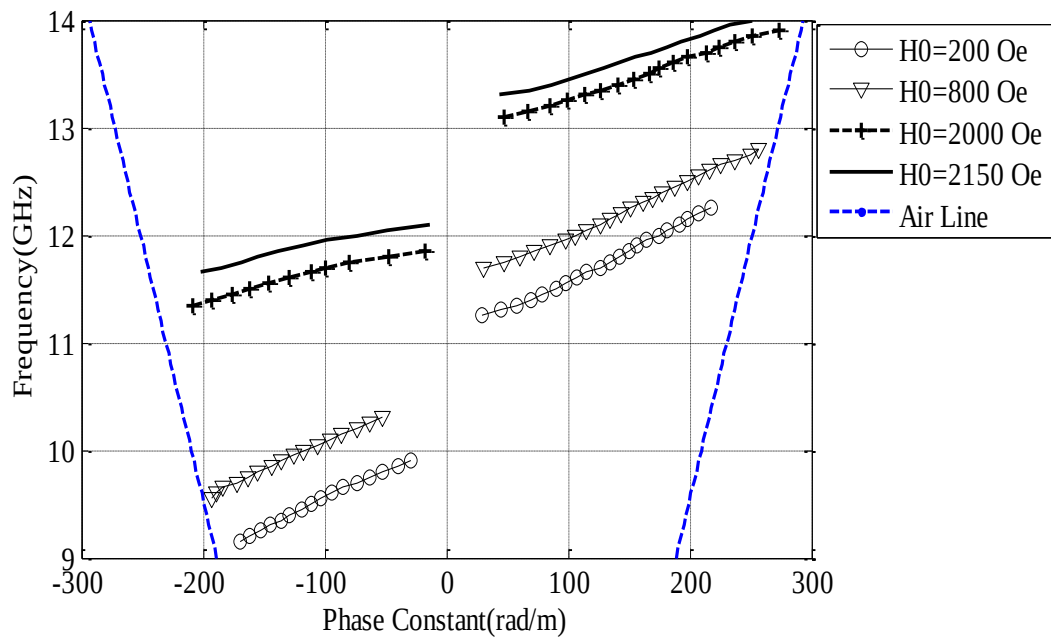
^۱ Time Domain

^۲ Finite Integration Technique(FIT)

^۳ Yttrium Garnet Iron

^۴ Saturation Magnetization

^۵ Gyromagnetic line width



شکل (۳-۱) منحنی پراکندگی خط مرکب چپگرد-راستگرد معرفی شده در چند بایاس مختلف استخراج شده از شبیه سازی تمام موج

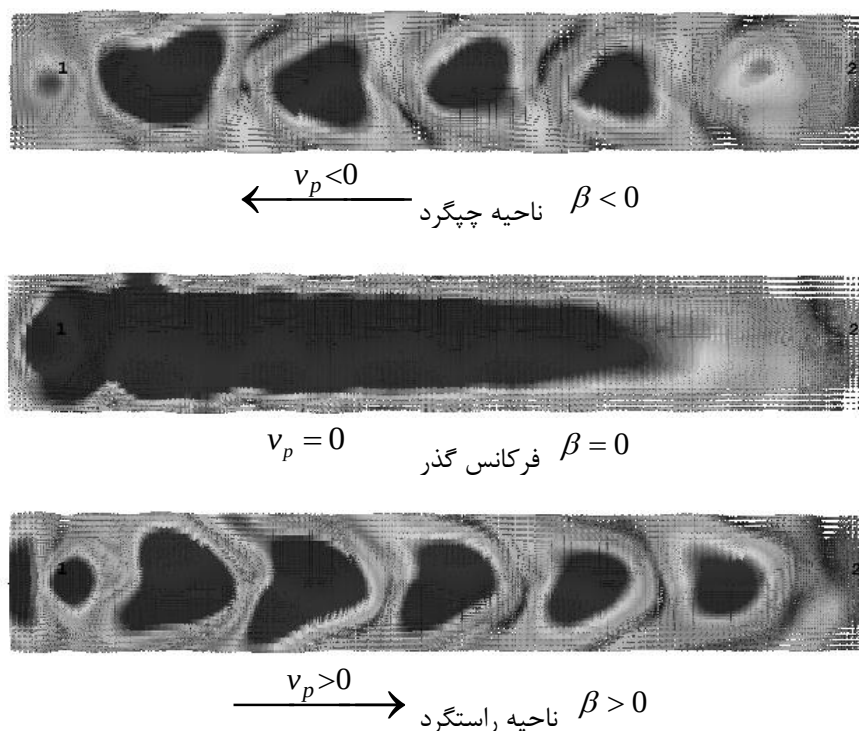
استخراج منحنی پراکندگی از طریق شبیه سازی تمام موج به دو روش انجام شده است. روش اول با استفاده از فاز S_{21} مطابق توضیحات فصل اول بخش ۱-۳ است.

$$\beta = \frac{-\varphi^{unwrapped}(S_{21})}{N \times l_{unit-cell}} + \xi \quad (Y-3)$$

در این رابطه N تعداد سلول‌های ساختار و $l_{unit-cell}$ طول هر سلول واحد است. ثابت ξ ضریب تصحیح فاز است و طوری تعیین می‌شود که در فرکانسی که طول موج بی‌نهایت است، ثابت فاز صفر شود. در خط مرکب متوازن فرکانس گذر مرجع فاز است و در این فرکانس ثابت فاز صفر و طول موج بی‌نهایت است. فرکانس گذر با توجه به نتایج شبیه سازی توزیع دامنه میدان الکتریکی مطابق شکل (۳-۱۱) قابل تشخیص است. ساختار معرفی شده خط مرکب نامتوازن است و نحوه‌ی استخراج منحنی فاز به دلیل مشخص نبودن دقیق ثابت فاز صفر کمی متفاوت است. در این حالت باید در شبیه سازی فرکانس شروع و پایان باند توقف را پیدا کرده و ثابت فاز را در آن نقاط صفر قرار دهیم. به عبارتی دیگر بعد از استخراج فاز باز شده S_{21} ، فاز مربوط به ناحیه‌ی چپگرد و راستگرد را جدا می‌کنیم؛ یک بار فاز مربوط به فرکانس

شروع باند توقف که همان انتهای ناحیه چپگرد است مرجع فاز قرار می‌دهیم و ثابت فاز ناحیه چپگرد را رسم می‌کنیم و بار دیگر فاز مربوط به فرکانس انتهای باند توقف که همان ابتدای ناحیه راستگرد است را مرجع فاز قرار داده و ثابت فاز ناحیه راستگرد را رسم می‌کنیم.

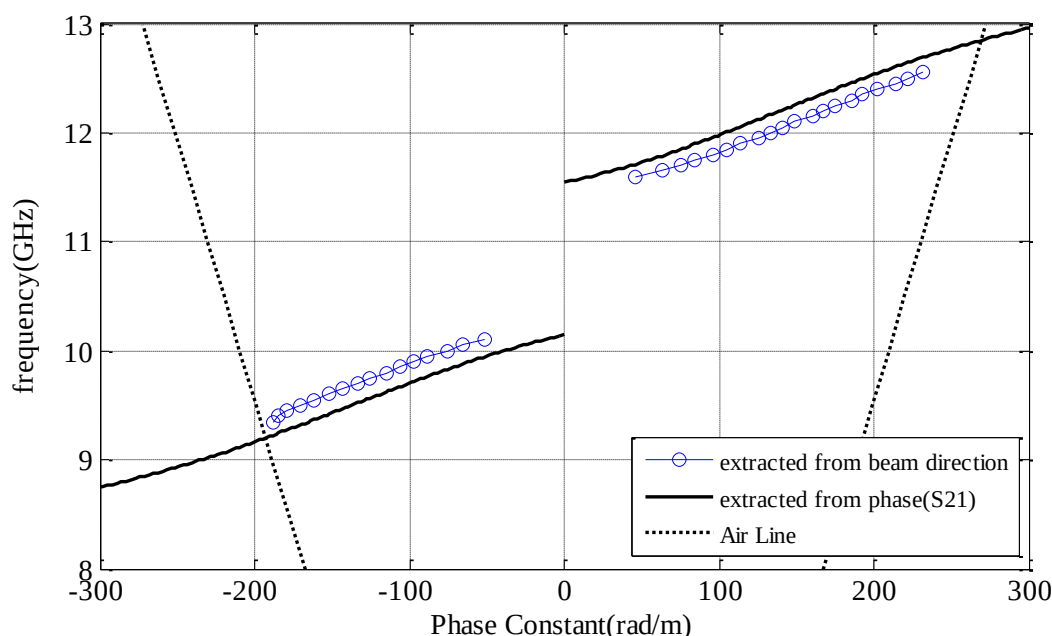
لازم به ذکر است که در استخراج فاز خط مرکب چپگرد-راستگرد، صفحه مرجع پورت تحریک را به ابتدای خط مرکب جابجا می‌کنیم^۱ تا تغییر فاز ناشی از قسمت تطبیق (که با خط باریک شونده تحقق یافته است) در محاسبات پارامتر S اثرگذار نباشد.



شکل (۱۱-۳) توزیع دامنه میدان الکتریکی در خط مرکب چپگرد-راستگرد

روش دیگر بدست آوردن منحنی پراکندگی ساختار با استفاده از زاویه‌ی پرتو آنتن موج نشی است؛ به این صورت که در پترن تشعشعی حاصل از شبیه‌سازی میدان راه دور آنتن در فرکانس‌های مختلف، زاویه بیم آنتن را خوانده و در رابطه‌ی زیر قرار می‌دهیم و ثابت فاز را محاسبه می‌کنیم.

$$\beta = k_0 \sin(\theta_{\text{radiation}}) \quad (۸-۳)$$



شکل (۱۲-۳) منحنی پراکندگی استخراج شده به روش فاز S_{21} و زاویه ی بیم آنتن در بایاس $H_0=600$ Oe

منحنی پراکندگی با استفاده از دو روش بالا استخراج شده و در شکل (۱۲-۳) رسم شده است. مشاهده می شود منحنی های استخراج شده اندکی اختلاف دارند که دلایل آن می تواند مواردی مانند اثر de-embed بر فاز S_{21} ، عدم انتخاب دقیق مرجع فاز و ... باشد.

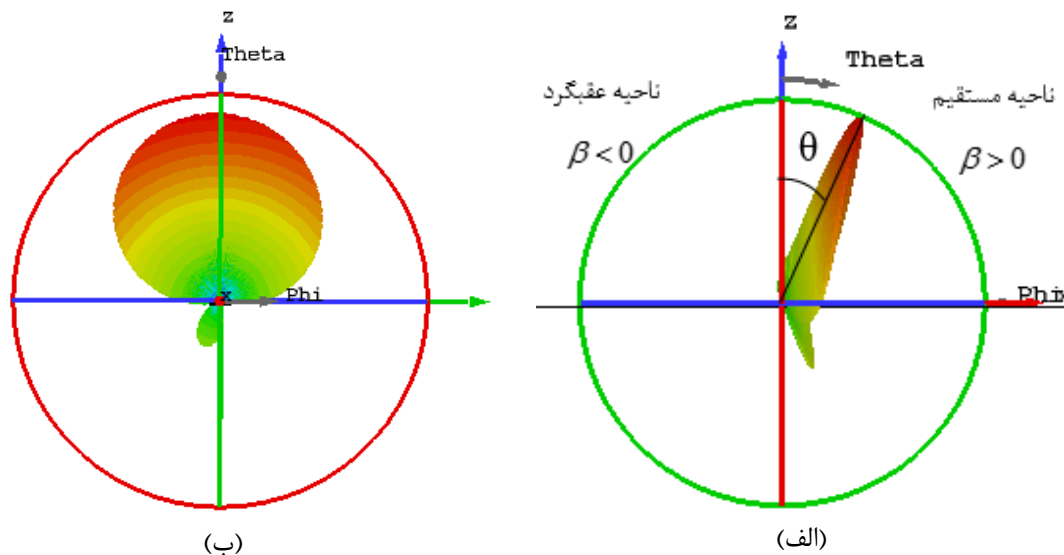
همانطور که پیش تر شرح داده شد، یکی از قابلیت های مهم آنتن موج نشستی، قابلیت اسکن فضا است. زاویه ی بیم آنتن از رابطه ی زیر بدست می آید:

$$\theta = \sin^{-1} \left(\frac{\beta(\omega, H_0)}{k_0} \right) \quad (۹-۳)$$

شکل (۱۳-۳) پترن تشعشعی سه بعدی آنتن موج نشستی معرفی شده در صفحه ی $\varphi = 0$ و $\varphi = 90$ را نشان می دهد. همانطور که مشاهده می شود، آنتن پرتو تابشی بادبزنی^۱ دارد.

در آنتن معرفی شده به دلیل وجود ناحیه چپگرد (ثابت فاز منفی) و راستگرد (ثابت فاز مثبت) در خط مرکب، آنتن قابلیت اسکن زوایای منفی و مثبت را دارد. به دلیل وجود ماده مغناطیسی ثابت فاز به

فرکانس و میدان بایاس خارجی بستگی دارد؛ به این معنا که علاوه بر اسکن فرکانسی، اسکن مغناطیسی در فرکانس ثابت نیز امکان پذیر است.

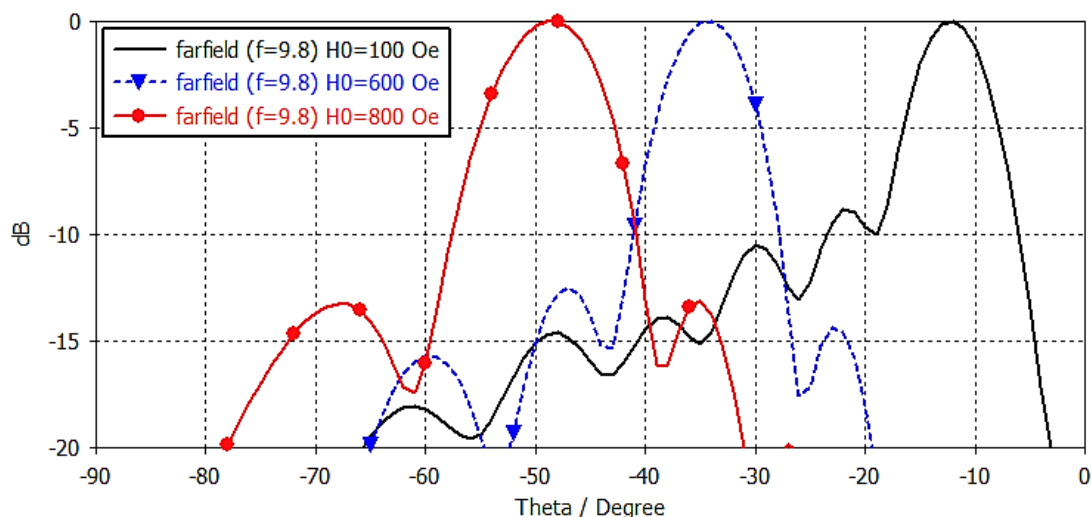


شکل (۳-۱۳) پترن تشعشی سه بعدی آنتن موج نشی پیشنهادی (الف) صفحه $\varphi = 0$ (ب) صفحه $\varphi = 90$

• اسکن مغناطیسی در فرکانس ثابت

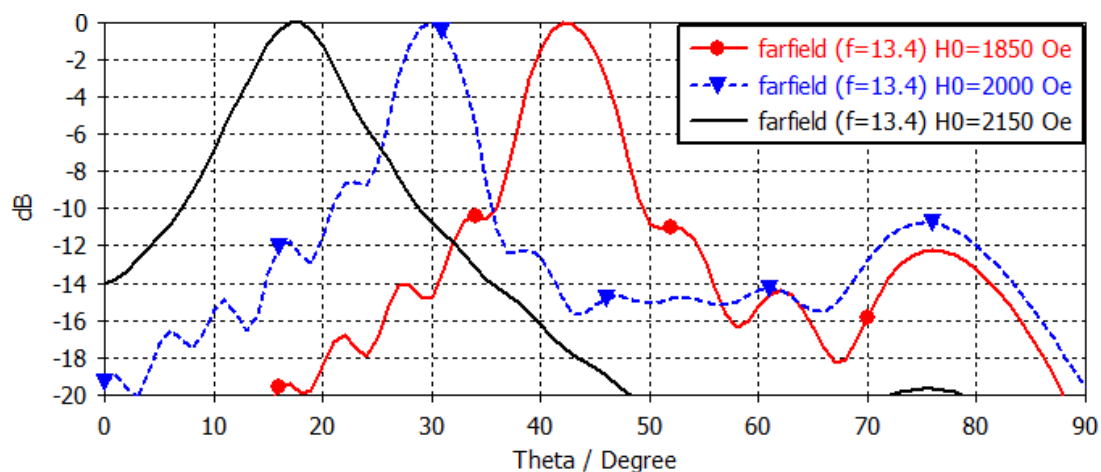
وجود ماده مغناطیسی این قابلیت را به ساختار می‌دهد که در فرکانس ثابت با تغییر میدان بایاس خارجی بیم آنتن کنترل شود. با دقت در منحنی پراکندگی شکل (۳-۱۰) به صورت فرکانس ثابت مشاهده می‌کنیم که:

- در برخی فرکانس ها مانند 9.8GHz با تغییر بایاس، منحنی پراکندگی تنها در ناحیه چپگرد تغییر می‌کند و آنتن فقط زوایای منفی را اسکن می‌کند.



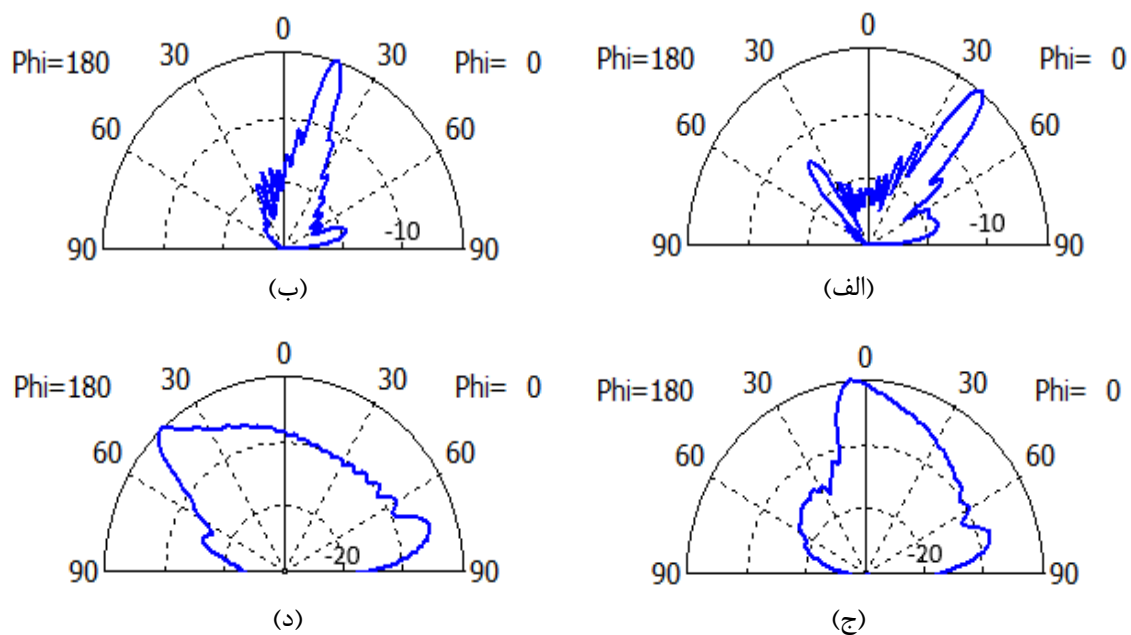
شکل (۳-۱۴) تغییرات زاویه بیم آنتن پیشنهادی با تغییر بایاس مغناطیسی در فرکانس ثابت $f=9.8\text{GHz}$

○ در برخی فرکانس ها مانند 13.4 GHz، ثابت فاز در ناحیه راستگرد قرار دارد و با تغییر بایاس H_0 ، آنتن فقط زوایای مثبت را اسکن می کند.



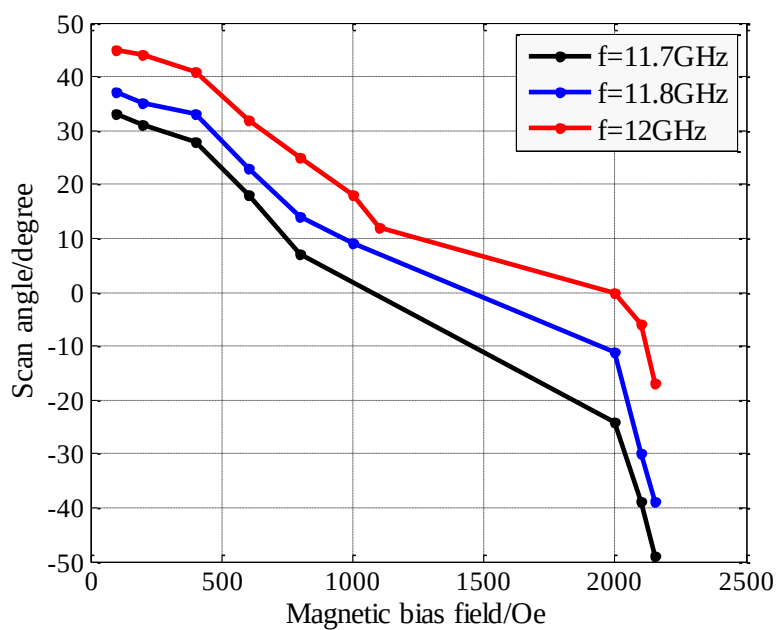
شکل (۳-۱۵) تغییرات زاویه بیم آنتن پیشنهادی با تغییر بایاس مغناطیسی در فرکانس ثابت $f=13.4\text{GHz}$

○ در برخی فرکانس ها مانند 11.85GHz، با افزایش میدان بایاس مغناطیسی، منحنی پراکندگی از ناحیه راستگرد وارد ناحیه چپگرد می شود؛ لذا آنتن قابلیت چرخش بیم تک بعدی در کل فضا را دارد. همانطور که شکل (۳-۱۶) نشان می دهد در فرکانس ثابت ۱۱,۸۵ گیگاهرتز با تغییر میدان بایاس مغناطیسی از ۱۰۰ اورستد تا ۲۱۵۰ اورستد، زاویه پرتو آنتن از زاویه 40° تا -40° درجه تغییر می کند.



شکل (۳-۱۶) پترن تشعشعی آنتن پیشنهادی در فرکانس ثابت $f=11.85\text{GHz}$ با تغییر بایاس مغناطیسی:
 $H_0=2150\text{ Oe}$ (د) $H_0=2000\text{ Oe}$ (ج) $H_0=800\text{ Oe}$ (ب) $H_0=100\text{ Oe}$ (الف)

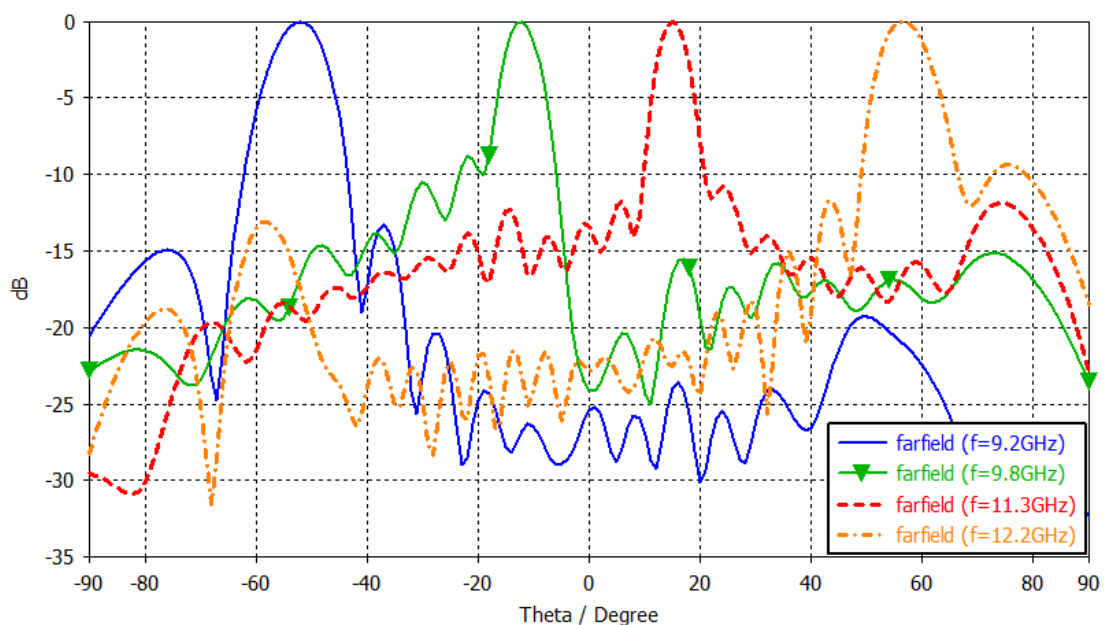
شکل (۳-۱۷) تغییرات زاویه‌ی اسکن آنتن موج نشی پیشنهادی با تغییر بایاس مغناطیسی در چند فرکانس مختلف را نشان می‌دهد.



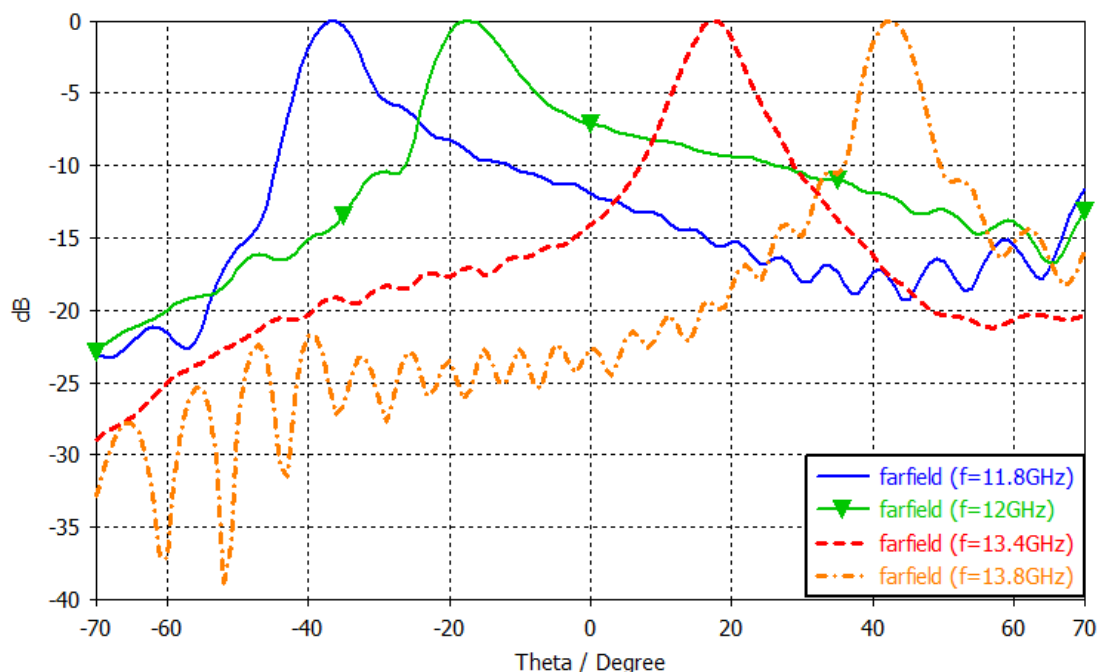
شکل (۳-۱۷) نمودار زاویه بیم آنتن بر حسب بایاس مغناطیسی در چند فرکانس مختلف

• اسکن فرکانسی در بایاس ثابت

در ساختار ارائه شده که خط مرکب چپگرد-راستگرد است، همانطور که منحنی پراکندگی نشان می‌دهد، ثابت فاز ساختار تابع غیرخطی از فرکانس می‌باشد در نتیجه نسبت $\frac{\beta}{k_0}$ با تغییر فرکانس تغییر می‌کند و بیم آنتن می‌چرخد. اسکن فرکانسی این آنتن در بایاس ثابت $H_0=100$ Oe و $H_0=2150$ Oe به ترتیب در شکل (۱۸-۳) و شکل (۱۹-۳) ارائه شده است. در بایاس $H_0=100$ Oe با تغییر فرکانس از $f=9.2$ GHz تا $f=12.2$ GHz بیم آنتن از -50° تا $+56^\circ$ درجه می‌چرخد. در بایاس $H_0=2150$ Oe، همانطور که منحنی پراکندگی به سمت فرکانس های بالاتر جابجا شد، چرخش بیم آنتن از -37° تا $+43^\circ$ درجه با تغییر فرکانس از $f=11.8$ GHz تا $f=13.8$ GHz انجام می‌شود. در نتیجه به منظور اسکن فرکانسی می‌توان با توجه به منبع تغذیه و کاربرد ساختار، بایاس مغناطیسی ثابت را انتخاب کرد.



شکل (۱۸-۳) اسکن فرکانسی در بایاس ثابت $H_0=100$ Oe

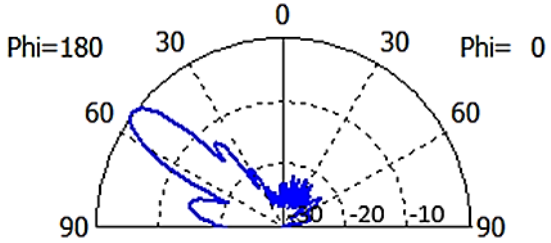
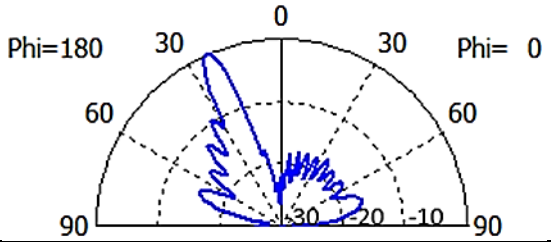
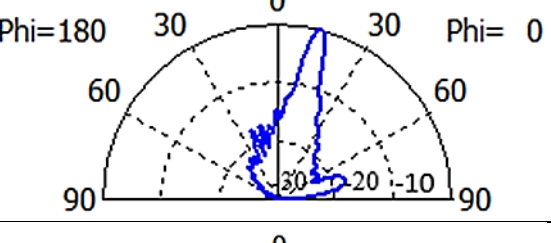
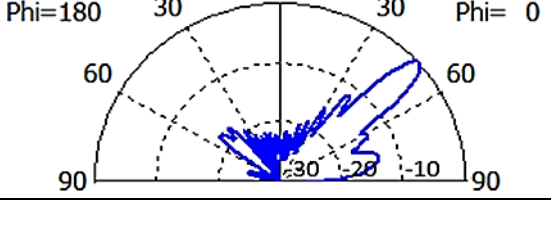


شکل (۳-۱۹) اسکن فرکانسی در بایاس ثابت $H_0=2150$ Oe

جدول (۳-۲) پترن تشعشعی آنتن موج نشتی در بایاس ثابت $H_0=800$ Oe در چند فرکانس مختلف را نشان می‌دهد. مطابق منحنی پراکندگی شکل (۳-۱۰)، در فرکانس‌های 9.5 GHz تا 10.3 GHz ساختار در محدوده‌ی چپگرد قرار دارد و ثابت فاز و زاویه بیم منفی است و آنتن زوایای -70° تا -14° را اسکن می‌کند. در فرکانس‌های 11.7 GHz تا 12.8 GHz ساختار در محدوده‌ی راستگرد قرار دارد و ثابت فاز و زاویه بیم مثبت است و آنتن زوایای $+7^\circ$ تا $+73^\circ$ را اسکن می‌کند. در محدوده‌ی فرکانسی بین این دو ناحیه، ثابت انتشار موهومی است و انتشاری رخ نمی‌دهد.

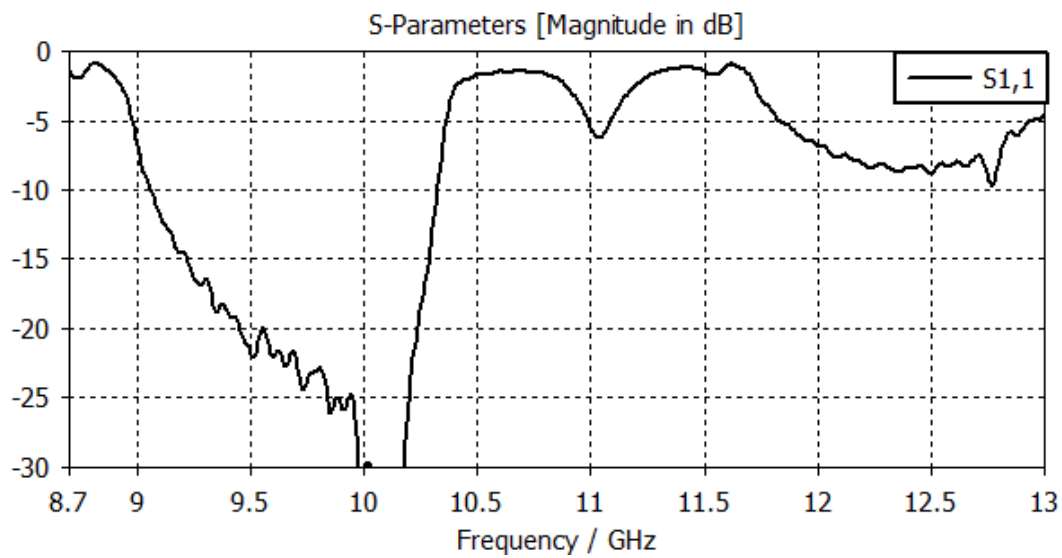
با دقت در بهره تحقق یافته آنتن در جدول (۳-۲) مشاهده می‌کنیم که میزان بهره آنتن در ناحیه چپگرد کمتر از راستگرد است در حالیکه نمودار تلفات برگشتی در شکل (۳-۲۰) نشان می‌دهد که میزان تلفات برگشتی در ناحیه‌ی چپگرد کمتر از راستگرد است. علت کمتر بودن بهره در ناحیه چپگرد این است که سمتگرایی^۱ آنتن در ناحیه چپگرد کمتر از راستگرد است.

جدول (۲-۳) نتایج مربوط به بهره، زاویه پرتو و پترن تشعشعی آنتن با تغییرات فرکانس در بایاس ثابت $H_0=800$ Oe

پترن تشعشعی نرمالیزه شده آنتن	زاویه پرتو اصلی آنتن	بهره تحقق یافته (Realized) (Gain)	فرکانس (گیگاهرتز)
	-53°	3.48dB	$f=9.75$ GHz
	-24°	4.24dB	$f=10.15$ GHz
	$+14^\circ$	8.61dB	$f=11.8$ GHz
	$+49^\circ$	5.71dB	$f=12.5$ GHz

به منظور توجیه تغییرات سمتگرایی در ناحیه‌ی چپگرد و راستگرد، فرکانسی را در نظر میگیریم که در دو بایاس مختلف ثابت فاز یکسان با علامت $\pm$ (ناحیه چپگرد و راستگرد) باشد. ساختار پیشنهادی به ازای فرکانس $f=11.85$ GHz در بایاس $H_0=300$ Oe در ناحیه‌ی راستگرد قرار دارد ($\theta=+34^\circ$) و در بایاس $H_0=2150$ Oe در ناحیه‌ی چپگرد قرار دارد ($\theta=-34^\circ$). با دقت در شکل (۳-۲۱) که دامنه میدان الکتریکی در این دو بایاس را نشان می‌دهد، مشاهده می‌شود که در ناحیه راستگرد تعداد سلول‌های بیشتری در نشتی موج شرکت دارند لذا طول مؤثر و در نتیجه سمتگرایی در این شرایط بیشتر است. در

صورتیکه در ناحیه‌ی چپگرد موج در اولین سلول ها نشت می کند ؛ لذا طول مؤثر و در نتیجه سمتگرایی کمتر است.



شکل (۳-۲۰) نمودار تلفات برگشتی آنتن پیشنهادی در بایاس $H_0=800$ Oe



(الف)



(ب)

شکل (۳-۲۱) توزیع دامنه میدان الکتریکی در فرکانس $f=11.85$ GHz در بایاس (الف) $H_0=300$ Oe
(ب) $H_0=2150$ Oe

فصل ۴

نتیجه گیری و ارائه پیشنهادات آینده

۴-۱- جمع بندی و نتیجه گیری

در این پایان نامه، پژوهشی بر تنظیم‌پذیری مغناطیسی ساختار آنتن موج نشتی فرامادی انجام شده است. آنتن موج نشتی معرفی شده یک موجبر مجتمع شده در زیرلایه است که از سلول های متناوب مرکب چپگرد-راستگرد تشکیل شده است. ماده مغناطیسی فریت به عنوان عنصر تنظیم پذیر در زیرلایه ساختار بکار رفته است و در جهت عمود بر ساختار بایاس می‌شود. در واقع با تغییر بایاس مغناطیسی خارجی، نفوذپذیری مؤثر فریت و در نتیجه ثابت فاز ساختار تغییر می‌کند و موجب تنظیم پرتو آنتن می‌شود. مهمترین ویژگی آنتن موج نشتی قابلیت چرخش بیم است. ترکیب ساختار فرامواد، که دارای ثابت فاز مثبت و منفی در دو محدوده‌ی فرکانسی مجزا است، با ماده مغناطیسی که خاصیت تنظیم پذیری دارد منجر به طراحی آنتن موج نشتی با قابلیت پوشش دهی ناحیه مستقیم و عقبگرد شده است که علاوه بر قابلیت اسکن فرکانسی (محدوده زاویه ای 70° - 70° درجه تا 70° + درجه)، توانایی اسکن مغناطیسی در فرکانس ثابت (محدوده زاویه ای 40° - 40° درجه تا 40° + درجه) را نیز دارد. آنتن معرفی شده طراحی و ساخت ساده ای دارد و می‌تواند در کاربردهایی که اسکن پیوسته فضا در فرکانس ثابت مورد نیاز است، مانند رادارها، بکار رود.

استفاده از فریت به منظور اسکن مغناطیسی در آنتن موج نشتی، توسط پژوهشگران دیگر نیز مورد بررسی قرار گرفته است. فعالیت های بیشتر در این زمینه به منظور بهبود تنظیم پذیری، افزایش بهره و بازده آنتن، افزایش میزان چرخش پرتو، ساده شدن روند طراحی و ساخت و کاهش هزینه می‌باشد. برای مثال، آنتن موج نشتی معرفی شده در [۲۳] ساختار ساده ای دارد و زاویه 18° - درجه تا 30° + درجه را اسکن می کند؛ در حالیکه آنتن پیشنهادی این پژوهش محدوده وسیعتری را اسکن می‌کند.

آنتن ارائه شده در [۲۴]، مشابه آنتن پیشنهادی این پژوهش محدوده‌ی وسیعی را اسکن می‌کند، اما پهنای بیم نیم توان آن زیاد ($\Delta\theta = 65^\circ$) است که ویژگی نامطلوبی برای یک آنتن اسکن کننده محسوب می‌شود. آنتن طراحی شده در این پایان نامه بیم بادبزی با پهنای بیم نیم توان $10^\circ - 6^\circ = \Delta\theta$ دارد.

۴-۲- پیشنهادها برای کارهای آینده

در ادامه‌ی پژوهش انجام شده می‌توان به بهبود ساختار معرفی شده و همچنین معرفی ساختارهای جدید آنتن موج نشستی تنظیم پذیر پرداخت.

یکی از فعالیت‌ها در جهت بهبود ساختار پیشنهادی، متوازن کردن خط مرکب و یا کمتر کردن باند توقف می‌باشد. زیرا در ساختار نامتوازن امکان اسکن بیم آنتن در broadside دقیقاً وجود ندارد. از طرفی وجود باند توقف باعث می‌شود برای چرخش بیم تغییر بیشتری در فرکانس (در صورت اسکن فرکانسی) و یا میدان بایاس مغناطیسی (در صورت اسکن مغناطیسی) لازم باشد که این امر مطلوب نمی‌باشد. بکارگیری روش‌هایی به منظور تطبیق بیشتر آنتن، کاهش سطح گلبرگ جانبی، افزایش گین و راندمان آنتن از دیگر فعالیت‌هایی است که می‌تواند در بهبود عملکرد ساختار پیشنهادی مؤثر باشد.

- [١] C. Caloz and T. Itoh,(2005)," *Electromagnetic metamaterials: transmission line theory and microwave applications*", John Wiley & Sons.
- [٢] V. G. Veselago,(1968), "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of ϵ and μ ", *Soviet physics uspekhi*, vol. 10, p. 509.
- [٣] R. A. Shelby, D. R. Smith, and S. Schultz,(2001), "Experimental verification of a negative index of refraction", *science*, vol. 292, pp. 77-79.
- [٤] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz,(2000) , "Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity", *Physical review letters*, vol. 84, p. 4184.
- [٥] W. Zuo, Y. Yang, X. He, D. Zhan, and Q. Zhang,(2017), "A miniaturized metamaterial absorber for ultrahigh-frequency RFID system", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 329-332.
- [٦] A. Vélez, G. Sisó, A. Campo, M. Durán-Sindreu, J. Bonache, and F. Martín,(2011), "Dual-band microwave duplexer based on spiral resonators (SR) and complementary split ring resonators (CSRR)", *Applied Physics A: Materials Science & Processing*, vol. 103, pp. 911-914.
- [٧] H. Lee, D.-J. Woo, and S. Nam,(2016), "Compact and bandwidth-enhanced asymmetric coplanar waveguide (ACPW) antenna using CRLH-TL and modified ground plane ",*IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 15, pp. 810-813.
- [٨] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh,(2003), "Novel zeroth-order resonance in composite right/left-handed transmission line resonators," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conf*, pp. 1588-1591.
- [٩] J.-h. Fu, A. Li, W. Chen, B. Lv, Z. Wang, P. Li, *et al.*,(2017), "An Electrically Controlled CRLH-Inspired Circularly Polarized Leaky-Wave Antenna", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 760-763.
- [١٠] K. Ichikawa, Z. Han, and H. Toshiyoshi,(2017), "Tunable terahertz bandpass filter using MEMS reconfigurable metamaterial," in *Optical MEMS and Nanophotonics (OMN), 2017 International Conference on*, pp. 1-2.
- [١١] W. Zhu, C. Wu, Q. Liu, and J. Du,(2011), "Frequency tunable metamaterials based on ferroelectric substrate," in *Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), 2011 IEEE International Conference on*, pp. 1-4.
- [١٢] M. A. Abdalla and Z. Hu,(2016), "Compact metamaterial coplanar waveguide ferrite tunable resonator", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 10, pp. 406-412.
- [١٣] S. Adhikary,(2014), PhD.thesis, "Electric and Magnetic One-And Two-Dimensionally Tuned Parameter-Agile Substrate Integrated Waveguide Components and Devices", École Polytechnique de Montréal ,
- [١٤] R. C. Johnson and H. Jasik,(1984), "Antenna engineering handbook", *New York, McGraw-Hill Book Company*.

- [١٥] S. Lim, C. Caloz, and T. Itoh,(2004), "Metamaterial-based electronically controlled transmission-line structure as a novel leaky-wave antenna with tunable radiation angle and beamwidth", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, pp. 2678-2690.
- [١٦] T. Zvolensky, D. Chicherin, A. Räisänen, and C. Simovski,(2011), "Leaky-wave antenna based on micro-electromechanical systems-loaded microstrip line", *IET microwaves, antennas & propagation*, vol. 5, pp. 357-363.
- [١٧] Y. Geng, J. Wang, Y. Li, Z. Li, M. Chen, and Z. Zhang,(2017), "Leaky-Wave Antenna Array With a Power-Recycling Feeding Network for Radiation Efficiency Improvement", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, pp. 2689-2694.
- [١٨] X.-C. Wang, W.-S. Zhao, J. Hu, and W.-Y. Yin,(2015), "Reconfigurable terahertz leaky-wave antenna using graphene-based high-impedance surface", *IEEE Transactions on Nanotechnology*, vol. 14, pp. 62-69.
- [١٩] Y.-L. Lyu, F.-Y. Meng, G.-H. Yang, D. Erni, Q. Wu, and K. Wu,(2017), "Periodic SIW Leaky-Wave Antenna With Large Circularly Polarized Beam Scanning Range", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16, pp. 2493-2496.
- [٢٠] S. S. Haghighi, A.-A. Heidari, and M. Movahhedi,(2015), "A three-band substrate integrated waveguide leaky-wave antenna based on composite right/left-handed structure", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, pp. 4578-4582.
- [٢١] D. Deslandes and K. Wu,(2002), "Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components," in *Microwave Conference, 2002. 32nd European*, pp. 1-4.
- [٢٢] F. Xu and K. Wu,(2005), "Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide", *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 53, pp. 66-73.
- [٢٣] T. Kodera and C. Caloz,(2009), "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*, vol. 57, pp. 784-795.
- [٢٤] N. Apaydin, K. Sertel, and J. L. Volakis,(2014), "Nonreciprocal and magnetically scanned leaky-wave antenna using coupled CRLH lines", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, pp. 2954-2961.

Abstract

Over the past decades, the metamaterials have attracted considerable attention in optics, physics and microwave engineering. These artificial structures, with simultaneous negative permittivity and permeability, possess unusual features such as supporting backward-wave propagation. Most metamaterials suffer from important drawbacks such as a narrow frequency band of operation and lack the ability to control the electromagnetic properties.

In this thesis, a magnetically tunable leaky-wave antenna consisting of composite right/left-handed unit-cells is presented. The structure is designed for beam-steering in forward and backward region for X-band applications. The tuning nature of the proposed structure is due to the dispersive permeability of the ferrite layer. Changing the external DC magnetic field changes the effective permeability of the ferrite and consequently the phase constant and the beam direction of the antenna.

In most conventional structures of LWAs, the phase constant has only frequency dependence. This leads to challenges for RF sources and limits antennas usage in communication systems which require fixed frequency of operation. The proposed LWA is capable of both fixed-bias frequency scanning and fixed-frequency bias scanning.

Keywords: Leaky wave antenna, Metamaterial, Magnetic material



Shahrood University of Technology

Faculty of Electrical and Robotics Engineering

**M.Sc. Thesis in Electromagnetic Wave and Field
Engineering**

**Design and Simulation of Leaky wave Antenna Based on
Tunable Magnetic Metamaterial**

By: Elahe Kargar Berneti

**Supervisor:
Dr Javad Ghalibafan**

January 2018