

الگوریتم طراحی تغییر دهنده فاز تک-چنبره‌ای مبتنی بر فرامواد

میثم شفاعی^۱، سید محمدجواد رضوی^{۲*}، عماد حمیدی^۳

۱- دانشجوی دکتری، ۲- دانشیار، ۳- استادیار، دانشگاه صنعتی مالک اشتر

(دریافت: ۹۸/۰۳/۲۷، پذیرش: ۹۸/۰۶/۰۹)

چکیده

در این مقاله، الگوریتم طراحی تغییر فاز دهنده تک-چنبره‌ای فریتی مبتنی بر فراماده باند X معرفی شده است. برای طراحی چنین تغییردهنده فاز ابتدا هسته فریتی MNG (با تراوایی مغناطیسی منفی) در مد بایاس غیرمعمولی پیاده‌سازی می‌شود. سپس بخش ENG (با نفوذپذیری الکتریکی منفی) که از خطوط متالیزه روی زیرآیند تشکیل شده، طراحی می‌گردد. در نهایت برای تطبیق امپدانس ورودی و خروجی تغییردهنده فاز، از ساختار دولایه دی‌الکتریکی به روش دوجمله‌ای استفاده می‌شود. نتایج شبیه‌سازی‌ها، نشان می‌دهد که به کارگیری شکل چنبره‌ای تغییردهنده فاز، نقص بزرگ تغییردهنده‌های فاز فریتی مبتنی بر فراماده که در قالب موجبری ساخته می‌شوند را مرتفع ساخته است، به طوری که ساختار بسیار پیچیده آزمایشگاهی بایاس با دامنه میدان مغناطیسی ۶-۷ kOe را به زیر ۵۰ Oe کاهش داده است به نحوی که به راحتی با یک سیم تحریک جایگزین شده است. به علاوه، با معرفی ساختار جدید هسته مرکزی و شبکه تطبیق امپدانس، دومین ایراد عمده تغییردهنده‌های فاز فریتی مبتنی بر فراماده که تلفات آنهاست، از ۱۰ dB به ۲/۵ dB کاهش یافته است.

کلیدواژه‌ها: تغییردهنده فاز چنبره‌ای، فریت، فرامواد، تلف عبور

۱. مقدمه

نیاز تحمل توان بالا در تغییردهنده‌های فاز رادارهای آرایه فازی و ارتباطات ماهواره‌ای، فریت را در مقایسه با دیگر ادوات تنظیم‌پذیر به جزء جدانشدنی تغییر دهنده‌های فاز تبدیل کرده است [۱]. علاوه بر کاربرد توان بالای تغییردهنده‌های فاز فریتی، می‌توان به تلف کم آنها در مقایسه با تغییردهنده‌های فاز نیمه‌هادی، MEMS و فروالکتریکی، اشاره کرد.

سازوکار تنظیم فاز تغییر دهنده‌های فاز فریتی، بدین گونه است که با تغییر جریان بایاس خارجی، میدان مغناطیسی اعمال شده به ماده فریتی تغییر می‌یابد. با توجه به منحنی غیرخطی هیستریزیس B-H با تغییر میدان مغناطیسی، تراوایی مغناطیسی فریت تغییر می‌یابد، که این امر باعث تغییر ثابت انتشار فاز موج می‌گردد که به عبارت دیگر، می‌توان گفت با تغییر جریان بایاسی، فاز موج انتشاری کنترل می‌شود.

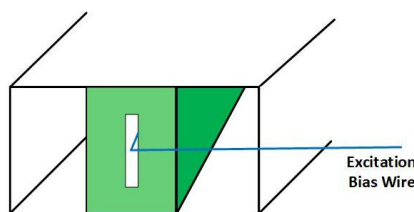
تغییر دهنده‌های فاز فریتی متداول صنعتی، با توجه به نحوه عملکردشان، به سه دسته تقسیم‌بندی می‌شوند [۱]:

- تغییردهنده فاز چنبره‌ای (تک چنبره‌ای و دو چنبره‌ای)

- تغییردهنده فاز دومده

- تغییردهنده فاز میدان گردان

هرکدام از این سه نوع تغییردهنده فاز، نسبت به دیگری دارای مزایا و معایبی هستند. از آنجا که هسته فریتی تغییردهنده فاز پیشنهادی از نوع چنبره‌ای است، این نوع تغییردهنده فاز بیشتر مورد بررسی قرار می‌گیرد. نمای تغییردهنده فاز چنبره‌ای در شکل (۱) نشان داده شده است.



شکل (۱): نمای تغییردهنده فاز تک-چنبره‌ای و بایاس آن

همان‌طور که در این شکل دیده می‌شود، تحریک DC آن به‌وسیله سیم فلزی که از حفره چنبره می‌گذرد انجام می‌شود. از آنجا که سیم را می‌توان سیم پیچی با یک دور در نظر گرفت، واضح است که خاصیت سلفی مدار بایاسی در مقایسه با تغییردهنده‌های فاز دو مده و میدان گردان که کویلی با چند صد

می‌یابد. این مشکل در تغییر دهنده‌های فازی که با فرامواد بارگذاری می‌شوند قابل حل است. ثابت انتشار موج در محیط‌های چپ‌گرد، منفی بوده، و با گذر موج در این مواد، فاز موج افزایش یافته و مقداری مثبت می‌باشد. بنابراین، برای رسیدن به اختلاف فاز صفر درجه، کافی است در تغییردهنده فاز که از دو بخش چپ‌گرد و راست‌گرد تشکیل می‌شود، اندازه فاز موجی که در مدل خط انتقال راست‌گرد تولید می‌شود، با فاز تولیدی موج بخش چپ‌گرد، باهم برابر باشند [۹-۱۰]. با توجه به این‌که علامت فاز تولیدی آنها مخالف یکدیگر است، فاز نهایی که مجموع فاز بخش چپ‌گرد و بخش راست‌گرد است، صفر خواهد بود، که در طولی بسیار کمتر از ۳۶۰ درجه، قابل حصول است. با به‌کارگیری این روش در یک نمونه عملی، در فرکانس ۹۰۰ MHz، طول تغییردهنده فاز معمولی از ۲۸۳/۵ mm به ۱۶ mm کاهش پیدا کرده است [۱۰].

۲. الگوریتم طراحی و شبیه‌سازی

برای طراحی‌های تغییردهنده‌های فاز مبتنی بر فراماده، از روش خط انتقال استفاده می‌شود [۱۱]. در این روش، یک تکه مدار (فشرده یا گسترده) به‌عنوان سلول واحد در نظر گرفته شده و کل ساختار، از تکرار پشت‌سرهم این سلول به‌وجود می‌آید. انتخاب عنصر مداری فشرده و یا گزینش مدار گسترده بنا به نسبت ابعاد کل ساختار به طول موج کاری تعیین می‌گردد، به‌نحوی که موج در گذر از چنین ساختاری، آن را با یک محیط ضریب شکست منفی^۷ معادل شناسایی کند. بنابراین، ابعاد سلول واحد باید خیلی کوچکتر از طول موج در آن محیط باشد. با افزایش فرکانس، برای پیاده‌سازی محیط فراماده، ناگزیر از مدارهای گسترده استفاده می‌شود. یکی از روش‌های پیاده‌سازی فراماده، ساخت مصنوعی محیط ENG و MNG به‌صورت هم‌زمان می‌باشد [۴]. این دو ساختار می‌توانند جدا از یکدیگر (مثل مدل میله و حلقه فلزی جدا از هم) و یا در قالب یک ساختار (سلول واحد امگا) تحقق یابند.

همان‌طور که در شکل (۲)، الگوریتم طراحی تغییردهنده‌فاز قابل مشاهده است، الگوریتم طراحی به سه زیربخش طراحی MNG، طراحی DNG و طراحی شبکه تطبیق امپدانس تقسیم‌بندی می‌شود که در ادامه به آنها پرداخته شده است. مطابق شکل (۲)، هسته مرکزی تغییردهنده‌فاز از چنبره فریتی که در مد غیرمعمولی^۸ بایاس شده و محیط μ منفی تولید می‌کند، تشکیل شده است. روی بدنه خارجی چنبره، مدار زیرآیندی خطوط متالیزه قرار گرفته است که از دید موج عبوری

دور هستند، به شدت کمتر است به‌نحوی که سرعت کلیدزنی^۱ تغییردهنده فاز چنبره‌ای $5-1 \mu\text{s}$ بوده درحالی که سرعت کلیدزنی تغییر دهنده فاز دومده $50-150 \mu\text{s}$ است [۲]. این امر امکان پوشش فضایی دورتر در یک بازه زمانی یکسان و یا پوشش سریع‌تر را در رادارهای آرایه فازی که از تغییردهنده‌فاز چنبره‌ای استفاده می‌کنند، را فراهم می‌کند. از آنجا که قطبش کاری تغییردهنده‌فاز چنبره‌ای، خطی است، در رادارهای با قطبش افقی و عمودی قابل استفاده است. همین گزینه سبب حذف قطبی‌گر^۱ در دو سر تغییردهنده‌فاز به منظور تبدیل قطبش دایروی به خطی و بالعکس در مقایسه با تغییردهنده‌فاز دومده می‌گردد. در نتیجه هم مشکل عملی تنظیم و تراز مکانیکی آهنرباهای چهارقطبی نسبت به هم وجود ندارد و هم تلف مربوط به بخش قطبی‌گر هم مرتفع خواهد شد.

با معرفی مواد مصنوعی در الکترومغناطیس، از قبیل هادی‌های مغناطیسی، ابر رساناها، کریستال‌های فوتونی، ساختار باند ممنوعه الکترومغناطیسی، گرین^۲ و فرامواد، از ویژگی‌های منحصربه‌فرد و مزایای این ساختارها در ساخت ادوات میکروویوی و آنتن‌ها و انواع صافی‌ها استفاده شده است. طبق تلاش‌ها و گرایش‌های اخیر به سمت ساخت و پیاده‌سازی تغییردهنده‌فاز مبتنی بر فراماده، مزایای زیر برای به‌کارگیری مواد چپ‌گرد در تغییردهنده‌های فاز عنوان شده‌اند [۸-۳]:

- افزایش پهنای باند
- فشرده‌سازی و کوچک سازی ساختار
- رسیدن به فاز صفر درجه با طول کوتاه

در توضیح ویژگی آخر، که "رسیدن به فاز صفر درجه با طول کوتاه" است، لازم به‌ذکر است که در برخی آرایه آنتن‌های فازی، به‌منظور رسیدن به بهره حداکثری دید مقابل^۳ آرایه آنتن‌ها، باید فاز تغذیه تمامی آنتن‌ها برابر صفر درجه باشد. از آنجا که تغییردهنده‌های فاز متداول (بارگذاری شده^۴ با مواد راست‌گرد^۵)، با افزایش طول ساختار، فازی غیرصفر تولید می‌کند که با افزایش طول ساختار، منفی‌تر می‌شود. بنابراین، طول قطعه، هر اندازه هم که کوتاه باشد، سبب جابجایی فاز موج را از صفر درجه می‌شود. پس برای رسیدن به فاز معادل صفر درجه، از فاز $360-$ درجه استفاده می‌گردد که با توجه به طول موج کاری، طول تغییردهنده فاز، به نسبت طویل می‌گردد. به‌علاوه، با افزایش طول تغییردهنده فاز، تلف گذر^۶ آن هم به همین نسبت افزایش

¹ Switching

² Polarizer

³ Graphen

⁴ Broad Side

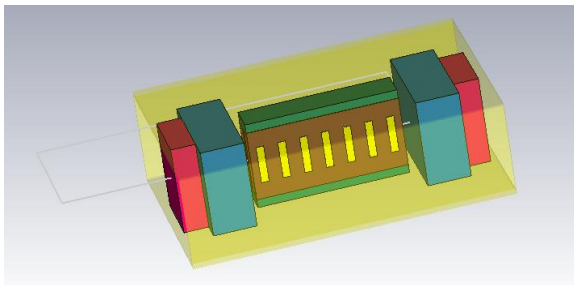
⁵ Loaded

⁶ Right Handed

⁷ Insertion Loss

⁷ Negative Refractive Index (NRI)

⁸ Extraordinary bias mode

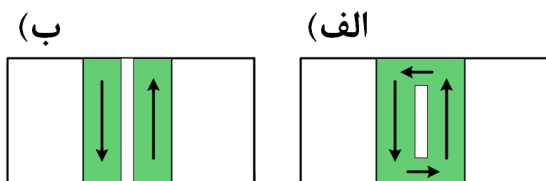


شکل (۳): پیکربندی تغییر دهنده فاز پیشنهادی با هسته فریتی و خطوط متالیزه در مرکز و میدل امپدانس دو طبقه در دو سر

سپس بنا به حل تحلیلی معادله مشخصه ناهمسان‌گرد و پاشنده چنبره فریتی درون موجبر و یا به کمک نمودارهای موجود در مراجع، ثابت انتشار موج درون موجبر، برحسب پارامترهای هندسی و ویژگی‌های نوع ماده فریتی به دست می‌آید. از آنجا که چنبره فریتی ناهم‌پاسخ است، حل معادله مشخصه دو ثابت انتشار تولید می‌کند (β^+ و β^-) که هر کدام مربوط به موج منتشره در دو راستای طول موجبر خواهند بود. اختلاف فاز تفاضلی کلی تغییر دهنده فاز طبق این دو ثابت انتشار به صورت زیر قابل محاسبه خواهند بود:

$$\Delta\varphi = (\beta^+ - \beta^-)l \quad (2)$$

که در آن، l طول چنبره فریتی است. همان‌طور که در شکل (۴) مشاهده می‌شود، نحوه بایاس تغییر دهنده فاز فریتی معمولی [۲] و تغییر دهنده‌های فاز فراماده در مد غیر معمولی [۴-۶] با تراوایی منفی، یکسان است. به علاوه، حتی در بررسی تحلیلی چنبره، آن را کاملاً مانند نوع فراماده در نظر می‌گیرند. نتایج شبیه‌سازی‌ها نیز بر نتایج الکترومغناطیسی یکسان این دو ساختار صحه می‌گذارد.



شکل (۴): میدان مغناطیسی بایاس DC در نمای سطح مقطع موجبر (الف) تغییر دهنده فاز تک چنبره‌ای، (ب) تغییر دهنده فاز فراماده.

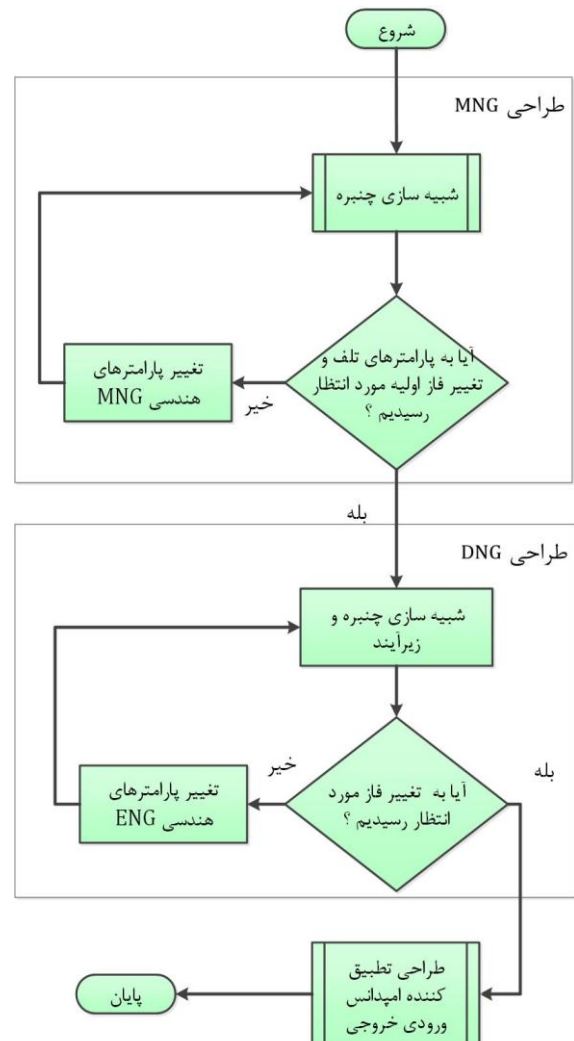
علاوه بر شباهت ظاهری نحوه بایاس دو تغییر دهنده فاز چنبره‌ای و فراماده، برای حصول اطمینان اینکه فریت چنبره‌ای تراوایی منفی تولید می‌کند، از رابطه تحلیلی معادله (۳) استفاده شده است. که در آن، پارامترهای μ و K مربوط به تانسور تراوایی مغناطیسی فریت در مد غیر معمولی هستند [۱۳-۱۲].

معادل محیطی ϵ منفی می‌باشد. ترکیب همزمان این دو ساختار محیطی با ضریب شکست معادل منفی تولید می‌کند.

۱-۲. طراحی MNG

طبق روند طراحی تغییر دهنده فاز شکل (۲)، مرحله نخست شامل طراحی چنبره MNG می‌شود. از آنجا که هسته فریتی تغییر دهنده فاز پیشنهادی که در شکل (۳) قابل مشاهده است، از تغییر دهنده فاز چنبره‌ای الهام گرفته شده، هسته فریتی را طبق تغییر دهنده فاز متداول تک-چنبره‌ای طراحی می‌کنیم [۲]. در این مرحله ابتدا مهم‌ترین پارامتر فریت، که مغناطش اشباع آن است توسط فرکانس کاری به منظور کمینه نمودن مجموع تلفات الکتریکی و مغناطیسی به وسیله رابطه (۱) تعیین می‌شود:

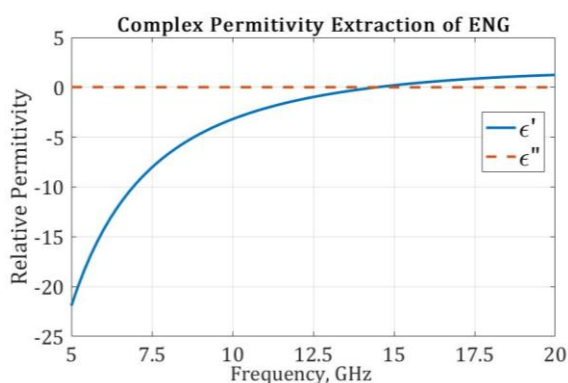
$$0.4 < \frac{\gamma 4\pi M_s}{\omega} < 0.7 \quad (1)$$



شکل (۲): الگوریتم طراحی تغییر دهنده فاز تک-چنبره‌ای مبتنی بر فراماده

افزون بر این دلایل، روابط ریاضی ENG، برای میله‌های PEC با سطح مقطع دایروی بیان شده‌اند، که با توجه به خطوط متالیزه تخت روی زیرآیند، خود شامل منبع تقریب دیگری خواهد بود. پس از شبیه‌سازی، با استفاده از ماتریس پراکندگی محیط ENG، خواص الکترومغناطیسی آن استخراج می‌گردد [۱۶-۱۵]. باید توجه داشت که در باند کاری، نفوذپذیری الکتریکی منفی باشد. نتیجه این شبیه‌سازی تمام موج CST و اعمال الگوریتم CPE^۱ در نرم‌افزار متلب، در شکل (۵) نمایش داده شده است.

البته همان‌گونه که بعداً اشاره می‌شود، پارامترهای طراحی ENG به منظور بیشینه کردن تغییر فاز، بهینه می‌گردند.

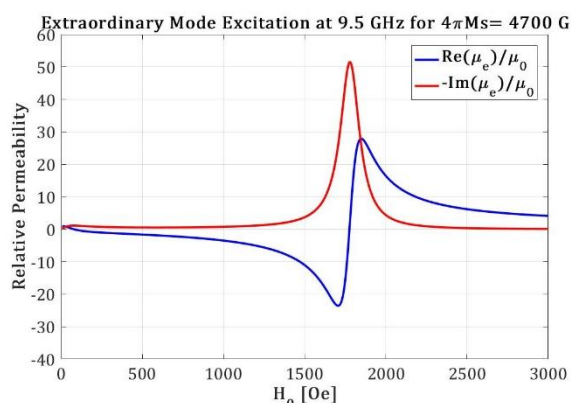


شکل (۶): نفوذپذیری الکتریکی سلول واحد ENG

در این مرحله تغییردهنده فاز اولیه مدل و شبیه‌سازی شده است. هسته NRI تغییردهنده فاز از ساختار ENG خطوط متالیزه روی زیرآیند و ساختار MNG فریت بایاس شده در مد غیرمعمولی به وجود آمده است. از آنجا که در ابتدای الگوریتم بخش MNG مورد بهینه‌سازی قرار گرفته شده است، در ادامه، ساختار ENG با هدف بیشینه کردن اختلاف فاز تفاضلی بهینه می‌شود. پارامترهای مورد بهینه‌سازی، طول خطوط متالیزه (l_{ENG})، عرض آنها (W_{ENG}) و تعداد آنها می‌باشد. تعداد خطوط متالیزه نمایانگر طول سلول واحد (d_{ENG}) است. باید توجه داشت که ممکن است تغییر این سه پارامتر منجر به نفوذپذیریهای الکتریکی یکسانی شود. این امر در صورتی رخ می‌دهد که نسبت طولی دو ساختار متفاوت یکسان باشند. در این حالت باید ساختار بزرگتر مورد شبیه‌سازی قرار بگیرد تا حجم محاسباتی و هزینه زمانی ساختار فراماده با جزئیات بسیار زیاد، کاهش یابد. البته در فرایند بیشینه کردن اختلاف فاز تفاضلی (طبق رابطه ۴)، باید توجه داشت که اختلاف فاز تفاضلی، تابع فاز اولیه است. معمولاً فاز اولیه، فاز S_{21} در حالت بدون بایاس در نظر گرفته می‌شود و با تغییر بایاس، اختلاف آنها ملاک تغییر فاز خواهد بود.

$$\mu_e = \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu} \quad (3)$$

نمودار شکل (۵) تراوایی قطعه فریت مورد نظر در فرکانس کاری را نسبت به تغییر دامنه بایاس میدان مغناطیسی نشان می‌دهد. همان‌طور که می‌دانیم، دامنه میدان مغناطیسی بایاسی چنبره فریتی بسیار پایین‌تر از رزونانس شکل (۵) بوده [۲] و تضمین‌گر منفی بودن تراوایی مغناطیسی فریت در تمامی مقادیر بایاسی خواهد بود.

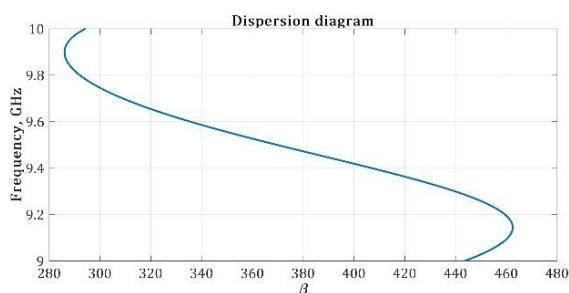


شکل (۵): تراوایی مغناطیسی فریت در مد غیرمعمولی برحسب میدان مغناطیسی DC بایاسی

۲-۲. طراحی ENG

پس از طراحی بخش MNG، ساختار ENG تغییردهنده فاز پیشنهادی به وسیله خطوط متالیزه روی زیرآیند پیاده‌سازی شده است. این ساختار معادل شایع‌ترین محیط ENG بوده که از تکرار میله‌های فلزی هم‌راستا با قطبش میدان الکتریکی به وجود می‌آید. ارائه مدل تحلیلی برای چنین ساختار دوبعدی در مد TE نسبتاً پیچیده است، البته مدل‌های ساده‌تری که از تقریب مدل خط انتقال یک بعدی در مد TEM با روش ماتریس انتقال TFM استفاده می‌کنند، ارائه شده است [۴ و ۱۴]، که دقیق نبوده و تنها برای حصول اطمینان از تولید محیط فراماده، استفاده می‌شود. از نواقص این مدل می‌توان به ذکر این مورد اشاره کرد که در مدل [۱۴]، فرض می‌شود کل فضا از ماده فریتی پر شده است، ضمن این‌که ناهم‌پاسخی در ثابت انتشار موج به سبب بایاس فریت چنبره‌ای در آن دیده نمی‌شود، درحالی‌که در تغییردهنده فاز پیشنهادی، ثابت انتشار موج در دو راستای طولی موجبر ($+z$ و $-z$) متفاوت می‌باشد. از آنجا که این ساختار نسبتاً کوتاه بوده و کل فضای موجبر را پر نمی‌کند، از تقریب یک بعدی TFM اجتناب شده و شبیه‌سازی توسط نرم‌افزار CST انجام شده است.

¹ Complex Permittivity Extraction

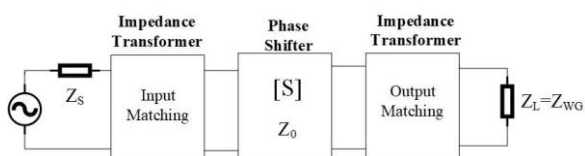


شکل (۷): نمودار پاشندگی تغییردهنده فاز فراماده

طبق نمودار شکل (۷) سرعت فاز $u_p = \frac{\omega}{\beta}$ مثبت بوده درحالی‌که مشتق آن، $u_g = \frac{d\omega}{d\beta}$ ، سرعت گروه در محدوده فرکانس ۹/۹-۹/۲GHz منفی است که نمایان‌گر خاصیت چپ‌گرد بودن تغییردهنده‌فاز در این محدوده می‌باشد.

۲-۳. طراحی شبکه تطبیق امپدانس

با توجه به الگوریتم طراحی، پس از انجام بهینه‌سازی ساختار DNG نوبت مرحله تطبیق امپدانس دهانه ورودی و خروجی است. برای طراحی تطبیق امپدانس، از مدل خط انتقال معادل استفاده شده است. همان‌طور که در شکل (۸) دیده می‌شود، در مدل شماتیکی امپدانس مشخصه خط انتقال و امپدانس بار، همان امپدانس موجبر خالی در مد TE_{10} در نظر گرفته شده است. یعنی تغییردهنده فاز به امپدانس موجبر که معمولاً امپدانس استاندارد بوده، تطبیق داده می‌شود. اشکال گوناگونی برای تطبیق امپدانس موجبری وجود دارد. یکی از کارآمدترین روش‌ها، استفاده از ساختار چندلایه به کمک دی‌الکتریک‌های مکعبی شکل است که ارتفاع آن به اندازه ارتفاع دهانه موجبر در نظر گرفته می‌شود. دو پارامتر هندسی آن که عرض و عمق آن درون موجبر است باید تعیین گردد. نفوذپذیری الکتریکی این مکعب نیز درجه آزادی دیگر آن است که باید تعیین شود. تعیین ضریب دی‌الکتریک مبدل امپدانس با توجه به مقادیر در دسترس، به صورت پارامتر گسسته لحاظ می‌گردد.



شکل (۸): طراحی شبکه تطبیق امپدانس به کمک مدل خط انتقال

در مدل شماتیکی تطبیق امپدانس، Z_{WG} امپدانس مشخصه

$$\Delta\varphi = \varphi - \varphi_0 \quad (۴)$$

اما با تغییر پارامترهای بهینه‌سازی، فاز اولیه هم عوض می‌شود. پس باید دو شبیه‌سازی انجام گیرد، یکی برای اندازه‌گیری فاز اولیه و دیگری برای اندازه‌گیری فاز در حالت بیشترین مقدار بایاس. از آنجا که در هر تکرار عملیات شبیه‌سازی در بهینه‌سازی فقط یکبار شبیه‌سازی انجام می‌شود، عملاً امکان محاسبه اختلاف فاز تفاضلی کلی در بهینه‌ساز به این روش وجود نخواهد داشت. برای رفع این مشکل، از خاصیت تقارن فیزیکی چنبره و خاصیت پادمتقارنی تانسور تراوایی مغناطیسی فریت استفاده شده است. به نحوی که اگر موجی از دهانه ۱ موجبر تحت بایاس $+2\text{ A}$ جریان به دهانه ۲ تابیده شود و سیگنال مختلط S_{21} را تولید کند و موج دیگری از دهانه ۲ به دهانه ۱ تحت بایاس -2 A جریان تابیده شود و سیگنال مختلط S_{12} را تولید کند، این دو سیگنال کاملاً باهم برابر خواهند بود [۱۷]. این مسئله در رابطه (۵)، به‌ازای دو جریان بایاس قرینه $+I$ و $-I$ نشان داده شده است.

$$S_{21} \Big|_{+I} = S_{12} \Big|_{-I} \quad (۵)$$

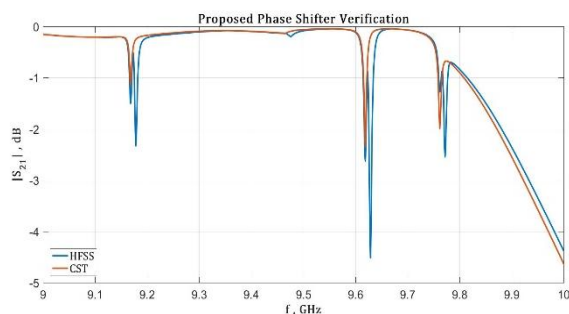
از آنجا که بیشترین اختلاف فاز تفاضلی از جاروب کردن جریان مثلاً از -2 A تا $+2\text{ A}$ می‌باشد، بنابراین، فاز اولیه، فاز در بایاس -2 A و فاز نهایی، فاز در $+2\text{ A}$ خواهد بود. پس با انجام یک شبیه‌سازی در جریان $+2\text{ A}$ و در اختیار داشتن S_{21} و S_{21} مشکل شناور بودن فاز اولیه با تغییر ابعاد و ساختار، مرتفع می‌گردد و هدف بهینه‌ساز در طی یکبار شبیه‌سازی با مقدار بیشینه بایاس، به صورت رابطه (۶) قابل بیان خواهد بود.

$$\begin{aligned} \text{Max } \Delta\varphi(l_{ENG}, w_{ENG}, d_{ENG}) \\ = (4S_{21} - 4S_{12}) \Big|_{+I} \end{aligned} \quad (۶)$$

در این مرحله برای بررسی اثر فراماده، لازم است منحنی پاشندگی (ω برحسب β) رسم شود. برای استخراج β ، ابتدا امپدانس ورودی ساختار برحسب ماتریس پراکندگی S شبکه دوقطبی و امپدانس مشخصه موجبر در مد TE_{10} به دست می‌آید. سپس با استفاده از رابطه (۷) ثابت انتشار موج محاسبه می‌گردد.

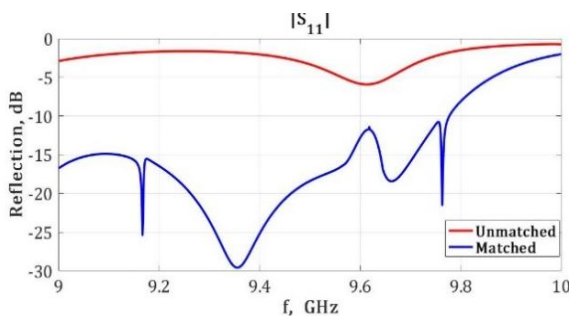
$$\beta = \frac{2\pi f \mu_0}{Z_{in}} \quad (۷)$$

شبیه‌سازی‌ها، انجام مجدد آن با روشی متفاوت بر مبنای کد نویسی عددی و یا نرم‌افزاری است. در شکل (۹)، دامنه موج عبوری تغییر دهنده فاز را پس از تطبیق امپدانس، که با HFSS هم شبیه‌سازی شده، مشاهده می‌شود که نتایج شبیه‌سازی CST را تایید می‌کند.

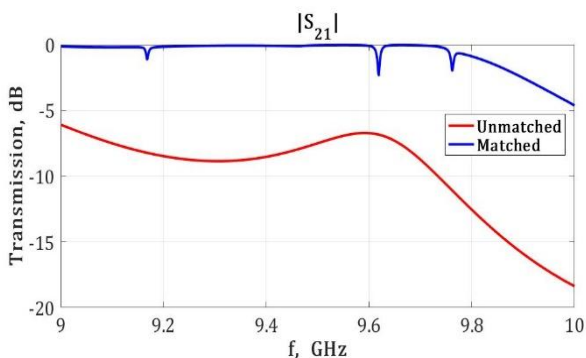


شکل (۹): راستی‌آزمایی شبیه‌سازی‌ها و مقایسه نتایج HFSS و CST

نتایج شبیه‌سازی‌ها در شکل (۱۰-۱۱) اثر اعمال تطبیق امپدانس را به خوبی نشان می‌دهد. همان‌طور که در این شکل‌ها مشاهده می‌شود، به پهنای باند بیش از ۶۰۰ MHz حول فرکانس مرکزی ۹/۵GHz با معیار $|S_{11}| < -10$ dB رسیده شده است. بیشترین تلف عبور در این باند فرکانسی ۲/۵ dB است.



شکل (۱۰): اثر تطبیق امپدانس در ضریب انعکاس دهانه موجبر



شکل (۱۱): اثر تطبیق امپدانس در دامنه موج عبوری

موجبر در مد TE_{10} در فرکانس مرکزی است. از آنجا که درگاهی خروجی موجبر هم باید تطبیق باشد، امپدانس بار Z_L برابر با امپدانس موجبر در نظر گرفته می‌شود. با توجه به شماتیک تغییر دهنده فاز و ماتریس پراکندگی آن، ضرایب انعکاس ورودی و خروجی و همین‌طور امپدانس ورودی و خروجی معادل تغییر دهنده فاز بدست می‌آیند [۱۸]. ثابت انتشار موج درون تغییر دهنده فاز برحسب امپدانس ورودی آن به وسیله رابطه ۷ بدست می‌آید. از آنجا که امپدانس معادل مبدل امپدانس مکعب دی‌الکتریک^۱، حقیقی خالص می‌باشد، امکان تطبیق امپدانس Z_{in} که در حالت کلی مختلط است به امپدانس Z_{WG} وجود ندارد. برای رفع این مشکل، ابتدا با اضافه کردن خط انتقال به طول l_0 ، Z_{in} مختلط را به Z_{real} حقیقی تبدیل می‌کنیم سپس آن را به امپدانس مشخصه خط انتقال تطبیق می‌دهیم. افزودن خط انتقال به طول l_0 ، معادل ایجاد فاصله هوایی به طول l_0 است که با استفاده از رابطه ۸ قابل محاسبه خواهد بود.

$$l_0 = \frac{(\pi - |\angle \Gamma_{in}|)}{4\pi} \lambda_{WG} \quad (8)$$

که در آن، λ_{WG} طول موج درون موجبر است که به وسیله ثابت انتشار موج محاسبه شده در رابطه (۷) به دست می‌آید.

پس از محاسبه امپدانس ورودی حقیقی، امکان هر نوع تطبیق‌گری از قبیل چپی شلف و دو جمله‌ای و ... وجود دارد. تطبیق امپدانس تغییر دهنده فاز پیشنهادی با روش دو جمله‌ای دولایه انجام شده است. با استفاده از روش پیشنهادی تطبیق امپدانس، طول l_0 برای استفاده از مبدل امپدانس دی‌الکتریک با امپدانس حقیقی و عمق مکعب دی‌الکتریک درون موجبر تعیین می‌گردد. دو پارامتر دیگر آن نیز که عرض آن و ضریب دی‌الکتریک آن است، با بهینه‌سازی، به منظور کمینه‌سازی ضریب انعکاس دهانه ورودی یا خروجی انجام می‌شود. در اینجا ذکر دو نکته حائز اهمیت است. نخست آن‌که با توجه به متقارن بودن ساختار تغییر دهنده فاز، شبکه تطبیق ورودی و خروجی یکسان است. دوم این‌که فرآیند تطبیق امپدانس در حالت بدون بایاس (حالت غیر مغناطیسی)، که به نحوی نقطه مرکزی است انجام می‌گیرد، زیرا جریان بایاس حول این نقطه مقادیر مثبت و منفی اختیار می‌کند.

پیش از آن‌که نتایج نهایی تلف و تغییر فاز تغییر دهنده فاز مورد بررسی قرار گیرد، لازم است از صحت نتایج شبیه‌سازی، اطمینان حاصل شود. یکی از روش‌های متداول راستی‌آزمایی

¹ Multi-Section Stepped Impedance Transformer

تغییردهنده‌های فاز معمولی و فراماده در جدول (۱) آورده شده است.

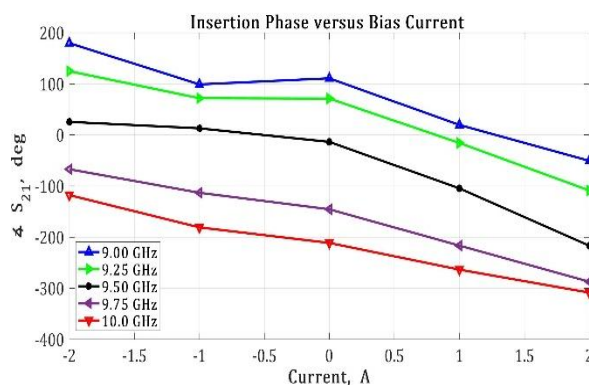
جدول (۱): مقایسه پارامترهای تغییردهنده فازی پیشنهادی با تغییردهنده‌های فاز معمولی و فراماده

تغییردهنده فاز	تک-چنبره‌ای معمولی [۲]	فراماده موجبری [۶]	فراماده موجبری [۱۴]	پیشنهادی
باند فرکانسی (GHz)	۹/۳۷۵	۷-۸	۹-۱۰	۹-۱۰
طول (mm)	۱۰۰	۱۲	۸/۵	۲۰
تلف عبوری (dB)	۱/۲	۱۱-۲۷	۶-۱۰	۲/۵
تغییر فاز: تفاضلی (درجه)	۳۶۰	۱۶۰	۴۵	۲۴۲
دامنه میدان مغناطیسی بایاسی (Oe)	۵۰	۴۰۰۰	۵۰۰۰	۵۰

۳. نتیجه‌گیری

تغییردهنده فاز پیشنهادی که با الهام از تغییردهنده فاز تک-چنبره‌ای طراحی شده است، مزایای سازوکار بایاس ساده تک-چنبره‌ای را به ارث برده، به نحوی که همانند تغییردهنده فاز چنبره‌ای معمولی با یک سیم به قطر ۰/۵ mm، به سادگی قابل تحریک است. حداکثر تغییر فاز تغییردهنده فاز پیشنهادی، تغییر فاز ۲۴۲ درجه بوده که در مقایسه با تغییردهنده‌های فاز فراماده موجبری باند X با تغییر فاز ۱۶۰ درجه، افزایش یافته است. به علاوه تلف عبوری تغییردهنده فاز پیشنهادی در مقایسه با تغییردهنده‌های فاز فراماده از ۱۰ dB به ۲/۵ dB کاهش یافته است. ضمن این که تغییردهنده فاز پیشنهادی از مزیت کوچک‌سازی فراماده هم بهره برده است؛ به طوری که هسته فریتی تغییردهنده فاز فراماده تک-چنبره‌ای، در مقایسه با تغییردهنده فاز چنبره‌ای معمولی به یک‌چهارم کاهش پیدا کرده است. قابلیت مهم دیگر تغییردهنده فاز فراماده تک-چنبره‌ای، این است که اکثر تغییردهنده‌های فاز معمولی، با افزودن بورد میکرواستریپی مناسب، به تغییردهنده فاز فراماده قابل تبدیل خواهند بود.

نتایج دامنه و فاز موج عبوری برحسب جریان‌های بایاس مختلف در شکل‌های (۱۱-۱۰) نشان داده شده است.



شکل (۱۲): تغییر فاز برحسب تغییر جریان بایاس

طبق نتایج قابل مشاهده در شکل (۱۲)، میزان تغییر فاز ۲۴۲ درجه در فرکانس مرکزی به ازای تغییر جریان از ۲- آمپر تا ۲+ آمپر، حاصل شده است.

خواص هر تغییردهنده فاز باید با ویژگی‌های تغییردهنده‌های فاز همان دسته مقایسه گردد، برای مثال سرعت سویچینگ تغییردهنده فازی فریتی دو مده حدود ۱۵۰ میکروثانیه بوده، در حالی که سرعت سویچینگ تغییردهنده‌های فازی نیمه‌هادی از مرتبه نانوثانیه می‌باشد. از طرفی دیگر، توان بیشینه قابل تحمل تغییردهنده‌های فاز فریتی موجبری در حدود کیلووات بوده در حالی که توان بیشینه قابل تحمل تغییردهنده‌های فاز نیمه‌هادی از مرتبه چندین وات است [۱]. لذا خواص تغییردهنده فاز پیشنهادی بایستی در دسته تغییردهنده‌های فاز فراماده موجبری بررسی گردد. با توجه به دو ایراد اصلی تغییردهنده‌های فاز فراماده موجبری، عملکرد چنین تغییردهنده‌های فازی که در مرحله تحقیقاتی نظامی [۶] بوده و تنها محدود به کارهای Peng He [۶-۴ و ۱۲] بوده و قیاس آنها با محصولات صنعتی تغییردهنده‌های فاز فریتی متداول مناسب نیست. البته در این مقاله سعی شده که دو نقص اصلی تغییردهنده‌های فاز فراماده موجبری -تلف زیاد و پیچیدگی بایاس- رفع گردد. در طرح پیشنهادی، ویژگی‌های تلف و تغییر فاز تغییردهنده‌های فاز فراماده موجبری در حدود تغییردهنده‌های فاز فریتی معمولی بوده، ضمن این که با بهره‌گیری از خواص فراماده، طول هسته فریتی تغییردهنده‌های فاز چنبره‌ای فراماده، به یک پنجم طول تغییردهنده‌های فاز چنبره‌ای معمولی کاهش پیدا کرده است. نتایج کمی مقایسه پارامترهای تغییردهنده فاز پیشنهادی با

۴. مراجع

- [9] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, "Metamaterials, Physics and Engineering Explorations," Piscataway, NJ: IEEE Press, Wiley Interscience, 2006.
- [10] M. A. Antoniades and G. V. Eleftheriades, "Compact linear lead/lag metamaterial phase shifters for broadband applications," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 2, pp. 103-106, 2003.
- [11] M. Maassel, "A metamaterial-based multiband phase shifter," [Ph.D. Dissertation], Dept. ECE, North Dakota State University of Agriculture and Applied Science, Fargo, October 2013.
- [12] R. E. Collin, "Foundation for Microwave Engineering," 2nd ed. Cleveland, OH: IEEE Press, Wiley, 2001.
- [13] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," 4th ed. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- [14] Peng He, "Tunable Ferrite-Based Negative Index Metamaterials for Microwave Device Applications," [Ph.D. Dissertation], Electrical Engineering, Northeastern University Boston, Massachusetts, December 2009.
- [15] Xudong Chen, Tomasz M. Grzegorzczak, Bae-Ian Wu, Joe Pacheco, Jr., and Jin Au Kong, "Robust method to retrieve the constitutive effective parameters of metamaterials," Phys. Rev. E, vol. 70, no. 1, pp. 016608-016614, July 2004.
- [16] Magnus W. Haakestad and Johannes Skaar, "Causality and Kramers-Kronig relations for waveguides," Optical Society of America, vol. 13, no. 24, 28 November 2005.
- [17] Hakki Ilhan Altan, "X-Band high power ferrite phase shifter," [M.S.C Thesis]. Dept. IEEE, Middle East Technical University, 2010.
- [18] Guillermo Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design," Pearson, 2 edition, August 1996.
- [1] D. Parker, D. C. Zimmermann, "Phased Arrays—Part II: Implementations, Applications, and Future Trends," IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, March 2002.
- [2] Shiban K. Koul, Bharathi, "Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters: Dielectric and Ferrite Phase Shifters," vol. I. Boston, MA: Artech House, 1991.
- [3] M. A. Y. Abdalla, "Metamaterial-Inspired CMOS Tunable Microwave Integrated Circuits for Steerable Antenna Arrays," [Ph.D. Dissertation], Dept. ECE, University of Toronto, 2009.
- [4] P. He, P. V. Parimi, Y. He, V. G. Harris, and C. Vittoria, "Tunable negative refractive index metamaterial phase shifter," Electronics Letters 6th December 2007, vol. 43, no. 25, 2007.
- [5] Peng He, P. V. Parimi, H. Mosallaei, V. G. Harris, and C. Vittoria, "Tunable Negative Refractive Index Metamaterial Phase Shifter," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007.
- [6] Peng He, Jinsheng Gao, P. V. Parimi, C. Vittoria, and V. G. Harris, "Tunable Negative Refractive Index Metamaterials and Applications at X and Q-bands," U. S. Army Research Office, 4300 S. Miami Blvd, Durham NC 27703.
- [7] Hossam S. Tork, "Tunable ferroelectric meta-material phase shifter embedded inside low temperature co-fired ceramics (LTCC)," Ph.D. Dissertation, Dept. ECE, University of Idaho, December 2012.
- [8] M. Maassel, "A metamaterial-based multiband phase shifter", Ph.D. Dissertation, Dept. ECE, North Dakota State.

Metamaterial Based, Single Toroidal Phase Shifter Design Algorithm

M. Shafaei, S. M. J. Razavi*, E. Hamidi

Malek-Ashtar University of Technology

(Received: 17/06/2019, Accepted: 31/08/2019)

Abstract

In this paper, a metamaterial based toroidal ferrite phase shifter design algorithm has been introduced in X band. For the design of such a phase shifter, first the MNG (negative μ) ferrite core in extraordinary bias mode should be implemented. Then, the ENG (negative ϵ) part composed of parallel metallized lines should be designed on a substrate board. Finally, the input and output port impedance matching could be accomplished by using two section dielectric step transformers layout using binomial tapering method. According to the simulation results, the closed toroidal ferrite core shape, has treated the main disadvantage of metamaterial waveguide phase shifter's experimental bias complications, and it has reduced the amplitude of magnetic bias field from the typical range of (6-7 kOe) to under the acceptable 100 Oe value, which could be achieved using a simple wire. Moreover, by introducing a new core structure and an impedance matching network in the proposed phase shifter, the second main disadvantage of the metamaterial-based ferrite phase shifter which is their high insertion loss, has decreased from 10 dB to 3.2 dB.

Keywords: Toroidal Phase Shifter, Metamaterial, Ferrite, Insertion Loss

* Corresponding author E-mail: razavismj@mut.ac.ir