

تحلیل و طراحی فیلتر موجبری تیغه فریتی بالاگذر با حذف یک محدوده فرکانسی قابل تنظیم

مرتضی محمدی شیرکلایی^{*}، جواد قالیبافان^۲

۱- استادیار دانشگاه علوم و فنون هوایی شهید ستاری ۲- دانشیار، دانشگاه صنعتی شاهرود

(دریافت: ۱۳۹۸/۱۰/۲۷، پذیرش: ۱۳۹۹/۰۱/۲۳)

چکیده

در این مقاله، یک فیلتر جدید بالاگذر موجبری با تیغه فریتی به میزبانی دی الکتریک با حذف یک محدوده فرکانسی تنظیم پذیر تحلیل و طراحی شده است. باند گذر اول این فیلتر در محدوده فرکانسی که ساختار پیشنهادی دارای خاصیت چپ گردی هست، حاصل می شود. دلیل خاصیت چپ گردی به خاطر منفی شدن هم زمان نفوذپذیری منفی فریت و ضریب گذردهی نسبی ساختار به دلیل خاصیت پلازمونیک موج بر زیر فرکانس قطع می باشد. باند ممنوعه فیلتر پیشنهادی در محدوده فرکانسی صورت می گیرد که نفوذپذیری مثبت شده اما گذردهی نسبی همچنان منفی می باشد. با مثبت شدن گذردهی نسبی موج بر، ساختار ارائه شده همانند یک موج بر عادی که دارای خاصیت راست گرد می باشد، عمل کرده و به عنوان یک فیلتر بالاگذر رفتار می کند. محدوده فرکانسی حذف شده (باند ممنوعه) در فیلتر پیشنهادی به دلیل خاصیت تنظیم پذیری فریت ها با بایاس مغناطیسی، می تواند در یک بازه مشخص کنترل شود. استفاده از این روش تنظیم پذیری پیچیدگی سامانه کنترل خارجی را به طور چشم گیر کاهش می دهد. برای تحلیل فیلتر موجبری پیشنهادی ابتدا با استفاده از حل معادلات ماکسول و به دست آوردن توزیع میدان الکتریکی و مغناطیسی نواحی داخل آن و اعمال شرایط مرزی، معادله مشخصه آن را به دست آورده و سپس با حل عددی این معادله، نمودار پاشندگی ساختار به دست آورده می شود. در ادامه برای تأیید حل تحلیلی، ساختار پیشنهادی با استفاده از نرم افزار Ansoft HFSS مورد شبیه سازی قرار گرفته و در پایان پارامترهای پراکندگی آن مورد بررسی قرار گرفته می شود.

کلید واژه ها: فیلتر موجبری، پلازمونیک، فریت، فرامواد، راست گرد-چپ گرد مرکب ناهم تراز.

۱. مقدمه

فرکانسی، دارای خاصیت تنظیم پذیری می باشد. طراحی چنین فیلتری مستلزم استفاده از یک خط انتقال موجبری راست گرد/چپ گرد مرکب (CRLH) نا هم تراز^۱ مبتنی بر فریت می باشد. دلیل خاصیت چپ گردی^۲ (LH) به خاطر منفی شدن هم زمان نفوذپذیری منفی فریت و ضریب گذردهی نسبی ساختار به دلیل خاصیت پلازمونیک موج بر زیر فرکانس قطع موج بر می باشد. باند ممنوعه فیلتر پیشنهادی در محدوده ای فرکانسی صورت می گیرد که نفوذپذیری مثبت شده اما گذردهی نسبی همچنان منفی می باشد. با مثبت شدن گذردهی نسبی موج بر، ساختار ارائه شده همانند یک موج بر عادی عمل کرده و دارای خاصیت راست گرد^۳ (RH) شده و به عنوان یک فیلتر بالاگذر عمل می کند. فیلتر پیشنهادی به دلیل خاصیت تنظیم پذیری فریت ها با بایاس مغناطیسی دارای خاصیت تنظیم پذیری نیز می باشد.

در این مقاله، در بخش ۲ برای تحلیل فیلتر موجبری پیشنهادی ابتدا با استفاده از حل معادلات ماکسول و به دست آوردن توزیع میدان الکتریکی و مغناطیسی نواحی داخل

استفاده از آنتن ها و المان های میکروویوی قابل تنظیم در بسیاری از سامانه های ارتباطی و پردازش سیگنال از راه دور (ارتباط ماهواره ای یا زمینی) ضروری است [۱-۴]. به عنوان مثال، فیلترهای میان گذر قابل تنظیم (BPF) از جمله وسایل ضروری هستند که در تشخیص و کنترل طیف سیگنال های فرکانس رادیویی (RF) در رادار و سامانه های ارتباطی مورد استفاده قرار می گیرند. در سال های اخیر، تلاش های زیادی توسط محققان فعال در زمینه فیلترهای میکروویوی قابل تنظیم بر اساس مواد مغناطیسی بایاس شده صورت گرفته است [۵-۱۱]. فیلترهای موجبری مبتنی بر فریت از قابلیت خوبی جهت تنظیم سریع پهنای باند عبور و حذف یک سری فرکانس ها (باند ممنوعه) با استفاده از میدان مغناطیسی، برخوردارند. امروزه طراحی فیلتر بالاگذر با قابلیت حذف یک محدوده فرکانسی به عنوان یک چالش تبدیل شده است. در این مقاله به ارائه یک فیلتر موجبری بالاگذر پرداخته می شود که علاوه بر حذف یک محدوده

¹ Unbalanced Composite Right/Left Hand

² Left Hand

³ Right Hand

جایی که:

$$\mu = 1 + \frac{\omega_0 \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2}, \quad \mu_a = \frac{\omega \omega_m}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad (۶)$$

$$\omega_0 = \xi H_0, \quad \omega_m = \xi M_s \quad (۷)$$

در این روابط H_0 بایاس DC مغناطیسی، M_s مغناطیس شدگی اشباع شده، $\xi = 2.8 \text{ MHz/Oe}$ نسبت ژیرومغناطیسی، و ω فرکانس زاویه‌ای می‌باشند. در حالت کلی‌تر با فرض وجود تلفات مغناطیس فریت، همچنان رابطه (۶) برقرار است با این تفاوت که فرکانس رزونانس (ω_0) با $(\omega_0 + j\alpha\omega)$ جایگزین می‌شود [۱۳]. در این حالت α معرف تلفات ماده مغناطیسی می‌باشد که از آن به‌عنوان ضریب گیلیبرت یاد می‌شود. میزان تلفات متناسب با این ضریب است و در روابط تحلیلی تغییر زیادی ایجاد نمی‌کند.

با توجه به ارتفاع کم موج‌بر نسبت به عرض آن و همچنین بایاس فریت در جهت z ، معادلات حاکم بر میدان الکتریکی در داخل تیغه فریتی با استفاده از معادلات کرل ماکسول با جایگذاری $\frac{\partial}{\partial z} = 0$ به‌صورت زیر به‌دست می‌آید:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_x^2\right)E_z = 0 \quad \text{at} \quad g < x < g+d \quad (۸)$$

جایی که:

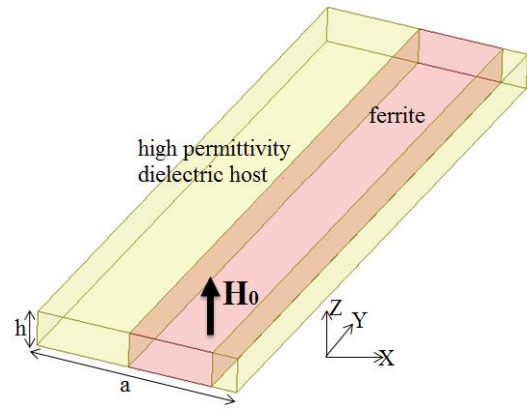
$$k_x^2 = \omega^2 \varepsilon_0 \mu_0 \varepsilon_e \mu_e - \beta^2 \quad (۹)$$

در رابطه (۹)، ε_e ضریب گذردهی نسبی موج‌بر می‌باشند که به‌وسیله عملکرد دی‌الکتریک برای پلاسمونیک بدون تلفات که توسط مدل درود^۱ ارائه می‌شود، به‌دست می‌آید. این پارامتر به‌راحتی از خواص یک موج‌بر مستطیلی زیر فرکانس قطع مطابق با رابطه زیر استخراج می‌شود [۱۴]:

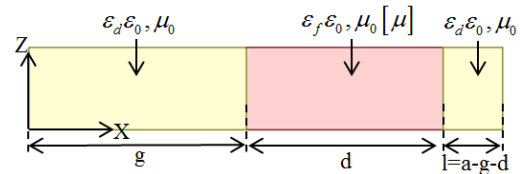
$$\varepsilon_e = \varepsilon_{ef} \left(1 - \frac{\omega_c^2}{\omega^2}\right) \quad (۱۰)$$

جایی که ε_{ef} گذردهی نسبی ماده داخل موج‌بر، و ω_c فرکانس قطع موج‌بر است [۱۵]. برای فرکانس‌های زیر قطع، به‌دلیل منفی بودن ε_e ، فقط حالت‌های میراث‌شونده در این موج‌بر وجود دارد. گذردهی منفی برای یک ماده با خصوصیات LH کافی نیست. برای دستیابی به ویژگی چپ‌گردی، نفوذپذیری منفی نیز باید اعمال شود. این خاصیت قبلاً به‌وسیله بارگذاری موج‌بر با ساختار تشدیدگر حلقه-شکاف^۲ (SRR) با نفوذپذیری منفی باند باریک انجام شده است [۱۶]. در حالی که، فریت‌ها در محدوده فرکانسی

آن و اعمال شرایط مرزی، معادله مشخصه آن به‌دست آورده و در بخش ۳ با حل عددی معادله مشخصه نمودار پاشندگی ساختار به‌دست آورده شده و برای تأیید حل تحلیلی، ساختار پیشنهادی با استفاده از نرم‌افزار Ansoft HFSS شبیه‌سازی شده و نمودار پاشندگی آن بررسی می‌شود. در بخش ۴ نتایج پارامترهای پراکندگی فیلتر پیشنهادی در سه بایاس مختلف ارائه می‌شود. در نهایت در بخش ۵ به نتیجه‌گیری این مقاله پرداخته می‌شود.



(الف)



(ب)

شکل (۱): موج‌بر با تیغه فریتی (الف) دید سه بعدی (ب) دید از سطح مقطع

۲. آنالیز مدال موج‌بر با تیغه فریتی

شکل (۱)، حالت کلی موج‌بر با تیغه فریتی را نشان می‌دهد که به‌صورت عمود بر جهت انتشار مغناطیس شده است. برای محاسبه رابطه پاشندگی ساختار ارائه‌شده، از معادلات کرل ماکسول در تیغه فریتی شروع می‌کنیم [۱۲]:

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega \mu_0 \bar{\mu} \bar{H} \quad (۳)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega \varepsilon_0 \varepsilon_f \bar{E} \quad (۴)$$

جایی که ε_f و $\bar{\mu}$ به ترتیب ضریب گذردهی نسبی و تانسور نفوذپذیری مغناطیسی فریت می‌باشد. همان‌گونه که در شکل (۱) نشان داده شده است فریت در جهت z بایاس شده است، بنابراین تانسور نفوذپذیر مغناطیس به‌صورت رابطه (۵) می‌باشد [۱۳]:

$$\bar{\mu} = \begin{bmatrix} \mu & j\mu_a & 0 \\ -j\mu_a & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (۵)$$

^۱ Drude Model

^۲ Split Ring Resonator

داریم:

$$\sin(k_{xd}g)A = C \quad (17)$$

$$\sin(k_x d)B + \cos(k_x d)C = \sin(k_{xd}l)D \quad (18)$$

جایی که: $l = a - g - d$

میدان مغناطیسی مماسی در مرز دو محیط در داخل دی‌الکتریک و فریت به ترتیب از روابط زیر محاسبه می‌شود:

$$H_y = \frac{1}{j\omega\mu_0} \frac{dE_z}{dx} \quad \text{at} \quad \begin{matrix} 0 < x < g \\ g + d < x < a \end{matrix} \quad (19)$$

$$H_y = \frac{1}{j\omega\mu_0(\mu^2 - \mu_a^2)} \left(\mu \frac{dE_z}{dx} - \mu_a \beta E_z \right) \quad (20)$$

$$= \frac{1}{j\omega\mu_0\mu_e} \left(\frac{dE_z}{dx} - \gamma E_z \right) \quad \text{at} \quad g < x < g + d$$

جایی که:

$$\gamma = \frac{\mu_a \beta}{\mu} \quad (21)$$

با اعمال شرایط مرزی برای میدان مغناطیسی مماسی در مرز دو محیط داریم:

$$\mu_e k_{xd} \cos(k_{xd}g)A = k_x B - \gamma C \quad (22)$$

$$\begin{aligned} [k_x \cos(k_x d) - \gamma \sin(k_x d)]B \\ - [k_x \sin(k_x d) + \gamma \cos(k_x d)]C = \\ -\mu_e k_{xd} \cos(k_{xd}l)D \end{aligned} \quad (23)$$

با فرض قرار گرفتن تیغه فریتی در مرکز موج‌بر (حالت متقارن)، معادلات (۱۷)، (۱۸)، (۲۲) و (۲۳) در یک دستگاه چهار معادله-چهار مجهول به صورت زیر نوشته می‌شوند:

$$\begin{cases} \sin(k_{xd}g)A = C \\ \sin(k_x d)B + \cos(k_x d)C = \sin(k_{xd}g)D \\ \mu_e k_{xd} \cos(k_{xd}g)A = k_x B - \gamma C \\ [k_x \cos(k_x d) - \gamma \sin(k_x d)]B - \\ [k_x \sin(k_x d) + \gamma \cos(k_x d)]C = \\ -\mu_e k_{xd} \cos(k_{xd}g)D \end{cases} \quad (24)$$

با ساده‌سازی دستگاه فوق و نوشتن آن بر حسب ضرایب B و C خواهیم داشت:

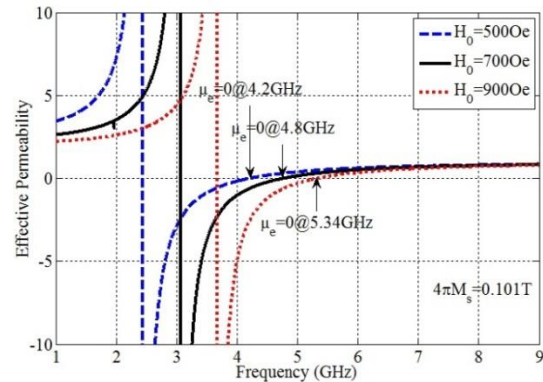
$$\begin{bmatrix} -k_x & \tau_+ \\ k_x \cot(k_x d) + \tau_- & -k_x + \tau_- \cot(k_x d) \end{bmatrix} \times \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} B \\ C \end{bmatrix} = 0$$

وسیع‌تری دارای نفوذپذیری مؤثر منفی می‌باشند [۱۷]. هنگامی که فریت عمود بر جهت انتشار موج الکترومغناطیسی بایاس می‌شود، μ_e آن به صورت زیر به دست می‌آید [۴]:

$$\mu_e = \mu - \frac{\mu_a^2}{\mu} \quad (11)$$

با توجه به رابطه فوق و وابستگی μ و μ_a (روابط ۶ و ۷) به بایاس DC، تغییرات بایاس موجب تغییرات μ_e شده و در نتیجه ثابت فاز موج در موج‌بر با تیغه فریتی با بایاس مغناطیسی تغییر خواهد کرد. شکل (۲) تغییرات نفوذپذیری مؤثر فریت را نسبت به بایاس نشان می‌دهد که بیانگر تنظیم‌پذیری ساختارهای فریتی می‌تواند باشد.



شکل (۲): تغییر منحنی نفوذپذیری مؤثر فریت در چند بایاس مختلف

بیرون تیغه فریت، یعنی داخل دی‌الکتریک معادله موج به صورت زیر به دست می‌آید:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + k_{xd}^2 \right) E_z = 0 \quad \text{at} \quad \begin{matrix} 0 < x < g \\ g + d < x < a \end{matrix} \quad (12)$$

جایی که:

$$k_{xd}^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 \frac{\epsilon_d}{\epsilon_f} \epsilon_e - \beta^2 \quad (13)$$

با حل معادلات (۸) و (۱۲) در حالت کلی و اعمال شرایط مرزی در $x=0$ و $x=a$ میدان الکتریکی به صورت زیر به دست آورده می‌شود:

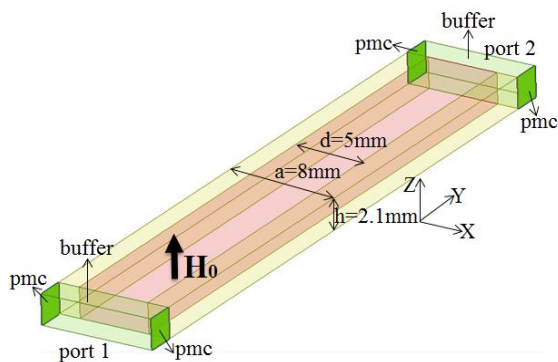
$$E_z = A \sin(k_{xd}x) \quad \text{at} \quad 0 < x < g \quad (14)$$

$$E_z = B \sin[k_x(x-g)] + C \cos[k_x(x-g)] \quad \text{at} \quad g < x < g + d \quad (15)$$

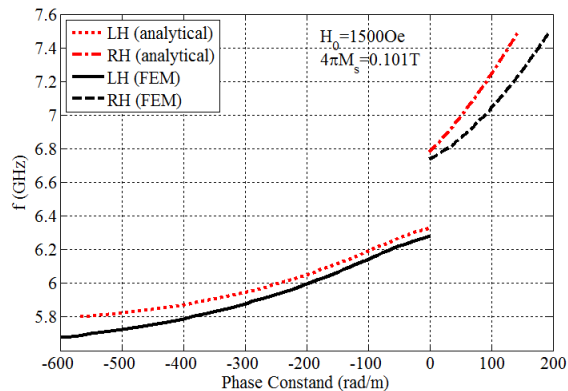
$$E_z = D \sin[k_{xd}(a-x)] \quad \text{at} \quad g + d < x < a \quad (16)$$

با اعمال چهار شرط مرزی برای پیوستگی E_z و H_y در $x=g$ و $x=g+d$ یک مجموعه‌ای از معادلات برای ضرایب A ، B ، C و D به دست می‌آید. با تطبیق میدان الکتریکی در این دو مرز

کمک نرم افزار HFSS نشان می دهد. از مقایسه نتایج شکل (۴) می توان به صحت تحلیل ارائه شده برای ساختار پیشنهادی در بخش قبل پی برد. هر چند اختلاف ناچیز بین نتایج عددی و تحلیلی می تواند به دلایلی همچون عدم در نظر گرفتن تغییرات میدان ها نسبت به راستای z در تحلیل تئوری، عدم در نظر گرفتن تلفات فریت در تحلیل تئوری و دقت شبیه سازی عددی به دلیل حجم محاسبات و تعداد مش ها باشد. همانطور که در شکل (۴) نشان داده شده ساختار پیشنهادی دارای یک پاسخ CRLH نامتواز می باشد (بین ناحیه LH و RH یک باند ممنوعه وجود دارد).



شکل (۳): شماتیک موج بر با تیغه فریتی در نرم افزار HFSS



شکل (۴): نمودار پاشندگی موج بر با تیغه فریتی به دست آمده از روش تحلیلی و شبیه سازی تمام موج با پارمترهای فیزیکی اشاره شده در متن

به منظور ارزیابی صحت رفتار CRLH بودن موج بر با تیغه فریتی، توزیع میدان الکتریکی این ساختار در دو فرکانس متفاوت رسم شده است. همانطور که در شکل (۵-الف) نشان داده شده است، سرعت گروه و فاز در خلاف جهت هم بوده که تأیید کننده پاسخ LH در فرکانس های پایین می باشد. در فرکانس های بالاتر مطابق با (شکل ۵-ب) در ناحیه RH، سرعت فاز و گروه هم جهت بوده و جهت انتشار مثبت می باشد. این شکل تأیید کننده این است که موج بر با تیغه فریتی دارای پاسخ CRLH می باشد.

جایی که:

$$\tau_{\pm} = \mu_e k_{xd} \cot(k_{xd} g) \pm \gamma \quad (26)$$

با برابر با صفر قرار دادن دترمینان ماتریس ضرایب رابطه (۲۵) معادله حاکم بر ثابت انتشار به شرح زیر استخراج می شود:

$$2k_x k_{xd} \cot(k_x d) \cot(k_{xd} g) + \mu_e k_{xd}^2 \cot^2(k_{xd} g) - \frac{k_x^2 + \gamma^2}{\mu_e} = 0 \quad (27)$$

همان گونه که در معادله بالا مشاهده می شود، ثابت انتشار (β) به دلیل تقارن تیغه فریتی داخل موج بر هیچ وابستگی نسبت به جهت انتشار ندارد. ثابت انتشار (β) و در نتیجه نمودار پاشندگی با استفاده از حل رابطه (۲۷) به دست آورده می شود. هیچ روش تحلیلی برای این رابطه که منجر به رابطه بسته ای برای محاسبه β شود، وجود ندارد. این معادله با استفاده از روش گرافیکی و عددی حل می شود. روش نیوتون به عنوان یکی از مهم ترین روش های الگوریتم ریشه یابی برای حل معادله (۲۷) استفاده شده است. اگرچه ارائه رابطه بسته برای ثابت انتشار مقدور نیست، اما با توجه به رابطه (۲۷)، واضح است که ثابت انتشار β تابع فرکانس، نفوذپذیری مؤثر داخل موج بر (μe)، گذردهی مؤثر محیط داخل موج بر (εe) و در نهایت تابع بایاس مغناطیسی H0 می باشد.

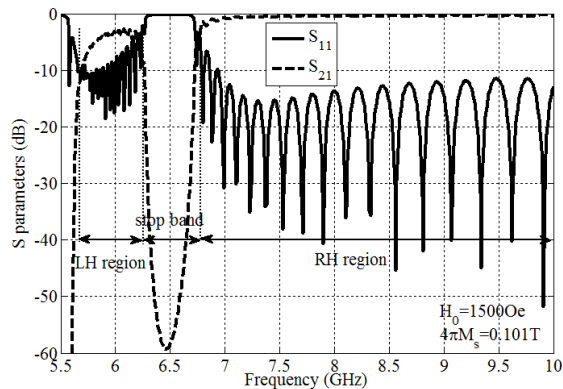
۳. بررسی CRLH بودن و تنظیم پذیری فیلتر موج بری با تیغه فریتی

در این بخش، بر اساس معادله مشخصه ارائه شده در رابطه (۲۷)، نمودار پاشندگی ساختار شکل (۲) با پارامترهای فیزیکی εd = 9.2، h = 2.1mm، a = 8mm، d = 5mm، با استفاده از الگوریتم ریشه یابی نیوتون استخراج شده است. فریت مورد استفاده در این مقاله توسط شرکت ژاپنی muRata ساخته شده و مشخصات آن عبارت است از [۱۳]: εf = 13.2، و 4πMs = 0.101T. شکل (۳) نشان داده شده است. باید توجه داشت به دلیل عدم امکان اتصال مستقیم پورت به ماده فریت در نرم افزار HFSS، از دو تکه خط انتقال زوج صفحه موازی به عنوان بافر در ورودی و خروجی ساختار استفاده شده است. اثر این دو بافر در نتایج نهایی فیلتر حذف شده است. ضریب گذردهی نسبی بافرهای موجود در پورت های ورودی و خروجی برابر εd = 9.2 می باشد و دیواره جانبی بخش بافرهای موج بری از جنس هادی مغناطیسی کامل (PMC) در نظر گرفته شده است. شکل (۴) نمودار پاشندگی ساختار پیشنهادی برای فریت با بایاس H0 = 1500 Oe را به دو روش تحلیلی از رابطه (۲۷) و روش المان محدود (FEM) به

۴. نتایج شبیه‌سازی و بررسی پارامترهای

پراکندگی فیلتر

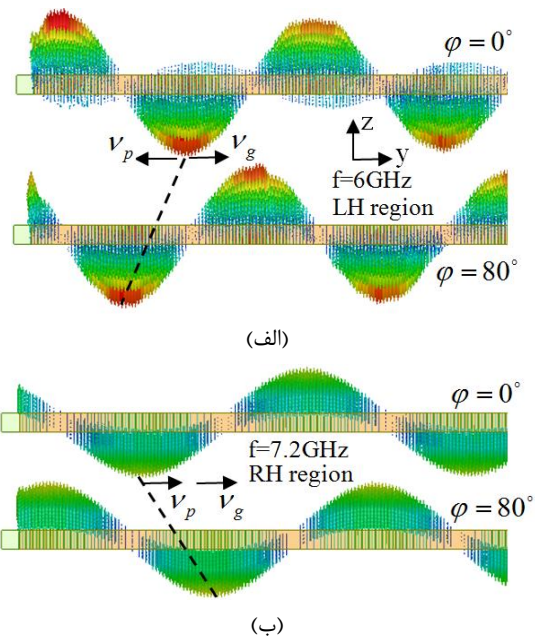
شکل (۷) پارامترهای پراکندگی موجبر با تیغه فریتی با طول $l=100\text{mm}$ در بایاس $H_0=1500\text{Oe}$ و ابعاد ارائه شده در شکل (۳) را نشان می‌دهد. با مقایسه شکل (۷) و شکل (۴) نواحی LH، باند ممنوعه و RH تقریباً با رفتار فیلتری ساختار انطباق دارند. شروع باند عبور این فیلتر از فرکانس $5/6\text{ GHz}$ می‌باشد و تا فرکانس $6/3\text{ GHz}$ که μ_e تغییر علامت می‌دهد (از منفی به مثبت تبدیل می‌شود) ادامه خواهد داشت. با مثبت شدن μ_e و منفی بودن ϵ_e به خاطر محدوده فرکانسی زیر فرکانس قطع موجبر با تیغه فریتی، باند ممنوعه در محدوده $6/3-6/8\text{ GHz}$ اتفاق می‌افتد. با مثبت شدن ϵ_e موجبر با تیغه فریتی از فرکانس $6/8\text{ GHz}$ این ساختار شبیه یک موجبر عادی به‌عنوان فیلتر بالاگذر عمل خواهد کرد.



شکل (۷): پارامترهای پراکندگی موجبر با تیغه فریتی با بایاس $H_0=1500\text{Oe}$

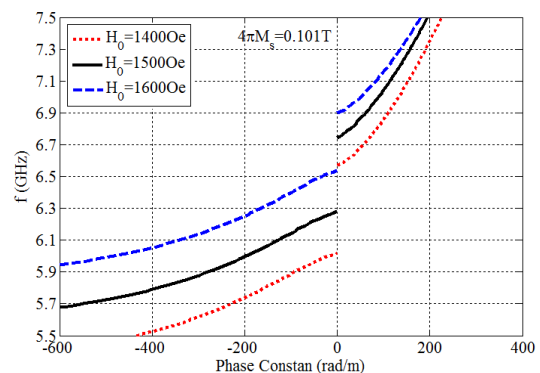
برای بررسی تنظیم‌پذیری فیلتر موجبری با تیغه فریتی، نتایج پارامترهای پراکندگی آن در چند بایاس مختلف در شکل (۸) نشان داده شده است. همان‌طور که در این شکل نشان داده شده فرکانس پایین و محدوده باند ممنوعه فیلتر موجبری با تیغه فریتی با بایاس تغییر می‌کند.

جدول (۱) مقایسه نتایج به‌دست‌آمده بین فیلتر موجبری با تیغه فریتی پیشنهادی و فیلترهای طراحی شده در مراجع قبلی را نشان می‌دهد. همان‌طور که مشاهده می‌شود این فیلتر دارای ابعاد کوچک‌تر در مقایسه با سایر موارد مشابه است. این کاهش ابعاد برای مدارهای مدرن فرکانس بالا و سریع بسیار مهم می‌باشد زیرا هرچه فیلتر کوچک‌تر باشد، تلفات باند عبور و هزینه تولید کمتر می‌شود. علاوه بر این همان‌طور که در جدول مشخص شده است تلفات فیلتر پیشنهادی در باند عبور ناحیه راست‌گرد در مقایسه با سایر فیلترها پایین‌تر می‌باشد. هر چند این تلفات



شکل (۵): توزیع میدان الکتریکی در امتداد ساختار با $H_0 = 1500\text{Oe}$ و $4\pi M_s = 0.101\text{T}$ به‌دست‌آمده به‌وسیله FEM ناحیه چپ‌گرد (ب) ناحیه راست‌گرد

نمودار پاشندگی به‌دست‌آمده برای ساختار موجبری با تیغه فریتی تحت بایاس‌های $H_0=1400, 1500, 1600\text{Oe}$ در شکل (۶) نشان داده شده است. جهت فراهم کردن این بایاس‌های مغناطیسی عمودی می‌توان از آهنرباهای کلاس N42 که شامل NdFeB Magnet در زیر موجبر قرار می‌گیرد استفاده کرد [۱۳]. پیشنهادی دارای پاسخ CRLH تنظیم‌پذیر می‌باشد. فرکانس نواحی LH و RH، وقتی که بایاس مغناطیسی افزایش می‌یابد رو به بالا جابجا می‌شوند. با توجه به ویژگی CRLH تنظیم‌پذیر، این ساختار می‌تواند به‌عنوان یک فیلتر بالاگذر با حذف یک محدوده فرکانسی که با بایاس مغناطیسی قابل تغییر است استفاده شود.



شکل (۶): نمودار پاشندگی موجبر با تیغه فریتی تحت بایاس‌های مغناطیسی مختلف با پارامترهای فیزیکی اشاره‌شده در شکل (۳)

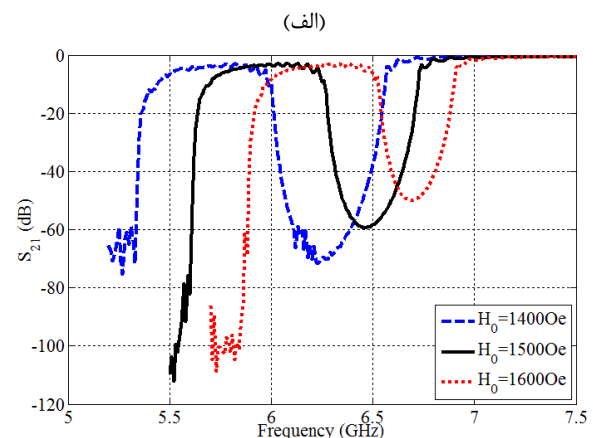
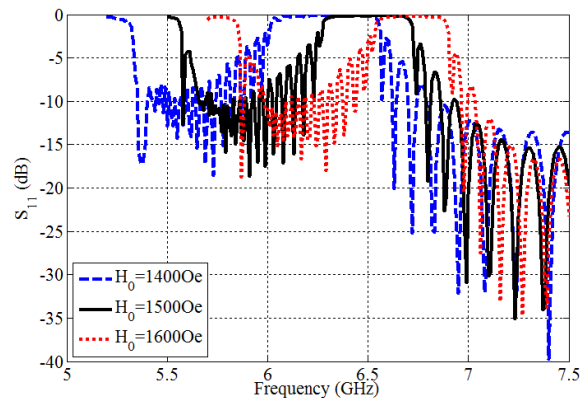
۵. نتیجه‌گیری

در این مقاله، یک فیلتر موج‌بری با تیغه فریتی با قابلیت تنظیم‌پذیری طراحی شده است. این ویژگی تنظیم‌پذیری با استفاده از بایاس DC مغناطیسی روی تیغه فریتی، که در داخل موج‌بر بارگذاری شده است، حاصل می‌شود. اساس کار فیلتر پیشنهادی مبتنی بر یک ساختار CRLH نام تراز می‌باشد که خاصیت LH آن از طریق منفی شدن μ_e و ϵ_e (به خاطر محدوده کاری زیر فرکانس قطع) ساختار حاصل می‌شود. باند ممنوعه فیلتر نیز به خاطر مثبت شدن μ_e و منفی ماندن ϵ_e ایجاد می‌شود. با گذر از فرکانس قطع موج‌بر μ_e و ϵ_e هر دو مثبت شده و ساختار به‌عنوان یک موج‌بر عادی در ناحیه RH عمل خواهد کرد. با تغییر بایاس مغناطیسی از 1400Oe تا 1600Oe، حد پایین فرکانس عبور از $\Delta/3$ GHz به 6 GHz تغییر می‌کند. فرکانس مرکزی باند ممنوعه این فیلتر نیز از 6/3 GHz به 6/7 GHz شیف‌ت پیدا می‌کند. فیلتر پیشنهادی در مقایسه با دیگر فیلترهای تنظیم‌پذیر بر دارای پیچیدگی کمتر برای ساخت، ابعاد کوچک‌تر، پهنای باند نسبتاً خوب و درصد تنظیم‌پذیری بیشتر می‌باشد.

۶. مراجع

- [1] M. Shafae, S. M. J. Razavi, E. Hamidi, "Metamaterial based, single toroidal phase shifter design algorithm," Journal of Applied Electromagnetics, vol. 7, pp. 53-60, 2019 (In Persian).
- [2] N. Montasari, Y. Ghan Ghareh Bagh, "Design, simulation and fabrication of ferrite phase shifter waveguide in frequency band X," Journal of Applied Electromagnetics, vol. 3, pp. 45-52, 2015 (In Persian).
- [3] M. Mohammadi, F. H. Kashani, J. Ghalibafan, "A partially ferrite-filled rectangular waveguide with CRLH response and its application to a magnetically scannable antenna," Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 491, pp. 1-9, 2019.
- [4] M. Mohammadi, F. H. Kashani, J. Ghalibafan, "Backfire-to-endfire scanning capability of a balanced metamaterial structure based on slotted ferrite-filled waveguide," Waves in Random and Complex Media, pp. 1-15, 2019.
- [5] Z. Zhang, J. Liu, H. Ding, Z. Feng and Y. Nie, "Microwave bandpass filters tuned by the magnetization of ferrite substrates," IEEE Magnetics Letters, vol. 8, pp. 1-4, 2017.
- [6] S. Kagita, A. Basu and S. K. Koul, "Characterization of LTCC-based ferrite tape in X-band and its application to electrically tunable phase shifter and notch filter," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 53, pp. 1-8, 2017.
- [7] Ö. Acar, T. K. Johansen and V. Zhurbenko, "A high-power low-loss continuously tunable bandpass filter with transversely biased ferrite-loaded coaxial resonators," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, pp. 3425-3432, 2015.
- [8] L. Martinez, V. Laur, A. L. Borja, P. Quéffélec and A. Belenguer, "Low loss ferrite Y-junction circulator based on empty substrate integrated coaxial line at Ku-band," IEEE Access, vol. 7, pp. 104789-104796, 2019.

برای باند عبور ناحیه چپ‌گرد مطابق با شکل (۷) بیشتر است. نکته حائز اهمیت در فیلتر پیشنهادی وجود یک ناحیه حذف قابل تنظیم است که می‌تواند در کاربردهای متعددی برای جلوگیری از تداخلات ناخواسته سامانه‌های مخابراتی مختلف مورد استفاده قرار گیرد.



(الف)

(ب)

شکل (۸): پارامترهای پراکندگی فیلتر پیشنهادی در چند بایاس مختلف (الف) تلفات برگشتی (ب) تلفات تبدیل

جدول (۱): مقایسه بین فیلتر پیشنهادی با فیلترهای تنظیم‌پذیر

اشاره‌شده در سایر مراجع

روش تنظیم پذیری	حداقل S_{21} در باند عبور (dB)	میزان تنظیم-پذیری (%)	ابعاد (λ_g^2)	فیلتر
ولتاژ DC	۳/۴	۴	۱۵/۵	[۱۸]
بایاس مغناطیسی	۲/۳	۷	۱/۵۳	[۱۹]
بایاس مغناطیسی	۲	۱۱	گزارش نشده	[۹]
بایاس مغناطیسی	۰/۱	۱۳	۰/۰۹	این کار

- [14] A. Dechant and M. Okoniewski, "Broadband double negative material from ferrite-loaded metallic waveguides," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 4-7, 2006.
- [15] D. M. Pozar, "Microwave engineering," New York, Wiley, 2012.
- [16] R. Marques, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Left-handed-media simulation and transmission of EM waves in subwavelength split-ring resonator-loaded metallic waveguide," *physical review letters*, vol. 89, pp. 1-4, 2002.
- [17] R. F. Soohoo, "Theory and application of ferrites," Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1960.
- [18] D. Jiang, Y. Liu, X. Li, G. Wang and Z. Zheng, "Tunable microwave bandpass filters with complementary split ring resonator and liquid crystal materials," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 126265-126272, 2019.
- [19] E. Arabi, A. Syed and A. Shamim, "A planar and tunable bandpass filter on a ferrite substrate with integrated windings," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, 2015.
- [9] YS. Kagita, A. Basu and S. K. Koul, "Electrically tunable ferrite bandpass filter in X-band with wide tunability," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, pp. 1-4, 2019.
- [10] E. Arabi, F. A. Ghaffar and A. Shamim, "Tunable bandpass filter based on partially magnetized ferrite LTCC with embedded windings for SoP applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 25, pp. 16-18, 2015.
- [11] E. Arabi and A. Shamim, "The effect of self-heating on the performance of a tunable filter with embedded windings in a ferrite LTCC package," *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, vol. 5, pp. 365-371, 2015.
- [12] A. G. Gurevich and G. A. Melkov, "Magnetization oscillation and waves," Florida, CRC Press, 1996.
- [13] T. Kodera and C. Caloz, "Uniform ferrite-loaded open waveguide structure with CRLH response and its applications to a novel back fire-to-end fire leaky wave antennas," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 784-795, 2009.

Analysis and Design of a High Pass Waveguide Filter of the Ferrite Blade with Tunable Rejection Band

M. Mohammadi Shirkolaei^{*1}, J. Ghalibafan²

Department of Electrical Engineering, Shahid Sattari Aeronautical University of Science and Technology

(Received: 17/01/2020; Accepted: 11/04/2020)

Abstract

In this paper, a novel high pass waveguide filter of the ferrite blade with a tunable rejection band is designed and analyzed. The first band-pass of this filter is obtained in the frequency bands where the proposed structure is in the left-hand region. The reason for the left-hand property is the negative effective permeability of the ferrite, and the effective permittivity of the structure is due to the plasmonic property of the waveguide below the cutoff frequency. Stopband occurs in the frequency bands that have positive permeability while the effective permittivity is still negative. As the effective permittivity of the structure is positive, the proposed structure acts as a regular waveguide with a right-hand nature and acts as a high pass filter. The rejection band of the proposed filter shifts due to the ferrite-adjustable property of the magnetic bias. The use of this method dramatically reduces the complexity of the external control system. To analyze the proposed waveguide filter, we proceed by solving the Maxwell equations and obtaining the distribution of the electric and magnetic fields inside the regions of the structure and applying the boundary conditions, to obtain the characteristic equation and then the dispersion diagram is achieved by the numerical solution. To confirm the analytical solution, the proposed structure is simulated using Ansoft HFSS software and finally, its scattering parameters are investigated.

Keywords: Waveguide Filter, Plasmonic, Ferrite, Metamaterial, Unbalanced Composite Right-Left Hand

* Corresponding author E-mail: m.mohammadi@ssau.ac.ir