

طراحی FSS میان گذر پچ – استریپ مربعی با استفاده از مدل مداری معادل

محمود فلاح^{۱*} و محمد هاشم واجد سمیعی^۲

اطلاعات مقاله	چکیده
<p>واژگان کلیدی: رادوم، سطوح انتخاب‌گر فرکانس، فیلتر فضایی الکترومغناطیسی.</p>	<p>در این مقاله از فرمول‌های تحلیلی جهت تخمین پاسخ فرکانسی برای آرایه متناوب، با سلول پچ و استریپ فلزی مربعی استفاده شده است. روابط تحلیلی برای پاسخ فرکانسی بوسیله شبیه‌سازی تمام موج تایید شده‌اند. سپس از این فرمول‌ها برای طراحی FSS میان‌گذر مرتبه ۱ بر پایه مدل مداری استفاده شده‌است. این FSS میان‌گذر از یک آرایه پچ مربعی به همراه گپ هوایی بین آن‌ها و یک آرایه استریپی مربعی تشکیل شده است. پاسخ‌های فرکانسی برای ضخامت‌ها و ثابت‌های دی‌الکتریک مختلف زیرلایه بدست آمده است. شبیه‌سازی‌ها با استفاده از دو روش تمام موج و تحلیلی انجام و نتایج جهت درک محدودیت‌های روش طراحی پیشنهادی مقایسه شده است. در این مقاله بر روی اساس عملکرد ساختار، دستورالعمل سنتز آن و راهنمای مراحل طراحی برای این نوع FSS بحث شده است.</p>

نباشد. در یک FSS، بسته به کاربرد آن ممکن است کنترل پاسخ فرکانسی موج انتقالی یا موج انعکاسی و یا هر دو برای ما اهمیت داشته باشد. از لحاظ هندسی FSS ها معمولاً از آرایه‌ای متناوب از عناصر مشابه تشکیل شده‌اند که در یک یا دو جهت (از لحاظ تئوریک) نامحدودند. در عمل FSS ها با ابعاد محدود ساخته می‌شوند، که با رعایت شرایطی می‌توان عملکرد یک FSS نامحدود را البته بصورت موضعی^۳ از آن استحصال کرد.

FSS بر روی سطح اشیاء پراکنده‌گر برای پوشش، به عنوان کاهش دهنده سطح مقطع راداری [۱]، سیستم تغذیه آنتن‌ها [۲]، در رادوم‌ها [۳]، جهت جلوگیری از تداخل ارتباطات شبکه‌های محلی سیستم‌های مخابرات بی‌سیم و همچنین در حفظ امنیت ساختمان‌ها، شرکت‌ها و اداره‌ها [۴] و غیره کاربرد دارد.

۱- مقدمه

سطوح انتخاب‌گر فرکانس یا به اختصار FSS^۲ در واقع فیلترهای فضایی با پاسخ فرکانسی معین در برابر امواج الکترومغناطیسی هستند. این پاسخ فرکانسی تنها تابع فرکانس نیست، بلکه به زاویه تابش موج، شکل جبهه موج (تخت، استوانه‌ای، کروی و ...) نیز بستگی دارد. FSS ها معمولاً برای تاثیر گذاری بر روی جبهه امواج تخت طراحی می‌شوند. به عبارت دیگر فرض می‌شود که FSS تحت تاثیر میدان دور سیستم‌های تشعشعی قرار دارد. همچنین با توجه به اینکه معمولاً جهت تابش موج به FSS مشخص نیست، سعی می‌شود که در یک طراحی مطلوب پاسخ فرکانسی، تابع تغییرات زاویه تابش موج

* پست الکترونیک نویسنده مسئول: Mahmoud_fallah@yahoo.com

۱. دانشجوی کارشناسی ارشد مخابرات، دانشگاه علم و صنعت ایران

۲. استادیار دانشکده برق، دانشگاه علم و صنعت ایران

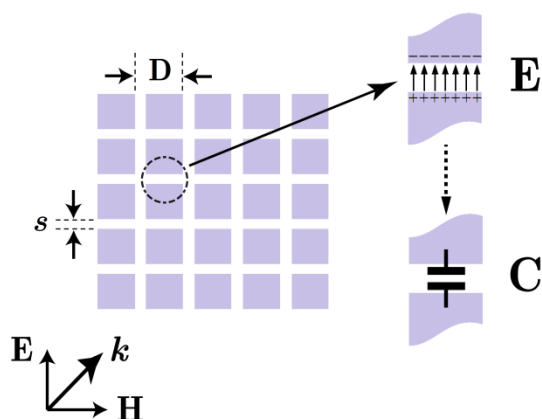
³Local

²Frequency-Selective Surfaces

۲- آرایه پیچ مربعی

در شکل ۱ آرایه‌ای از پیچ‌های^۲ مربعی نشان داده شده است. ضخامت فلز آرایه نزدیک به صفر فرض می‌شود و آرایه در فضای آزاد قرار دارد. اگر موجی TEM با پلاریزاسیون نشان داده شده در شکل بطور عمودی به این ساختار برخورد کند، بارهای مثبت و منفی بطور متناوب بر روی لبه‌های بالایی و پایینی گپ‌های افقی آرایه القاء می‌شوند [۵]. زیرا میدان الکتریکی عمود بر راستای گپ‌های افقی است.

اگر پهنای گپ‌ها خیلی کوچکتر از طول موج برخوردی باشد، سطح آرایه در مقابل موج اثر خازنی از خود نشان می‌دهد.



شکل ۱- آرایه متناوب از پیچ‌های مربعی در مواجهه با موج TEM با پلاریزاسیون نشان داده شده، در فرکانس‌های پایین مانند خازن عمل می‌کند [۵].

می‌توان نشان داد که رابطه ظرفیت خازنی سلول واحد آرایه پیچ‌های مربعی متناوب بصورت زیر می‌باشد [۵-۷].

$$C = \epsilon_0 \epsilon_{eff} \frac{D}{\pi} H(D, s, \lambda, \theta) \quad (1)$$

که در آن فرض شده که زاویه برخورد موج با راستای عمود بر سطح θ می‌باشد، ϵ_{eff} ثابت دی‌الکتریک موثر پیرامون آرایه، D دوره تناوب آرایه و s فاصله جدایی بین دو پیچ مجاور باشد. این رابطه مد اول پراشیده شده است و از روش معادلات انتگرالی تقریب زده شده است. عبارت H نیز برابر:

$$H = \ln \left[\left(\sin \frac{\pi s}{2D} \right)^{-1} \right] + G(D, s, \lambda, \theta) \quad (2)$$

در سال‌های اخیر طراحی FSS با سلول‌هایی با ابعادی بسیار کوچکتر از طول موج مورد توجه قرار گرفته است. به همین منظور دسته‌ای دیگر از FSSها ابداع شدند که در آن‌ها بجای ساختارهای تشدیدی به عنوان بلوک‌های سازنده، از سلول‌هایی با ابعاد بسیار کوچکتر از طول موج که مانند عناصر فشرده سلفی و خازنی عمل می‌کنند، استفاده شده است.

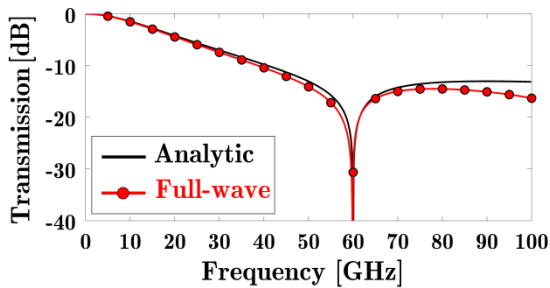
یکی از این طراحی‌ها توسط بهداد ارائه گردید [۵]. در پژوهشی که توسط وی انجام شد، فیلتر میان‌گذری با کنار هم قراردادن سطوح پیچ و استریپ مربعی طراحی گردید. وی فرمول‌هایی برای مقادیر خازن و استریپ سطوح ارائه کرد. اما از این فرمول‌ها بصورت کمی برای طراحی پارامترهای هندسی ساختار خود استفاده نکرد و تنها به ارائه مدل مداری بصورت کیفی بسنده کرد. بدین ترتیب طراحی وی بر پایه بهینه‌سازی تمام موج توسعه یافته بود. در این مقاله قصد داریم، تا با استفاده از فرمول‌های توصیف کننده مقادیر خازن و سلف آرایه پیچ و استریپ مربعی، بصورت کمی دست به طراحی فیلتر میان‌گذر بزنییم. برای شروع پاسخ فرکانسی حاصل از این فرمول‌ها را با پاسخ ناشی از شبیه‌سازی تمام موج برای یک سناریو خاص برای هر یک از سطوح پیچ و استریپ مربعی مقایسه می‌کنیم.

در قسمت بعد با کنار هم قرار دادن یک آرایه پیچ و یک آرایه استریپ مربعی در دو طرف یک زیرلایه دی‌الکتریک یک فیلتر تک قطب تشکیل می‌دهیم و میزان تطابق پاسخ تحلیلی (حاصل از فرمول‌ها) و تمام موج را بررسی می‌کنیم. در این شبیه‌سازی‌ها چگونگی تاثیر پارامترهای مختلف ساختار مانند ضخامت زیر لایه (فاصله بین دو سطح فلزی) و ضریب گذردهی الکتریکی زیرلایه بر میزان تطابق پاسخ تحلیلی و تمام موج بررسی شده است. با انجام این شبیه‌سازی‌ها حدود استفاده از فرمول‌های تحلیلی برای فرآیند طراحی فیلتر میان‌گذر مشخص شده است. در ادامه با استفاده از رویکرد مدل‌سازی مداری و استفاده از روابط تحلیلی سعی در طراحی دو فیلتر برای فرکانس‌های استاندارد WLAN^۱ شده است. در نهایت چگونگی روند طراحی فیلتر با استفاده از فلوچارت گام به گام مراحل توضیح داده شده است.

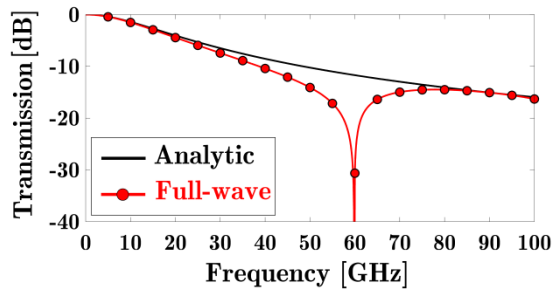
^۲ فاصله هوایی (درون صفحه فلزی)

^۱ Wireless Local Area Network

بنابراین اینکه ما عبارت G را داخل روابطمان در نظر بگیریم یا نه، بسته به فرکانس طراحی ما دارد. اگر طراحی برای فرکانس‌هایی بسیار کمتر از تشدید اصلی باشد، می‌توان G را حذف کرد و با اینکار از روابط برای سنتز ساختار استفاده کرد. زیرا یک آرایه از پچ‌های مربعی در طول موجی از مرتبه ابعاد پچ‌ها تشدید می‌کند. بنابراین اگر موجی به این آرایه بتابد که طول موجی بسیار بزرگتر از مرتبه ابعاد پچ‌ها داشته باشد تشدید اتفاق نمی‌افتد.



شکل ۲- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال آرایه متناوب پچ مربعی با استفاده از رابطه ۱.



شکل ۳- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال آرایه متناوب پچ مربعی با استفاده از رابطه ۱ بدون عبارت G .

۳- آرایه استریپ مربعی

در شکل ۴ آرایه‌ای از استریپ‌های^۲ هادی مربعی نشان داده شده است.

خود عبارت G از روابط زیر بدست می‌آید:

$$G = \frac{\cdot / \delta B_1 [B_r (A_+ + A_-) + \epsilon \beta^r A_+ A_-]}{B_r + B_r (A_+ + A_-) + \epsilon \beta^r A_+ A_-} \quad (3)$$

$$A_{\pm} = \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{\epsilon D}{\lambda} \sin \theta - \left(\frac{D}{\lambda} \cos \theta\right)^2}} - 1 \quad (4)$$

$$\beta = \sin\left(\frac{\pi s}{\epsilon D}\right) \quad (5)$$

$$B_r = (1 - \beta^r)^2 \quad (6)$$

$$B_r = \left(1 - \frac{\beta^r}{\epsilon}\right) \quad (7)$$

$$B_r = \left(1 + \frac{\beta^r}{\epsilon} - \frac{\beta^{\epsilon}}{\lambda}\right) \quad (8)$$

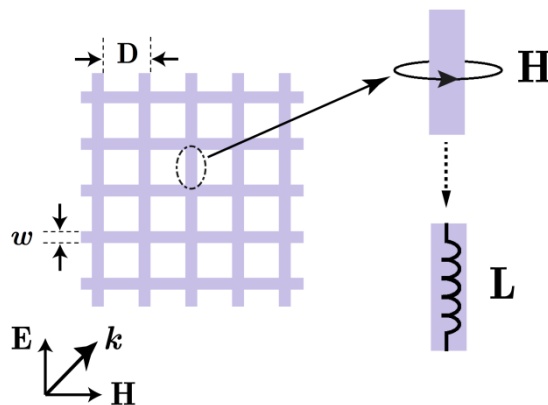
قید رابطه ۱ طول موج‌ها و زوایایی است که در رابطه $D(1 + \sin \theta) / \lambda < 1$ صدق می‌کنند. در شکل ۲ ضریب انتقال یک آرایه از گپ‌های خازنی حاصل از تحلیل تمام موج بوسیله نرم‌افزار CST و استفاده از فرمول بدست آمده و با یکدیگر مقایسه شده‌اند. این ساختار به ازای $\theta = 0$ و $\epsilon_r = 1$ ، $w = 0.5 \text{ mm}$ ، $D = 5 \text{ mm}$ شبیه‌سازی شده است. همانطور که دیده می‌شود دو منحنی تحلیلی و تمام موج در بازه صفر تا ۱۰۰ گیگاهرتز از تطابق خوبی برخوردار هستند. باید دقت داشت که چون عبارت G به فرکانس وابسته است، عنصر C در این حالت یک عنصر پاشنده^۱ محسوب می‌شود. بنابراین برای سنتز هندسه ساختار مناسب نمی‌باشد و بدست آوردن مقادیر هندسی ساختار را از روی مقدار خازن با پیچیدگی مواجه می‌کند. اگر عبارت G را از رابطه ۲ حذف کنیم به نمودار شکل ۳ خواهیم رسید. همانطور که در این شکل دیده می‌شود در فرکانس‌های پایین دو منحنی تطابق دارند و با افزایش فرکانس، کم‌کم دو منحنی از یکدیگر فاصله می‌گیرند. دلیل آن هم کاهش اثر تقریب عنصر فشرده گرفتن ساختار، در مقابل موج می‌باشد. در فرکانس ۶۰ گیگا هرتز اختلاف دو منحنی بیشینه می‌شود. این فرکانس، فرکانسی است که طول موج برابر دوره تناوب $(\lambda = D)$ خواهد شد و سطح به تنهایی شروع به تشدید خواهد کرد. در واقع عبارت G تشدید ناشی از جریان‌های سطحی ایجاد شده را مدل می‌کند.

^۲ نوار

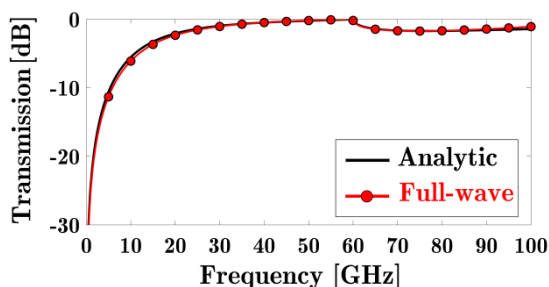
^۱ Dispersive

تحلیلی و تمام موج را مقایسه کنیم، به شکل ۶ خواهیم رسید. همانطور که در شکل دیده می‌شود، در این نمودار در فرکانس ۶۰ گیگا هرتز دو منحنی شروع به فاصله گرفتن از یکدیگر می‌کنند. این فرکانس، فرکانسی است که طول موج برابر دوره تناوب ($\lambda = D$) خواهد شد و سطح به تنهایی شروع به تشدید خواهد کرد.

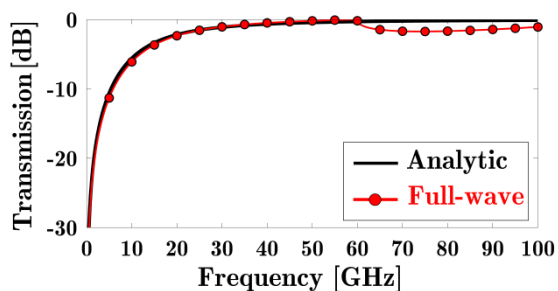
اگر ما ساختار را در فرکانس‌هایی بسیار کمتر از تشدید اصلی بکار می‌بریم، استفاده از رابطه ۹ بدون G برای بدست آوردن نتیجه مطلوب کفایت خواهد کرد.



شکل ۴- آرایه متناوب از استریپ‌های هادی مربعی در مواجهه با موج TEM با پلاریزاسیون نشان داده شده، در فرکانس‌های پایین مانند سلف عمل می‌کند [۵].



شکل ۵- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال آرایه متناوب استریپ مربعی با استفاده از فرمول ۹.



شکل ۶- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال آرایه متناوب استریپ مربعی با استفاده از رابطه ۹ بدون عبارت G .

۴- ساختار مرتبه اول پایه

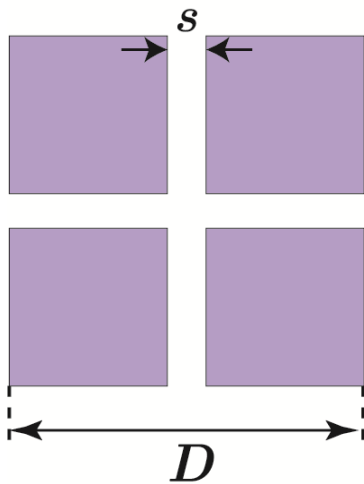
اساس کار طراحی این ساختار تک قطب، بدست آوردن تشدید در راستای عمق ساختار می‌باشد. به عبارت دیگر بر خلاف FSSهای سنتی، موج در هنگام برخورد به یک تک صفحه تشدید را احساس نمی‌کند بلکه در هنگام

قراردادن یک استریپ هادی مقابل میدان مغناطیسی متغیر با زمان که مولفه‌ای عمود بر راستای سیم دارد (مانند یک موج TEM مطابق شکل ۴) باعث القای جریان الکتریکی روی استریپ خواهد شد. این جریان الکتریکی به نوبه خود، میدان مغناطیسی (علاوه بر میدان مغناطیسی تابشی) اطراف سیم ایجاد می‌کند که انرژی مغناطیسی را درون خود ذخیره کرده است و تولید یک سلف می‌نماید که با نازک شدن سیم مقدار این سلف افزایش می‌یابد [۵].

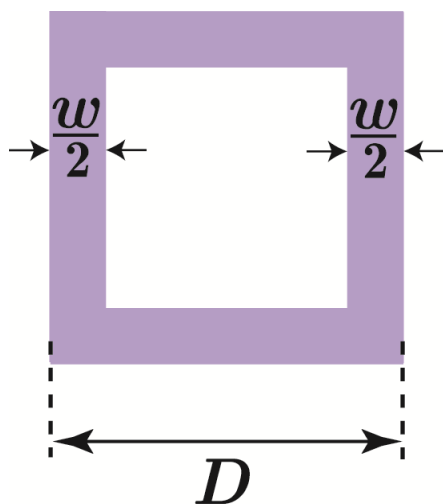
تقریب مرتبه اول ضریب القایی یک آرایه از استریپ‌های مربعی که فاصله مرکز به مرکز استریپ‌های مجاور آن برابر D و پهنای استریپ‌های آن برابر w و زاویه برخورد موج با راستای عمود بر سطح θ می‌باشد، بصورت زیر است [۵-۷]:

$$L = \mu_0 \mu_{eff} \frac{D}{\sqrt{\pi}} H(D, w, \lambda, \theta) \quad (9)$$

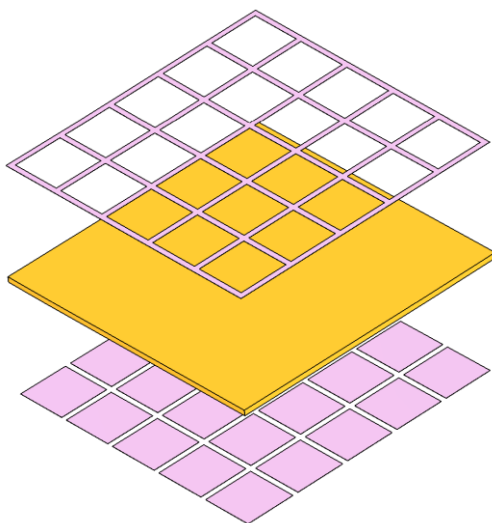
در شکل ۵ ضریب انتقال یک آرایه از استریپ‌های سلفی حاصل از تحلیل تمام موج و استفاده از فرمول ۹ بدست آمده و با یکدیگر مقایسه شده‌اند. این ساختار به ازای $D = 5 \text{ mm}$ ، $w = 0.5 \text{ mm}$ ، $\mu_{eff} = 1$ و $\theta = 0$ شبیه‌سازی شده است. همانطور که دیده می‌شود دو منحنی تحلیلی و تمام موج در بازه صفر تا ۱۰۰ گیگاهرتز از تطابق خوبی برخوردار هستند. اما بدلیل پاشنده بودن رابطه عنصر در این حالت، برای سنتز هندسه ساختار مناسب نمی‌باشد. اگر عبارت G را از فرمول حذف کنیم و ضریب انتقال



شکل ۷-هندسه سلول واحد آرایه پچ مربعی.



شکل ۸-هندسه سلول واحد آرایه استریپ مربعی

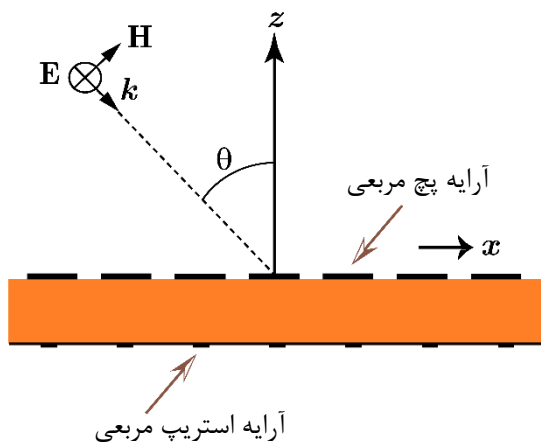


شکل ۹-ساختار سه بعدی FSS با دو صفحه پچ-استریپ مربعی و یک زیرلایه دی الکتریک بین آن‌ها که با رنگ نارنجی نشان داده شده است.

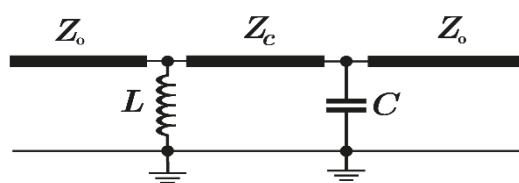
برخورد با ساختار حین پیشروی به داخل آن مجموعه‌ی صفحات متناوب به علاوه زیرلایه‌ها تشدید لازم جهت خاصیت فیلتری را ایجاد می‌کنند [۵]. با توجه به اینکه زیرلایه و فضای آزاد را در فرکانس تابش موج می‌توان با خطوط انتقال مدل کرد، عناصر FSS به عنوان عناصر غیرفعال^۱ در بین این خطوط انتقال قرار می‌گیرند و در واقع مزیت دیگر این ساختارها تحلیل فیزیکی عملکرد آن‌ها با رویکرد مداری است که کار تحلیل را بسیار ساده می‌کند. در حالیکه در FSSهای رایج تحلیل شبه ایستا^۲ همواره کارساز نیست.

در قدم بعد می‌خواهیم با کنار هم قرار دادن این صفحات یعنی سلول واحدهای شکل ۷ و ۸، یک فیلتر مرتبه یک، یعنی ساختار ۹ را درست کنیم. اما ابتدا باید بررسی کنیم که آیا با کنار هم قرار دادن صفحات باز هم می‌توانیم از رابطه تحلیلی که برای تک صفحه در فضای آزاد در اختیار داشتیم، استفاده کنیم و طراحی خود را برپایه مدل مداری پیش ببریم. در ادامه به بررسی این موضوع می‌پردازیم که با کنار هم قرار دادن صفحات، استفاده از روابط تحلیلی تک صفحه (در فضای آزاد) تا چه حد صحیح می‌باشد. برای این منظور سناریوهایی برای انجام شبیه‌سازی در نظر می‌گیریم. در این سناریوها آرایه پچ و آرایه استریپ در دو طرف یک زیر لایه قرار گرفته‌اند. در سناریوی اول ما پاسخ تحلیلی و تمام موج را بدست آورده، سپس با تغییر فاصله بین دو صفحه میزان تطابق منحنی تمام موج و تحلیلی را بررسی می‌کنیم. در سناریوی بعدی فاصله بین دو صفحه را ثابت نگه داشته و ضریب دی الکتریک زیر لایه بین صفحات را از مقدار ۱ افزایش می‌دهیم. بدین ترتیب عواملی را که فکر می‌کنیم در عدم تطابق دو منحنی تاثیر گذار خواهند بود، یک به یک بررسی خواهیم کرد.

¹ Passive² Quasi-static



شکل ۱۰- برخورد موج صفحه‌ای به ساختار FSS.



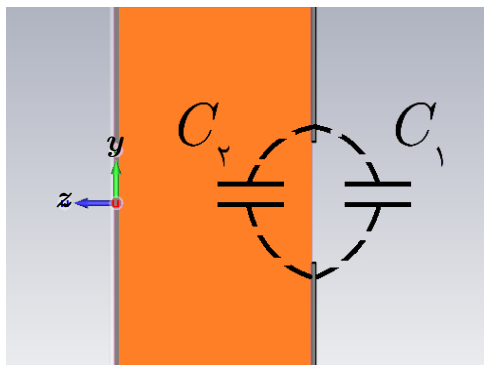
شکل ۱۱- مدار معادل ساختار FSS.

دلیل این امر این است که وقتی دو صفحه کنار یکدیگر قرار می‌گیرند، مقدار سلف و خازن آن‌ها تغییر می‌کند، در حالی که روابط ۱ و ۹ مقادیر سلف و خازن صفحات منفرد را در فضای آزاد بدست می‌دهد. همچنین تزویج میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی بین دو صفحه باعث بوجود آمدن عناصر اضافی در مدل مداری می‌گردد. منظور از عناصر اضافی این است که بین سطوح فلزی در دو طرف زیرلایه که دارای همپوشانی هستند ممکن است میدان الکتریکی تشکیل شود که این به معنی وجود خازن بین دو صفحه است. خازنی که در مدل مداری دیده نشده است زیرا رابطه تحلیلی نمی‌توان برای آن استخراج کرد. بنابراین ما ترجیح می‌دهیم با افزایش h کاهش ϵ_r کاری کنیم که این خازن بوجود نیاید و یا تا آنجا که ممکن است کوچک باشد. همچنین امکان دارد که بین جریان‌های بوجود آمده در لبه‌های سطح پیچ و استریپ تزویج مغناطیسی بوجود آید که آن هم در مدل مداری دیده نشده است. زیرا قابلیت وارد کردن تحلیلی آن در روابط وجود ندارد. بنابراین سعی می‌شود با افزایش h از بوجود آمدن این تزویج جلوگیری کرد.

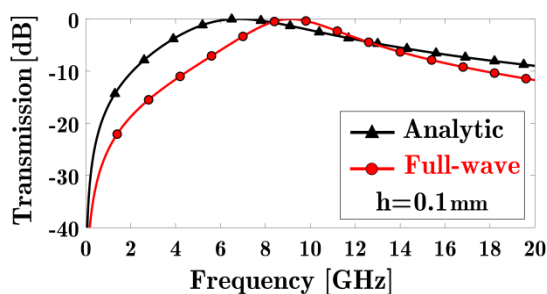
۵- بررسی میزان تطابق پاسخ تمام موج و تحلیلی ساختار تک قطب به ازای تغییر پارامترهای هندسی ساختار

هندسه این FSS مرتبه اول در مقابل جبهه موج صفحه‌ای تخت در شکل ۱۰ نشان داده شده است. در مدل مداری این ساختار یعنی شکل ۱۱ آرایه پیچ با خازن، آرایه استریپ با سلف و زیرلایه بین این دو با یک خط انتقال با امپدانس مشخصه Z_c نشان می‌دهیم. همچنین نیم فضای سمت چپ و راست FSS را با دو خط انتقال نامحدود با امپدانس مشخصه Z_0 در شکل ۱۱ نشان می‌دهیم.

می‌خواهیم بررسی کنیم که با کنار هم قرار دادن صفحات مطابق شکل ۹ و ۱۰ آیا باز هم می‌توان از فرمول‌های ارائه شده برای بدست آوردن پاسخ فرکانسی کل ساختار استفاده کرد یا خیر. بنابراین باید پاسخ فرکانسی ساختار را یک بار با استفاده از فرمول‌ها و بار دیگر با استفاده از شبیه‌سازی تمام‌موج بدست آورده و با یکدیگر مقایسه کنیم. در سناریوی اول تنها می‌خواهیم اثر کنار هم قراردادن صفحات را در بکارگیری روابط تحلیلی بررسی کنیم. بنابراین بین دو صفحه را فضای آزاد ($\epsilon_r = 1$) در نظر می‌گیریم. در شکل ۱۱ مدل مداری ساختار نشان داده شده است. مقدار سلف و خازن را با استفاده از روابط ۱ و ۹ بدون عبارت G ، بدست می‌آوریم و سپس پاسخ فرکانسی را محاسبه می‌کنیم. همچنین خط انتقال بین دو عنصر سلف و خازن دارای امپدانس مشخصه $Z_s = Z_0 / \sqrt{\epsilon_r}$ می‌باشد. در جدول ۱ مشخصات هندسه ساختار مورد بررسی آورده شده است. در شکل ۱۴، ۱۵ و ۱۶ منحنی حاصل از مدل مداری با منحنی حاصل از روش تمام موج (برای برخورد عمود موج) به ازای فواصل مختلف دو صفحه مقایسه شده است. همانطور که دیده می‌شود دو منحنی کاملاً روی یکدیگر منطبق نمی‌شوند.

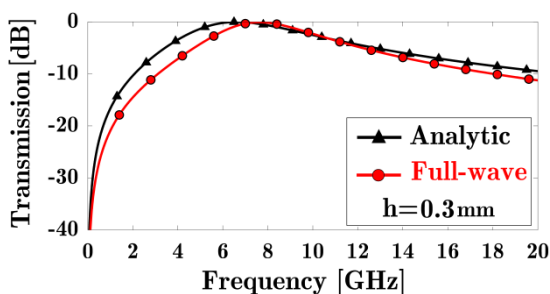


شکل ۱۳- خازن‌های تشکیل شده در مرز پیچ بین دی‌الکتریک و هوا.



شکل ۱۴- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال بدون عبارت G در فرمول‌ها به ازای $h = 0.1 \text{ mm}$

حال با در نظر گرفتن این نکته در بدست آوردن مقدار خازن، سناریوی دیگری را برای شبیه‌سازی با مشخصات هندسی سناریوی شبیه‌سازی نمودار شکل ۱۶ در نظر می‌گیریم.



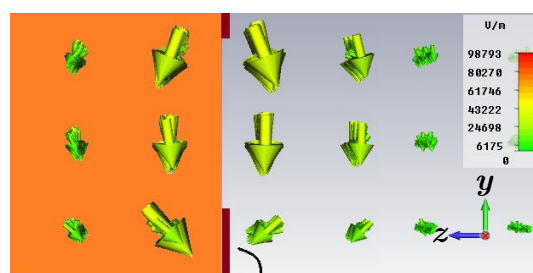
شکل ۱۵- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال بدون عبارت G در فرمول‌ها به ازای $h = 0.3 \text{ mm}$

همچنان که دیده می‌شود با افزایش فاصله دو صفحه تطبیق دو منحنی افزایش می‌یابد و این نتیجه را نیز انتظار داشتیم. چون تاثیر دو صفحه روی یکدیگر کاهش می‌یابد. به عبارت دیگر در شرایط عدم وجود دی‌الکتریک، اگر فاصله دو صفحه بیش از حد کوچک نباشد، می‌توان از روابط تحلیلی برای پیش‌بینی عملکرد ساختار در فرکانس‌های پایین استفاده کرد.

جدول ۱- هندسه ساختار مورد استفاده در شبیه‌سازی بررسی تغییر فاصله دو صفحه از یکدیگر

w	s	ϵ_r	D
0.5 mm	0.5 mm	۱	7 mm

برای بررسی تاثیر وجود دی‌الکتریک، ابتدا میدان‌های الکتریکی را در یکی از شبیه‌سازی‌های تمام موج این ساختار (با در نظر گرفتن دی‌الکتریک) در نرم‌افزار CST رسم می‌کنیم. در شکل ۱۲ میدان‌های الکتریکی در لبه‌های پیچ (دید از کنار) در لحظه‌ای که بیشترین مقدار خود را دارا هستند، نشان داده شده است. همانطور که دیده می‌شود قسمتی از میدان‌ها از داخل فضای آزاد و قسمتی دیگر از داخل فضای دی‌الکتریک بین دو پیچ برقرار شده‌اند. از آنجا که اندازه میدان‌ها با فاصله گرفتن از سطح پیچ (در راستای محور z شکل ۱۲) بسرعت کاهش می‌یابد می‌توان با دقت خوبی فرض کرد که سمت چپ پیچ یک نیم فضای نامحدود عایقی وجود دارد.

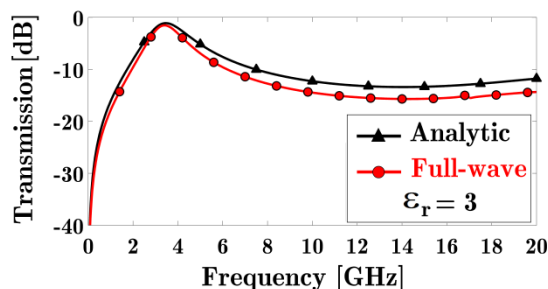


لبه‌های پیچ

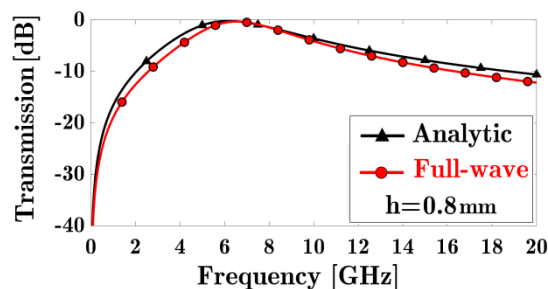
شکل ۱۲- میدان‌های الکتریکی در لبه‌های پیچ (دید از کنار) در لحظه‌ای که بیشترین مقدار خود را دارا هستند.

بدین ترتیب مقدار ضریب گذردهی الکتریکی موثر خازن تشکیل شده با در نظر گرفتن شکل ۱۳ از رابطه ۱۰ محاسبه خواهد شد:

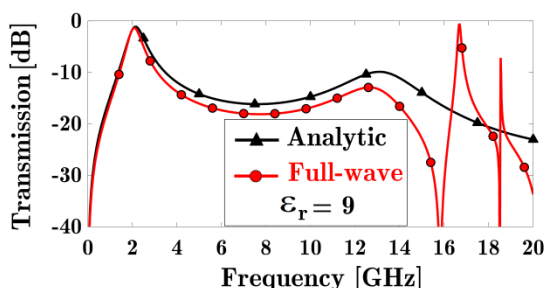
$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \quad (10)$$



شکل ۱۷- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال بدون عبارت G در فرمول‌ها به ازای ضریب گذردهی الکتریکی $\epsilon_r = 3$



شکل ۱۶- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال بدون عبارت G در فرمول‌ها به ازای $h = 0.8 \text{ mm}$



شکل ۱۸- مقایسه نتایج حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و تحلیلی ضریب انتقال بدون عبارت G در فرمول‌ها به ازای ضریب گذردهی الکتریکی $\epsilon_r = 9$

در این سناریو فاصله صفحات را ثابت و برابر 0.8 mm در نظر می‌گیریم. بقیه مشخصات هندسی در جدول ۲ آورده شده است. اگر ضریب دی‌الکتریک را از ۱ افزایش دهیم و ضریب انتقال تمام موج و تحلیلی را به ازای این افزایش ضریب دی‌الکتریک رسم کنیم، به منحنی‌های شکل ۱۷ و ۱۸ خواهیم رسید.

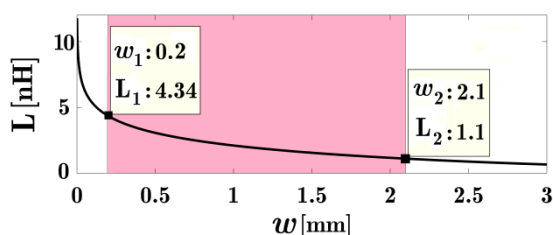
جدول ۲- هندسه ساختار مورد استفاده در شبیه‌سازی بررسی تغییر ضریب دی‌الکتریک زیرلایه

w	s	h	D
0.2 mm	0.2 mm	0.8 mm	7 mm

۶- روند طراحی برای فیلتر میان‌گذر با

فرکانس مرکزی ۵/۲ گیگاهرتز

روند طراحی این فیلتر مرتبه یک بدین صورت می‌باشد که ابتدا مقادیر سلف و خازن صفحات پچ و استریپ را به ترتیب برحسب w و s به ازای یک D معین (دوره تناوب) و ضریب گذردهی زیرلایه برابر $\epsilon_r = 3$ رسم می‌کنیم. برای مثال به ازای $D = 7 \text{ mm}$ نمودار $L-w$ مطابق شکل ۱۹ و نمودار $C-s$ مطابق شکل ۲۰ می‌باشد. سپس با توجه به محدودیت‌های ساخت می‌توان حد پایین ضخامت استریپ و پهنای گپ را تعیین کرد که ما در اینجا آن را برابر 0.2 mm در نظر می‌گیریم.



شکل ۱۹- نمودار $L-w$ به ازای $D = 7 \text{ mm}$

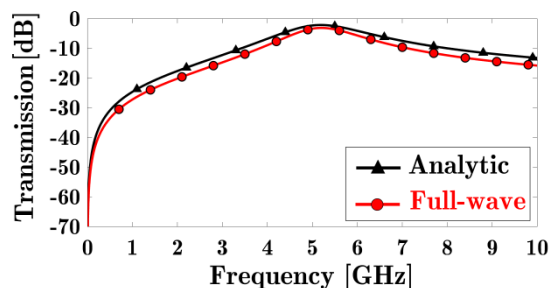
همانطور که در شکل ۱۷ و ۱۸ دیده می‌شود اختلاف دو منحنی حاصل از شبیه‌سازی تمام موج و مدل مداری با افزایش ضریب دی‌الکتریک افزایش می‌یابد. عمده دلیل این موضوع قوی‌تر شدن میدان‌های الکتریکی در داخل محیط دی‌الکتریک می‌باشد. این امر باعث افزایش تاثیر دو صفحه روی یکدیگر خواهد شد. باید دقت داشت که در این شبیه‌سازی‌ها نکته‌ای که برای ما اهمیت دارد، میزان تفاوت دو منحنی تحلیلی و تمام موج می‌باشد و نه خود منحنی‌ها. از نمودارهای شکل ۱۷ و ۱۸ می‌توان نتیجه گرفت که اگر ضریب دی‌الکتریک بطور قابل ملاحظه‌ای افزایش نیابد، می‌توان از روابط تحلیلی برای پیش‌بینی عملکرد ساختار در فرکانس‌های کوچکتر از تشدید اصلی استفاده کرد. بدین ترتیب از مجموعه شبیه‌سازی‌های انجام شده می‌توان به این نتیجه رسید که افزایش بیش از حد ضریب دی‌الکتریک و کاهش بیش از حد فاصله دو صفحه، باعث ایجاد اختلال در بکار بردن روش تحلیلی می‌شود.

WLAN می‌باشد، طراحی کنیم [۸]. برای داشتن چنین فرکانس مرکزی باید داشته باشیم:

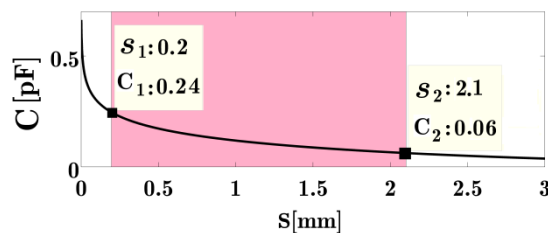
$$LC = 9 / 37 \times 10^{-22} \quad (15)$$

اگر بخواهیم فیلتر تیزی^۲ داشته باشیم باید Q_L تا حد امکان بزرگ باشد. بنابراین در بازه مجاز باید C را تا حد امکان بزرگ و L را تا حد امکان کوچک انتخاب کنیم. اگر $C = 0.24 \text{ pF}$ بگیریم، $L = 3/9 \text{ nH}$ بدست می‌آید. با استفاده از این مقادیر و به ازای داشتن زیر لایه-ای به ضخامت $h = 1/52 \text{ mm}$ و ضریب دی‌الکتریک $\epsilon_r = 3$ ، شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی را در نرم‌افزار مداری با استفاده از مدل دارای خط انتقال شکل ۱۱ انجام می‌دهیم. دیده می‌شود که بیشینه پاسخ فرکانسی در $f_0 = 4/63 \text{ GHz}$ رخ می‌دهد. این جابجایی بخاطر نادیده گرفتن ضخامت زیر لایه در رابطه ۱۳ می‌باشد. چرا که ما درستی این رابطه را منوط به کوچک بودن طول الکتریکی خط انتقال بین دو عنصر سلف و خازن کرده بودیم و برای مثال ذکر شده این طول الکتریکی حدود ۱۶ درجه می‌باشد که مقدار کوچکی نیست. بنابراین از اینجا به بعد باید با سعی و خطا فرکانس تشدید را به $f_0 = 5/2 \text{ GHz}$ انتقال داد. برای افزایش فرکانس تشدید بهتر است مقدار سلف را کاهش دهیم. با اینکار به افزایش مقدار Q_L نیز کمک کرده‌ایم. مقدار سلف برای اصلاح فرکانس تشدید برابر $L = 1/7 \text{ nH}$ خواهد شد.

در نهایت با استفاده از فرمول‌های ۱ و ۹ (بدون عبارت G) می‌توان هندسه ساختار را استخراج کرد. پارامترهای هندسی ساختار در جدول ۳ آورده شده است. در شکل ۲۱ پاسخ تمام موج و مدل مداری با یکدیگر مقایسه شده است.



شکل ۲۱- مقایسه پاسخ فرکانسی تمام موج و مدل مداری فیلتر مرتبه ۱.



شکل ۲۰- نمودار $C-s$ به ازای $D = 7 \text{ mm}$

حد بالا نیز از اینجا مشخص می‌شود که با افزایش بیش از حد پهنای گپ و استریپ (در مقابل ابعاد سلول واحد)، تقریب‌های زده شده برای بدست آوردن فرمول‌ها صحت خود را از دست می‌دهند. این حد بالا در اینجا ۲/۱ میلی-متر می‌باشد. حال با توجه به حد بالا و پایین می‌توان محدوده سلف و خازنی که این دو آرایه در اختیار ما می‌گذارند را استخراج کرد. سپس در نرم‌افزارهای مداری نظیر ADS با تغییر مقادیر سلف و خازن، فیلتر را بهینه می‌کنیم. با انجام این کار مقادیر خازن و سلف را آنقدر تغییر می‌دهیم تا پاسخ فرکانسی مطلوب بدست آید. این تغییرات فقط بصورت سعی و خطای تصادفی نیست. زیرا ما دید فیزیکی داریم که فرکانس مرکزی و Q بر حسب خازن و سلف مدار چگونه تغییر می‌کنند. در نهایت با داشتن مقدار خازن و سلف بهینه شده و استفاده از فرمول‌های ۱ و ۹ مقادیر پارامترهای هندسی ساختار را بدست می‌آوریم.

در این مثال محدوده مجاز عناصر برابر:

$$1/10 \text{ nH} \leq L \leq 4/34 \text{ nH} \quad (11)$$

$$0.06 \text{ pF} \leq C \leq 0.24 \text{ pF} \quad (12)$$

می‌باشد.

اگر طول الکتریکی ضخامت زیر لایه را کوچک انتخاب کنیم، می‌توان فرکانس مرکزی را از رابطه:

$$f \approx \left(2\pi\sqrt{LC}\right)^{-1} \quad (13)$$

و ضریب کیفیت رزوناتور LC موازی را از رابطه:

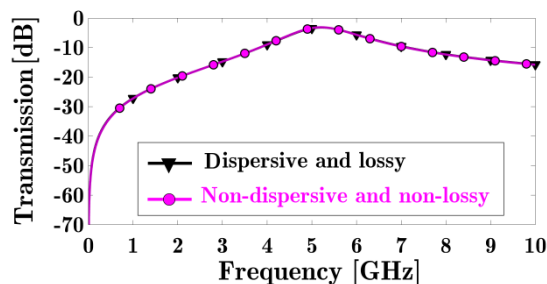
$$Q_L \approx Z_0\sqrt{C/L} \quad (14)$$

بدست آورد. هر چقدر بیشتر باشد، فیلتر تیزتر خواهد بود.

در مثال اول می‌خواهیم فیلتری با فرکانس مرکزی ۵/۲ گیگاهرتز که یکی از فرکانس‌های IEEE 802.11a برای

¹ Wireless Local Area Network

² Sharp

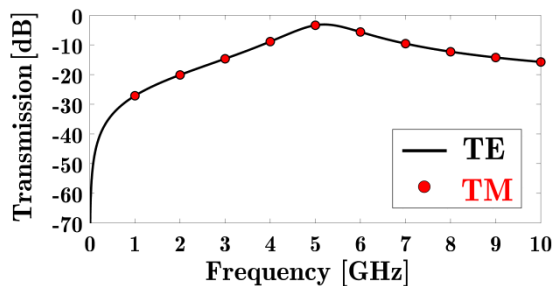


شکل ۲۳- مقایسه پاسخ فرکانسی تمام موج ساختار بدون پاشندگی و تلفات و ساختار دارای پاشندگی و تلفات.

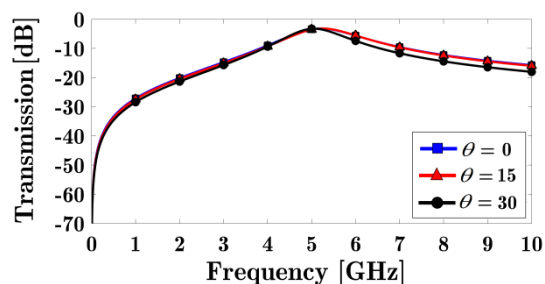
برای ادامه شبیه‌سازی‌ها پاشندگی و تلفات را درون ساختار به حساب می‌آوریم.

از آنجا که ساختار با چرخش ۹۰ درجه‌ای حول محور عمود بر آن به شکل دیگری تبدیل نمی‌شود، پاسخ فرکانسی آن به تغییرات پلاریزاسیون موج تخت تابشی حساس نمی‌باشد. این گفته با انجام شبیه‌سازی تمام موج مطابق شکل ۲۴ اثبات شده است.

برای بررسی میزان پایداری این ساختار نسبت به تغییر زاویه موج تابشی، شبیه‌سازی‌ها را به ازای زوایای تابشی مختلف تکرار می‌کنیم، که نتیجه آن در شکل ۲۵ آورده شده است و نشان دهنده پایداری نسبتاً مناسب ساختار طراحی شده به تغییر زاویه موج تابشی می‌باشد.



شکل ۲۴- بررسی حساسیت پاسخ فرکانسی تمام موج فیلتر مرتبه ۱ نسبت به تغییر پلاریزاسیون.



شکل ۲۵- بررسی حساسیت پاسخ فرکانسی تمام موج فیلتر مرتبه ۱ نسبت به تغییر زاویه تابش.

جدول ۳- پارامترهای هندسی FSS مرتبه ۱ میان‌گذر مثال اول

D	w	s	h
7 mm	$1/34 \text{ mm}$	$0/2 \text{ mm}$	$1/52 \text{ mm}$

همانطور که دیده می‌شود ما با تغییر عناصر مدل مداری به دنبال فرکانس قله ۵/۲ گیگاهرتز بودیم که آن را نیز بدست آوردیم. در شکل ۲۲ فلوجارت مراحل طراحی با این روش نشان داده شده است.

تا به اینجا ما زیرلایه را بدون پاشندگی و تلفات در نظر گرفتیم. همچنین سطح فلزی FSS در پشت و روی زیر لایه نیز بدون تلفات اهمی در نظر گرفته شده است.

پاشندگی زیرلایه و تلفات آن را می‌توان در مدل مداری وارد کرد. تلفات اهمی را نیز می‌توان بصورت یک مقاومت سری با خازن و یک مقاومت سری با سلف در مدل مداری در نظر گرفت. اما هیچ بر آوردی از مقدار عددی آن نمی‌توان داشت. چرا که میزان این تلفات به چگالی جریان سطحی روی سطح FSS بستگی دارد و نمی‌توان بصورت تحلیلی این جریان را محاسبه کرد. حال می‌خواهیم ببینیم که آیا در فرآیند طراحی لازم است که این سه عامل اختلالی را در نظر بگیریم.

برای نیل به چنین مقصودی مشخصات پاشندگی و تلفات زیرلایه RO3000 (lossy) با تانژانت تلفات الکتریکی نامی $\tan \delta = 0/0013$ را در شبیه‌سازی تمام موج که بوسیله نرم افزار CST انجام می‌گیرد، وارد می‌کنیم [۹]. همچنین جنس فلز سطح FSS را مس دارای تلفات اهمی در نظر می‌گیریم. ضخامت استاندارد مس روی زیرلایه RO3000 برابر ۱۷ میکرومتر می‌باشد. در شکل ۲۳ نمودار شبیه‌سازی تمام موج با در نظر گرفتن این سه عامل اختلالی و بدون در نظر گرفتن آنها آورده شده است. همانطور که دیده می‌شود تفاوت دو منحنی حداقل با چشم قابل تشخیص نیست. بنابراین نتیجه می‌گیریم با توجه به بازه فرکانسی که در آن کار می‌کنیم تلفات و پاشندگی قابل چشم پوشی است و لازم نیست که این عوامل را در فرآیند طراحی وارد و آن را پیچیده کنیم.

تعیین بازه مجاز برای مقادیر سلف و خازن مدل مداری



**تعیین مقادیر اولیه خازن و سلف در بازه مجاز
با استفاده از فرمولهای $Q_L \approx Z_0 \sqrt{\frac{C}{L}}$ و $f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$**



**اصلاح و بهینه سازی مقادیر عناصر سلف و خازن
در نرم افزارهای مداری (مانند ADS, Microwave office,...)**



**بدست آوردن مشخصات هندسی صفحات FSS بوسیله فرمول های سنتز
با استفاده از مقادیر سلف و خازن نهایی شده**



**تصدیق پاسخ فرکانسی پیش بینی شده مدل مداری با استفاده از
نرم افزارهای شبیه سازی تمام موج (مانند CST, HFSS, FEKO,...)**

شکل ۲۲- فلوجارت مراحل گام به گام طراحی فیلتر میان گذر مرتبه ۱ با استفاده از آرایه پیچ و استریپ مربعی.

$$1/58 \text{ nH} \leq L \leq 6/9 \text{ nH} \quad (16)$$

$$0/25 \text{ pF} \leq C \leq 1 \text{ pF} \quad (17)$$

می باشد.

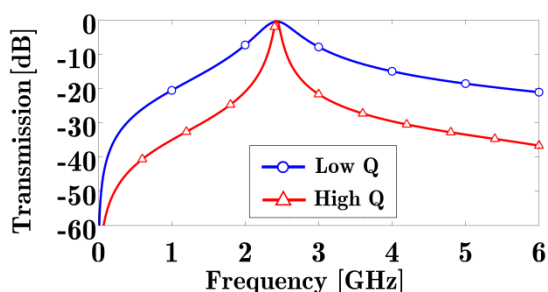
با استفاده از این مقادیر و به ازای داشتن زیر لایه‌ای به ضخامت $h = 0/64 \text{ mm}$ (یکی از ضخامت‌های استاندارد زیر لایه مورد استفاده) شبیه‌سازی پاسخ فرکانسی را در نرم‌افزار مداری با استفاده از مدل دارای خط انتقال انجام داده و با بهینه‌سازی به مقادیر سلف و خازن $L = 3/35 \text{ nH}$ و $C = 1 \text{ pF}$ خواهیم رسید. پارامترهای هندسی ساختار استخراج شده و در جدول ۴ آورده شده است. در شکل ۲۶ پاسخ تمام موج و مدل مداری با یکدیگر مقایسه شده است.

**۷- روند طراحی برای فیلتر میان‌گذر با
فرکانس مرکزی ۲/۴ گیگاهرتز**

در مثال دوم می‌خواهیم فیلتری با فرکانس مرکزی ۲/۴ گیگاهرتز که یکی از فرکانس‌های IEEE 802.11b/g برای WLAN می‌باشد، طراحی کنیم [۸]. این بار برای اینکه ضریب کیفیت فیلتر بالاتر باشد از زیر لایه RO3010 (lossy) با ضریب دی‌الکتریک $\epsilon_r = 10/2$ استفاده شده است. تانژانت تلفات الکتریکی نامی این زیرلایه برابر $\tan \delta = 0/0022$ می‌باشد. همچنین جنس فلز سطح FSS را مس دارای تلفات اهمی در نظر گرفته ایم [۹]. به ازای $D = 10 \text{ mm}$ محدوده مجاز عناصر برابر:

خازن بین دو سطح فلزی پچ و استریپ تشکیل می‌شود که یک صفر سمت راست فرکانس گذر ایجاد می‌کند و باعث افزایش Q می‌شود. همچنین باید همزمان مقدار سلف ساختار را کاهش داد تا مطابق رابطه Q افزایش یابد.

در شکل ۲۸ (مثال ۳) سعی شده است Q ساختار برای فرکانس مرکزی ۲/۴ گیگاهرتز با تمهیدات بیان شده افزایش یابد. در این شکل منحنی با نشانه‌های دایروی آخرین نمونه طراحی شده یعنی نمونه دارای پارامترهای جدول ۴ می‌باشد که منحنی‌های پاسخ فرکانسی آن در شکل ۲۷ آورده شد. منحنی با Q بهبود یافته با نشانه‌های مثلثی در شکل ۲۸ نشان داده شده است.



شکل ۲۸- مقایسه پاسخ فرکانسی مثال دوم و مثال سوم که ضریب کیفیت آن افزایش یافته است.

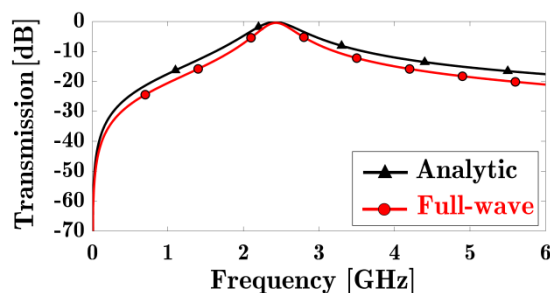
پارامترهای هندسی مثال سوم (شکل ۲۸) در جدول ۵ آورده شده است.

جدول ۵- پارامترهای هندسی FSS مرتبه ۱ میان‌گذر مثال سوم

D	w	s	h	ϵ_r
۱۵ mm	۵ mm	۴/۳ mm	۰/۱۳ mm	۱۱/۲

۸- نتیجه گیری

در این مقاله میزان صحت فرمول ارائه دهنده خازن و سلف آرایه پچ و استریپ مربعی با انجام شبیه‌سازی‌هایی مورد ارزیابی قرار گرفت. سپس با کنار هم قراردادن صفحات پچ و استریپ در دو طرف یک زیرلایه، میزان تطبیق پاسخ فرکانسی فیلتر حاصل از روابط تحلیلی و تمام موج مقایسه گردید. برای بدست آوردن روابط تحلیلی فرض گردید که با کنار هم قرار دادن صفحات در دو طرف زیرلایه دی‌الکتریک، با در نظر گرفتن شرایطی (با

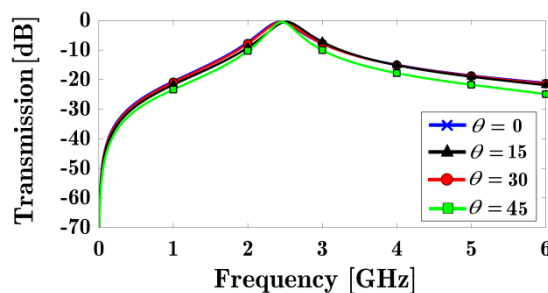


شکل ۲۶- مقایسه پاسخ فرکانسی تمام موج و مدل مداری فیلتر مرتبه ۱ مثال ۲.

جدول ۴- پارامترهای هندسی FSS مرتبه ۱ میان‌گذر مثال دوم

D	w	s	h
۱۰ mm	۰/۹ mm	۰/۲ mm	۰/۶۴ mm

منحنی‌های بررسی میزان حساسیت پاسخ فرکانسی نسبت به تغییر زاویه تابش در شکل ۲۷ آورده شده است و نشان دهنده پایداری نسبتاً مناسب ساختار طراحی شده به تغییر زاویه موج تابشی می‌باشد.



شکل ۲۷- بررسی حساسیت پاسخ فرکانسی تمام موج فیلتر مرتبه ۱ مثال ۲ نسبت به تغییر زاویه تابش.

برای افزایش Q ساختار، باید به نحوی مقدار خازن ساختار را افزایش داد که یکی از راه‌ها استفاده از سلول‌هایی با شکل پیچیده‌تر است که خازن بزرگتری را در سلولی با همان ابعاد پچ خازنی تولید کند. البته عیب این ایده این است که این نوع سلول‌ها دیگر فرمول تحلیلی ندارند و دیگر نمی‌توان پارامترهای هندسی ساختار را مستقیماً از روابط تحلیلی در ظرف کسری از ثانیه استخراج کرد. بنابراین حتماً باید بهینه‌سازی نیز در نرم افزارهایی مانند CST انجام داد. راه دوم این است که ϵ_r را افزایش و یا h را کاهش داد در این صورت یک

پایداری آنها نسبت به تغییرات زاویه تابش به اثبات رسید. فیلتر سوم دارای ضریب کیفیت بالاتری نسبت به فیلتر اول و دوم می‌باشد. استفاده از رویکرد تحلیلی روند طراحی فیلتر را تسریع و دید فیزیکی کاربر را قبل از ورود به فرآیند شبیه‌سازی افزایش می‌دهد.

تقریباً، باز هم می‌توان از فرمول‌های تک صفحه در فضای آزاد استفاده کرد و این فرضیه با انجام شبیه‌سازی-هایی به اثبات رسید. در ادامه با استفاده از روابط تحلیلی که در مراحل قبل درستی کار با آنها به اثبات رسیده بود، سه فیلتر میان‌گذر تک قطبی برای دو فرکانس $f_1 = 5/2 GHz$ و $f_2 = 2/4 GHz$ طراحی شد و

۹- مراجع

- [1] Singh, D., Kumar, A., Meena, S., Agarwala, V. (2012). "Analysis of Frequency Selective Surfaces for Radar Absorbing Materials". Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 38, pp. 297-314.
- [2] Huang, J., Wu, T., Lee, S. (1994). "Tri-B and Surface with Frequency Selective Circular Ring Elements". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 42, No. 2, pp. 166 – 175.
- [3] Ma, X., Wan, G.-B. (2014). "Efficient Multi-Objective Optimization of Frequency Selective Radome with Nonuniform Wall Thickness". Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 35, pp. 39-48.
- [4] Ford, K.L., Roberts, J., Zhou, S., Fong, G., Rigelsford, J. (2013). "Reconfigurable frequency selective surface for use in secure electromagnetic buildings". Electronics Letters, Vol. 49, No. 14, pp. 861 – 863.
- [5] Sarabandi, K., Behdad, N. (2007). "A Frequency Selective Surface with Miniaturized Elements". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 55, No. 5, pp. 1239 – 1245.
- [6] Marcuvitz, N. (1964). "Waveguide Handbook". Lexington, Boston Technical Publishers.
- [7] Luukkonen, O., Simovski, C., Granet, G., Goussetis, G., Lioubtchenko, D., Räisänen, A.V., Tretyakov, S.A. (2008). "Simple And Accurate Analytical Model Of Planar Grids And High-Impedance Surfaces Comprising Metal Strips Or Patches". IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 56, No. 6, pp. 1624 – 1632.
- [8] Ray, A., Kahar, M., Biswas, S., Sarkar, D., Sarkar, P.P. (2012). "Dual Tuned Complementary Structure Frequency Selective Surface for WLAN Applications". Journal of Microwaves, Optoelectronics and Electromagnetic Applications, Vol. 11, No. 1, pp. 144-153.
- [9] www.Rogerscorp.Com/Acm. (2010). "High Frequency Materials". Product Selector Guide.