

طراحی فیلترهای موجبری صفحه E و صفحه H با استفاده از تطبیق مودها و الگوریتم ژنتیک

علی اکبری خضری و امیررضا عطاری

نوع فیلتر موجبری صفحه E و صفحه H، در باند X طرح شده است. مزیت اصلی این روش در طراحی فیلتر، رهاشدن از فرض باریک بودن پهنای باند فیلتر می‌باشد. علاوه بر این، در این روش با وزن‌دهی مناسب به بخش‌های مختلف تابع شایستگی^۳ الگوریتم ژنتیک، تا حدی می‌توان شکل پاسخ فرکانسی فیلتر را به دلخواه تغییر داد.

در پیاده‌سازی روش تطبیق مود در این مقاله، به جای تحلیل هر ناپیوستگی به صورت جداگانه، کل پاسخ فرکانسی فیلتر به صورت یکجا به دست آمده است. از الگوریتم ژنتیک نیز استفاده شده است تا در یک فرآیند بهینه‌سازی، این پاسخ فرکانسی به صورت مطلوب درآید، بنابراین در اینجا صرفاً با استفاده از تطبیق مودها و الگوریتم ژنتیک و بدون استفاده از مدل‌های مداری و معکوس‌کننده‌های امیدانسی به طراحی فیلترهای موجبری خواهیم پرداخت.

از الگوریتم ژنتیک به روش دیگری نیز در طراحی فیلترهای موجبری استفاده شده است. در این روش [۳] نخست با استفاده از معکوس‌کننده‌های امیدانسی یک فیلتر طرح شده و سپس با استفاده از الگوریتم ژنتیک ابعاد تیغه‌های به کار رفته در ساختار موجبری به گونه‌ای بهینه شده است تا ماتریس پراکندگی هر کدام از تیغه‌ها برابر ماتریس پراکندگی معکوس‌کننده متناظر با خود شود. همان‌گونه که پیش از این نیز اشاره شد، در این مقاله با رویکردی متفاوت نسبت به روش پیشنهادی در مرجع [۳]، به گونه‌ای از روش تطبیق مود و الگوریتم ژنتیک استفاده خواهیم کرد که دیگر نیازی به استفاده از مدل‌های مداری و یا معکوس‌کننده‌های امیدانسی نباشد.

در ادامه، نخست نحوه آنالیز دو نوع فیلتر صفحه E و صفحه H به روش تطبیق مود به اختصار ارائه شده و سپس، روش طراحی فیلتر با الگوریتم بهینه‌سازی ژنتیک (GA) و روش تطبیق مود شرح داده خواهد شد. برای اطمینان از درستی پاسخ‌های به دست آمده، پاسخ فرکانسی فیلترها با روش FDTD و نیز با نرم‌افزار HFSS تحلیل می‌شود. بعد از مشخص شدن ابعاد هر دو نوع فیلتر، به کمک روش آماری مونت‌کارلو، میزان حساسیت این فیلترها نسبت به خطای ساخت محاسبه شده و با هم مقایسه می‌شود. آنالیز حساسیت فیلترها و نیز بررسی مقایسه‌ای میان دو ساختار متفاوت از فیلترهای موجبری از نتایج مهم ارائه‌شده در این مقاله می‌باشد.

۲- روش تطبیق مود

روش تطبیق مود از روش‌های متداول برای تحلیل ناپیوستگی‌های موجبری است. در این روش ابتدا میدان‌ها بر حسب مودهای متعامد بسط داده می‌شوند و سپس با اعمال شرایط مرزی در محل ناپیوستگی‌ها، یک دستگاه معادلات خطی به دست می‌آید. از حل این دستگاه، ضرایب

چکیده: در روش متداول برای طراحی فیلترهای موجبری، از مدل‌های مداری برای ناپیوستگی‌های موجبری استفاده می‌کنند. این مدل‌ها عموماً با فرض باریک بودن پهنای باند فیلتر معتبر هستند. در این مقاله با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی GA و روش تطبیق مود، و بدون نیاز به مدل‌های مداری، دو نوع فیلتر موجبری میان‌گذر صفحه E و صفحه H در باند X طرح شده است. برای اطمینان از صحت پیاده‌سازی روش تطبیق مود، هر کدام از این دو فیلتر، با روش عددی FDTD و نیز با نرم‌افزار HFSS تحلیل شده است. در تحلیل FDTD از یک مش غیر یکنواخت در داخل ناحیه حل و شرط مرزی PML در بیرون ناحیه حل استفاده شده است. انطباق بسیار خوب نتایج روش تطبیق مود با نتایج نرم‌افزار HFSS و روش FDTD، درستی و نیز دقت نتایج روش تطبیق مود را نشان می‌دهد. یکی از مشخصات مهم فیلترهای میکروویو حساسیت پاسخ فرکانسی آنها نسبت به دقت ساخت می‌باشد. در این مقاله با انجام شبیه‌سازی‌های متعدد و با یک رویکرد آماری حساسیت هر کدام از دو نوع فیلتر فوق نسبت به خطای ساخت بررسی شده و با یکدیگر مقایسه شده است.

کلید واژه: الگوریتم ژنتیک، آنالیز حساسیت، روش تطبیق مود، روش FDTD، فیلتر موجبری صفحه E، فیلتر موجبری صفحه H.

۱- مقدمه

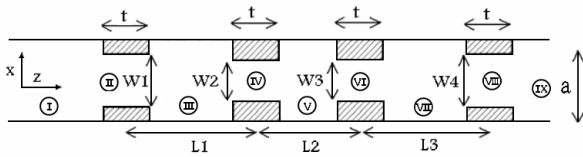
یکی از سریع‌ترین روش‌های تحلیل فیلترهای موجبری صفحه E و صفحه H روش تطبیق مود^۱ می‌باشد [۱]. از این روش در تحلیل ساختارهای انتشار موج که دارای یک یا چند ناپیوستگی باشند، استفاده می‌شود. اساس این روش برقراری شرایط مرزی در محل ناپیوستگی‌ها است.

در روش‌های متداول برای طراحی فیلترهای موجبری، نخست از روش تطبیق مود و یا روش‌های دیگر برای به دست آوردن راکتانس معادل ناپیوستگی‌های موجبری استفاده می‌شود. سپس مشخصات و ابعاد هر ناپیوستگی به گونه‌ای انتخاب می‌شود تا راکتانس معادل آن با راکتانس بدست آمده از مدل مداری فیلتر برابر شود [۲]. این روش طراحی تنها در صورت باریک بودن پهنای باند فیلتر از دقت مناسبی برخوردار خواهد بود، زیرا فرض معادل بودن تیغه‌های موجبری با معکوس‌کننده‌های امیدانسی، تنها در یک پهنای باند محدود اطراف فرکانس مرکزی معتبر می‌باشد. در این مقاله با استفاده از الگوریتم بهینه‌سازی GA^۲ و روش تطبیق مود دو

این مقاله در تاریخ ۱۹ آبان ماه ۱۳۸۵ دریافت و در تاریخ ۲۷ خرداد ماه ۱۳۸۶ بازنگری شد.

علی اکبری خضری، مرکز پژوهشی مخابرات و کامپیوتر، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد، ایران (email: a_akbari_kh@yahoo.com).
امیررضا عطاری، گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد، مشهد، ایران (email: attari50@um.ac.ir).

1. Mode-Matching Method
2. Genetic Algorithm



شکل ۲: نمای دوبعدی فیلتر صفحه H از بالا.

می‌باشد. به همین ترتیب E_v^i و E_v^r به ترتیب مؤلفه y میدان الکتریکی تابشی و بازتابشی در محیط II است. $R\gamma_n$ و $T\gamma_n$ ضرایب مودها در دو محیط می‌باشند، $T\gamma_n$ ضرایب تابشی و $R\gamma_n$ ضرایب بازگشتی است. β_n^i ثابت فاز در محیط I برای مود n ام، و β_n^r ثابت فاز در محیط II برای مود n ام است و به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$\beta_n^i = \sqrt{k_v^r - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}$$

$$\beta_n^r = \sqrt{k_v^r - \left(\frac{n\pi}{W_1}\right)^2} \quad (3)$$

$$k_v^r = \omega^2 \mu \epsilon$$

که ω فرکانس زاویه‌ای است. از روی (۱) و (۲) می‌توان میدان‌های مغناطیسی در دو محیط را نوشت. مؤلفه x میدان‌های مغناطیسی به صورت زیر می‌باشد

$$H_v^i = -\frac{1}{Z_v^i} \times \sin\left(\frac{\pi(x + \frac{a}{2})}{a}\right) \times \exp(-j\beta_n^i Z), |x| \leq \frac{a}{2} \quad (4)$$

$$H_v^r = \sum_{n=1}^{r(k-1)} \frac{R\gamma_n}{Z_n^r} \times \sin\left(\frac{n\pi(x + \frac{a}{2})}{a}\right) \times \exp(+j\beta_n^r Z), |x| \leq \frac{a}{2}$$

$$H_v^i = -\sum_{n=1}^{r(k-1)} \frac{T\gamma_n}{Z_n^i} \times \sin\left(\frac{n\pi(x + \frac{W_1}{2})}{W_1}\right) \times \exp(-j\beta_n^i Z), |x| \leq \frac{W_1}{2} \quad (5)$$

$$H_v^r = \sum_{n=1}^{r(k-1)} \frac{R\gamma_n}{Z_n^r} \times \sin\left(\frac{n\pi(x + \frac{W_1}{2})}{W_1}\right) \times \exp(+j\beta_n^r Z), |x| \leq \frac{W_1}{2}$$

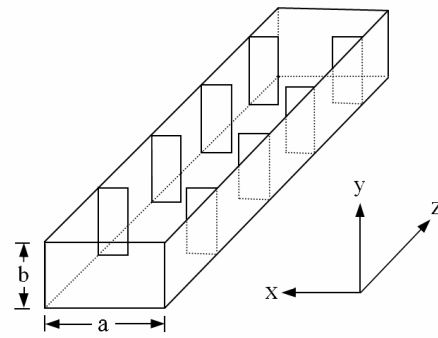
که در آن Z_n^i و Z_n^r به ترتیب امپدانس مشخصه محیط I و II برای مود n ام می‌باشند و به صورت زیر تعریف می‌شوند

$$Z_n^i = \frac{k_v^r \times \eta}{\beta_n^i} \quad (6)$$

$$Z_n^r = \frac{k_v^r \times \eta}{\beta_n^r}$$

در (۶)، η امپدانس ذاتی هوا است که برای تمام محیطها ثابت می‌باشد. به طریق مشابه برای محیطهای III تا IX نیز می‌توان روابط میدان‌های تابشی و بازتابشی را نوشت. یادآوری می‌شود که در محیط IX فقط مودهای تابشی داریم.

حال به نحوه نوشتن شرایط مرزی می‌پردازیم. در مرز میان دو محیط می‌بایست مؤلفه مماسی میدان‌های الکتریکی و مغناطیسی پیوسته باشند. به عنوان مثال در شکل ۲ رابطه شرط مرزی میان دو محیط III و IV به



شکل ۱: یک فیلتر درجه سه صفحه H.

مودهای متعامد و در نتیجه میدان‌ها به دست می‌آیند. جواب دقیق مسأله مستلزم در نظر گرفتن بینهایت مود و در نتیجه حل بی‌نهایت معادله است اما همواره، بسته به دقت جواب مورد نظر، تعداد محدودی از مودها در نظر گرفته می‌شود. در ادامه، برای تحلیل هر دو نوع فیلتر صفحه E و صفحه H روابط مربوط به روش تطبیق مود را به دست می‌آوریم.

۲-۱ فیلترهای صفحه H

یکی از اشکال متداول در طراحی فیلترهای موجبری استفاده از فیلترهای صفحه H می‌باشد [۴]. در شکل‌های ۱ و ۲ یک فیلتر صفحه H از درجه سه نشان داده شده است.

فیلتر صفحه H از یک موجبر مستطیلی و چندین دیافراگم با فواصل معین از یکدیگر تشکیل شده است. در طراحی فیلتر درجه سه $W_1 = W_2 = W_3 = W_4 = W_1$ و $L_1 = L_2 = L_3 = L_1$ در نظر گرفته می‌شود ولی در تحلیل حساسیت فیلتر، تمام ابعاد به طور مستقل از هم می‌توانند تغییر کنند. پارامترهای مجهول فیلتر که باید تعیین شوند عبارتند از درجه فیلتر، عرض دیافراگم‌ها و فاصله دیافراگم‌های متوالی از یکدیگر.

با توجه به تقارن فیلتر و با در نظر گرفتن اینکه ساختار هندسی فیلتر در جهت y تغییری ندارد، اگر فرض کنیم در پورت ورودی فقط مود $TE_{(r,n-1)}$ تحریک شود، آنگاه در محل ناپیوستگی‌ها فقط مودهای $TE_{(r,n-1)}$ تحریک خواهند شد. در شکل ۲ ضخامت همه تیغه‌ها یکسان و برابر t است. در روش تطبیق مود لازم است تا برای ضخامت تیغه‌ها مقداری غیر صفر لحاظ شود. اگر یک فیلتر درجه سه را در نظر بگیریم، با توجه به مبدأ انتخابی در شکل ۲ روابط زیر را برای دو محیط I و II خواهیم داشت

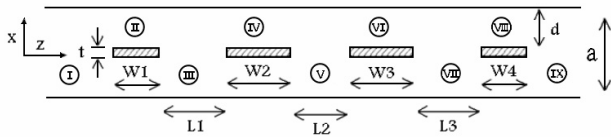
$$E_v^i = \sin\left(\frac{\pi(x + \frac{a}{2})}{a}\right) \times \exp(-j\beta_n^i Z), |x| \leq \frac{a}{2} \quad (1)$$

$$E_v^r = \sum_{n=1}^{r(k-1)} R\gamma_n \times \sin\left(\frac{n\pi(x + \frac{a}{2})}{a}\right) \times \exp(+j\beta_n^r Z), |x| \leq \frac{a}{2}$$

$$E_v^i = \sum_{n=1}^{r(k-1)} T\gamma_n \times \sin\left(\frac{n\pi(x + \frac{W_1}{2})}{W_1}\right) \times \exp(-j\beta_n^i Z), |x| \leq \frac{W_1}{2} \quad (2)$$

$$E_v^r = \sum_{n=1}^{r(k-1)} R\gamma_n \times \sin\left(\frac{n\pi(x + \frac{W_1}{2})}{W_1}\right) \times \exp(+j\beta_n^r Z), |x| \leq \frac{W_1}{2}$$

که E_v^i مؤلفه y میدان الکتریکی تابشی در مود $TE_{(r,n-1)}$ و E_v^r مؤلفه y میدان الکتریکی بازتابشی به صورت مجموعه‌ای از مودها در محیط I



شکل ۴: نمای دوبعدی فیلتر صفحه E از بالا.

شکل ۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴: نمای دوبعدی فیلتر صفحه E از بالا.

شکل ۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۲۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۳۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۴۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۵۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۶۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۷۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۸۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۱: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۲: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۴: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۵: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

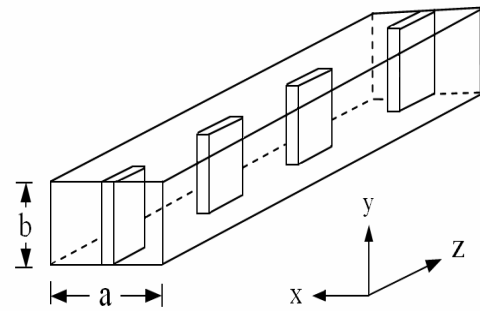
شکل ۹۶: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۷: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۸: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۹۹: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

شکل ۱۰۰: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود



شکل ۳: فیلتر درجه سه صفحه E.

شکل ۳: فیلتر درجه سه صفحه E. صورت زیر بیان می‌شود

$$(E_r^i + E_r^r) \Big|_{Z=L_1} = (E_r^i + E_r^r) \Big|_{Z=L_1} \quad (7)$$

$$(H_r^i + H_r^r) \Big|_{Z=L_1} = (H_r^i + H_r^r) \Big|_{Z=L_1} \quad (8)$$

در روابط فوق، برای مرز میان دو محیط III و IV عبارت $\exp(\pm j\beta L_1)$ ظاهر می‌شود. بدیهی است که در صورت موهومی بودن β (که برای مودهای میرا پیش می‌آید) مقدار این عبارت می‌تواند خیلی بزرگ یا خیلی کوچک شود. این امر به خصوص برای مرزهای آخر (نظیر مرز میان دو محیط VIII و IX) تأثیر بیشتری داشته و می‌تواند باعث افزایش خطای محاسبات و کاهش دقت شود. برای حذف این خطا می‌توان برای هر محیط یک مبدأ مناسب تعریف کرد. برای مثال اگر مبدأ جدید برای محیط III در $Z = t$ باشد و برای محیط IV در $Z = L_1$ باشد (7) و (8) به صورت زیر بازنویسی می‌شوند

$$(E_r^i + E_r^r) \Big|_{Z=L_1-t} = (E_r^i + E_r^r) \Big|_{Z=0} \quad (9)$$

$$(H_r^i + H_r^r) \Big|_{Z=L_1-t} = (H_r^i + H_r^r) \Big|_{Z=0} \quad (10)$$

بقیه شرایط مرزی به صورت مشابه نوشته می‌شوند. برای آنکه معادلات فوق و نیز سایر شرایط مرزی به فرم ماتریسی در بیابند، دو طرف معادلات مربوط به شرط مرزی میدان الکتریکی را در $\sin((2m-1)\pi(x+a/2)/a)$ ضرب کرده و از $-a/2$ تا $a/2$ انتگرال می‌گیریم. معادلات مربوط به شرط مرزی میدان مغناطیسی را نیز در $\sin((2m-1)\pi(x+W/2)/W)$ ضرب کرده و از $-W/2$ تا $W/2$ انتگرال می‌گیریم. بدین ترتیب هر معادله به یک معادله ماتریسی تبدیل می‌شود. در کل ۱۶ معادله ماتریسی و ۱۶ ماتریس مجهول به دست می‌آید. با حل این معادلات ماتریسی، ضرایب تمام مودهای تابشی و بازتابشی در تمام محیط‌های I تا IX به دست می‌آید.

۲-۲ فیلترهای صفحه E

یکی دیگر از ساختارهای متداول در طراحی فیلترهای موجبری استفاده از فیلترهای صفحه E می‌باشد [۵] و [۶]. در شکل‌های ۳ و ۴ یک فیلتر صفحه E از درجه سه نشان داده شده است. پارامترهای مجهول فیلتر که باید تعیین شوند عبارتند از درجه فیلتر، طول تیغه‌ها و فاصله تیغه‌های متوالی از یکدیگر.

اگر فرض کنیم در پورت ورودی فقط مود $TE_{(2m-1)}$ تحریک شود، آنگاه با توجه به تقارن فیلتر و همچنین با در نظر گرفتن اینکه فیلتر در جهت y تغییری ندارد، در محیط‌های I، III، V، VII و IX فقط مودهای

$$E_r^i = \sin\left(\frac{\pi(x+a/2)}{a}\right) \times \exp(-j\beta_r^i Z), |x| \leq \frac{a}{2} \quad (11)$$

$$E_r^r = \sum_{n=1}^{r_k-1} R_n \times \sin\left(\frac{n\pi(x+a/2)}{a}\right) \times \exp(+j\beta_n^r Z), |x| \leq \frac{a}{2}$$

$$E_r^i = \sum_{n=1} T_n \sin\left(\frac{n\pi(x-t/2)}{d}\right) \times \exp(-j\beta_n^i Z), \quad \frac{t}{2} \leq x \leq \frac{a}{2} \quad (12)$$

$$E_r^r = \sum_{n=1} R_n \times \sin\left(\frac{n\pi(x-t/2)}{d}\right) \times \exp(+j\beta_n^r Z), \quad \frac{t}{2} \leq x \leq \frac{a}{2}$$

سایر روابط نیز به صورت مشابه نوشته می‌شوند. در اینجا نیز قبل از نوشتن شرایط مرزی، برای هر ناحیه یک مبدأ جدید تعریف می‌کنیم. با این تعریف، شرایط مرزی فرضاً برای مرز میان دو محیط III و IV به صورت زیر خواهد بود

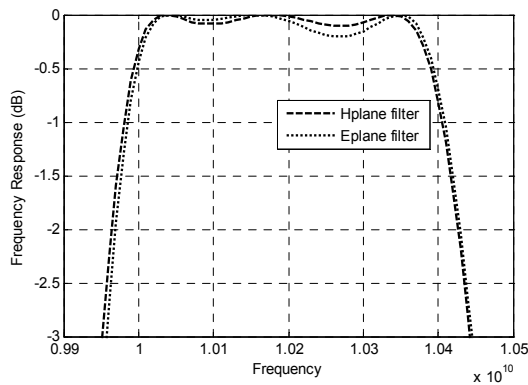
$$(E_r^i + E_r^r) \Big|_{Z=L_1} = (E_r^i + E_r^r) \Big|_{Z=0} \quad (13)$$

$$(H_r^i + H_r^r) \Big|_{Z=L_1} = (H_r^i + H_r^r) \Big|_{Z=0} \quad (14)$$

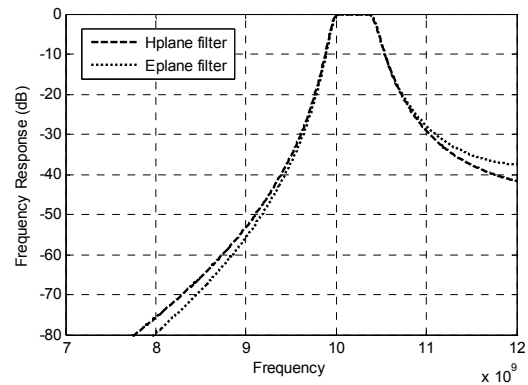
دو طرف معادلات مربوط به شرایط مرزی میدان الکتریکی را در $\sin((2m-1)\pi(x+a/2)/a)$ ضرب کرده و از $-a/2$ تا $a/2$ انتگرال می‌گیریم. معادلات میدان مغناطیسی را نیز در $\sin((m\pi(x-t/2)/d))$ ضرب کرده و از $t/2$ تا $a/2$ انتگرال می‌گیریم. بدین ترتیب هر کدام از این معادلات به یک معادله ماتریسی تبدیل می‌شود. با حل این معادلات ماتریسی، ضرایب تمام مودهای تابشی و بازتابشی به دست می‌آید. از تقسیم ضریب مود $TE_{(2m-1)}$ در محیط IX به ضریب همین مود در محیط I نیز پاسخ فرکانسی فیلتر به دست می‌آید.

۳- طراحی فیلتر با استفاده از GA

در این بخش با استفاده از الگوریتم ژنتیک [۷] دو نوع فیلتر صفحه E و صفحه H با مشخصات زیر طرح می‌کنیم



شکل ۶: پاسخ فرکانسی فیلترهای طراحی شده در باند عبور.



شکل ۵: پاسخ فرکانسی فیلترهای طراحی شده در کل باند.

جدول ۲: ابعاد فیلترهای طراحی شده.

	صفحه H	صفحه E
نوع موجبر	WR90	WR90
W_1	۱۰٫۱۸ mm	۱٫۷۶ mm
W_2	۶٫۴۸ mm	۷٫۷۳ mm
L_1	۱۷٫۳۶ mm	۱۴٫۴۹ mm
L_2	۱۸٫۷۴ mm	۱۴٫۵۶ mm
ضخامت تیغه‌ها	۱ mm	۱ mm

در صورتی که تضعیف در یکی از دو باند قطع اول یا دوم از اهمیت بیشتری نسبت به دیگری برخوردار باشد، می‌توان با انتخاب مناسب ضرایب وزنی تا حدی پاسخ فیلتر را به سمت پاسخ مورد نظر متمایل کرد. این یکی از مزایای طراحی فیلتر با الگوریتم‌های بهینه‌سازی است.

در جدول ۱ پارامترهای در نظر گرفته شده برای اجرای الگوریتم GA نشان داده شده است. در اجرای الگوریتم ژنتیک حد بالای L_1 و L_2 برابر 20 mm (حدوداً معادل نصف طول موج داخل موجبر یا $\lambda_g/2$) در نظر گرفته شده است. برای اینکه خطای گسسته‌سازی متغیرهای L_1 و L_2 کمتر از 0.1 mm (یعنی $1/200$ مقدار ماکزیمم L_1 و L_2) شود می‌بایست به هر کدام از این متغیرها ۸ بیت اختصاص دهیم. به طور مشابه به هر کدام از متغیرهای W_1 و W_2 نیز ۸ بیت اختصاص می‌دهیم. به این ترتیب طول هر کروموزوم برابر ۳۲ بیت خواهد بود. اندازه مناسب برای جمعیت اولیه در الگوریتم ژنتیک معمولاً به تعداد متغیرهای بهینه‌سازی و طول بیت هر کروموزوم بستگی دارد. جمعیتی که برای این مثال خاص در نظر گرفته شده است یک جمعیت ۱۰۰۰ عضوی می‌باشد. می‌توان با چندین بار اجرای الگوریتم GA مقدار بهینه اندازه جمعیت را که متناظر با بیشترین سرعت همگرایی الگوریتم است به دست آورد. در بسیاری از مسائل بازه قابل قبول برای احتمال ترکیب P_C محدوده $0.6 - 0.8$ می‌باشد [۷]. در اینجا $P_C = 0.8$ در نظر گرفته شده است. در پیاده‌سازی الگوریتم GA متداول‌ترین روش برای ترکیب کروموزوم‌ها، برش تک‌نقطه‌ای کروموزوم‌هاست [۷]. در اینجا نیز از همین روش برای ترکیب کروموزوم‌ها استفاده شده است. نتیجه بهینه‌سازی برای هر کدام از دو نوع فیلتر صفحه E و صفحه H نیز در جدول ۲ آورده شده است.

پاسخ فرکانسی فیلترهای طراحی شده در شکل‌های ۵ و ۶ نشان داده شده است. نمودار همگرایی الگوریتم GA برای فیلتر صفحه E نیز در شکل ۷ رسم شده است. در این شکل منحنی مقادیر متوسط و حداکثر تابع شایستگی برای نسل‌های متوالی نشان داده شده است.

جدول ۱: مشخصات الگوریتم ژنتیک.

متغیرهای آزاد	W_1, W_2, L_1, L_2
تعداد بیت‌های اختصاص یافته به هر متغیر	۸ بیت
جمعیت اولیه	۱۰۰۰ عضو
نوع ترکیب کروموزوم‌ها	برش تک‌نقطه‌ای
احتمال ترکیب (P_C)	٪۸۰
احتمال جهش (P_M)	٪۰٫۵
نخبه‌گرایی	٪۲
نحوه انتخاب والدین	انتخاب رقابتی $(N_{Sel} = 4)$

- پهنای باند گذر: از ۱۰ تا ۱۰٫۴ گیگاهرتز

- حداقل تضعیف در باند توقف ۳۰ dB

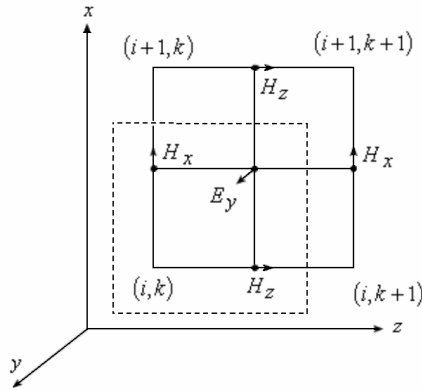
- فرکانس‌های باند توقف: ۹٫۶ و ۱۰٫۸ گیگاهرتز

درجه فیلتر را برابر ۳ و ضخامت تیغه‌ها را برابر مقدار ثابت 1 mm در نظر می‌گیریم. نوع موجبر را نیز WR90 با عرض $a = 22.86 \text{ mm}$ انتخاب می‌کنیم. برای مقادیر W_1, W_2, L_1 و L_2 یک فرض اولیه در نظر گرفته می‌شود و سپس با الگوریتم GA این مقادیر به گونه‌ای بهینه می‌شود که پاسخ فرکانسی فیلتر به شکل مورد نظر میل کند. در طراحی فیلتر از فرض $W_3 = W_2, W_4 = W_1$ و $L_3 = L_1$ استفاده می‌شود. با توجه به نوع فیلتر، که یک فیلتر میان‌گذر می‌باشد تابع شایستگی را به صورت زیر تعریف می‌کنیم

$$\begin{aligned}
 \text{FitnessFunction} = & \sum_{SB1=1}^{N_1} W_{S1} (-\text{Max}(30 \text{ dB}, S_{1r}(f_{SB1}))) \\
 & + \sum_{PB1=1}^{N_T} W_P(S_{1r}(f_{PB1})) \\
 & + \sum_{SB2=1}^{N_2} W_{S2} (-\text{Max}(30 \text{ dB}, S_{2r}(f_{SB2})))
 \end{aligned} \tag{15}$$

اولین سیگما در رابطه فوق روی N_1 گام فرکانسی در باند قطع اول (از فرکانس ۷ GHz تا ۹٫۶ GHz)، دومین سیگما روی N_T گام فرکانسی در باند عبور و سومین سیگما روی N_2 گام فرکانسی در باند قطع دوم (از فرکانس ۱۰٫۸ GHz تا ۱۲ GHz) نوشته شده است. W_{S1} و W_P و W_{S2} ضرایب وزنی برای تابع شایستگی هستند. اگر $N_1 = N_T = N_2$ باشد، مشاهدات تجربی نشان می‌دهد که با $W_{S1} = W_{S2}$ و $W_P/W_S = 10$ به نتایج قابل قبولی می‌رسیم.

1. Mutation
2. Elitism
3. Tournament Selection



شکل ۹: سلول دوبعدی در الگوریتم YEE.

می‌آید، افزایش خطای محاسباتی است که در اثر ضرب ماتریس‌های با ابعاد بزرگ‌تر و معکوس کردن آنها پیش می‌آید. لذا مجبور هستیم حد وسطی را برای تعداد مودها در نظر بگیریم. در تحلیل فیلترهای صفحه H تنها ۱۱ مود اول فرد در تمام محیطها (I تا IX) در نظر گرفته شده‌اند. در تحلیل فیلترهای صفحه E نیز در هر محیط ۱۱ مود اولی که تحریک می‌شوند در نظر گرفته شده است. برای اینکه معیاری از دقت محاسبات داشته باشیم، هر دو نوع فیلتر را با روش FDTD [۸] و نیز نرم‌افزار HFSS تحلیل کرده و نتایج را با روش تطبیق مود مقایسه می‌کنیم. از آنجایی که در ورودی هر دو نوع فیلتر تنها مود TE_n تحریک می‌شود و شکل فیزیکی فیلتر نیز در راستای محور y تغییراتی ندارد (شکل‌های ۱ و ۳) می‌توان نتیجه گرفت که مشتقات جزئی تمام میدان‌ها نسبت به y صفر می‌شود. بنابراین معادلات ماکسول به شکل زیر ساده می‌شود

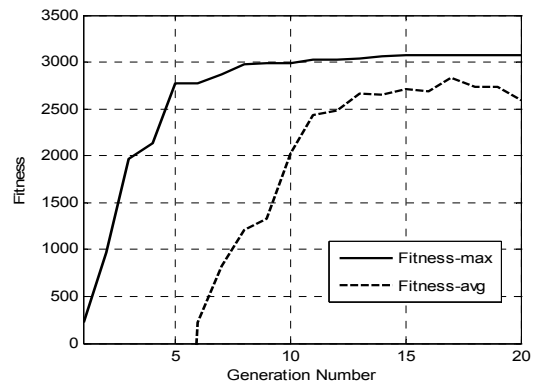
$$\begin{aligned} \frac{\partial H_x}{\partial t} &= \frac{1}{\mu} \times \frac{\partial E_y}{\partial z} \\ \frac{\partial H_z}{\partial t} &= -\frac{1}{\mu} \times \frac{\partial E_y}{\partial x} \\ \frac{\partial E_y}{\partial t} &= \frac{1}{\epsilon} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \end{aligned} \quad (16)$$

با در نظر گرفتن این ساده‌سازی، سلول سه‌بعدی FDTD به یک سلول دوبعدی تبدیل می‌شود (شکل ۹). در روش FDTD هر کدام از روابط (۱۶) به صورت گسسته بازنویسی می‌شوند. به عنوان مثال رابطه آخر از مجموعه روابط (۱۶) به صورت زیر نوشته می‌شود

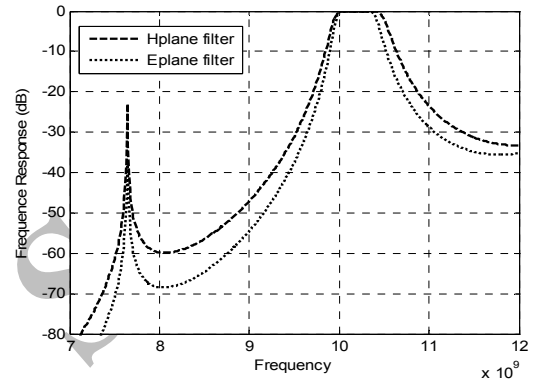
$$\begin{aligned} E_y^{n+\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) &= E_y^{n-\frac{1}{2}} \left(i + \frac{1}{2}, k + \frac{1}{2} \right) \\ &+ \frac{\delta t}{\epsilon \times \delta z} \left[\left(H_x^n \left(i + \frac{1}{2}, k + 1 \right) - H_x^n \left(i + \frac{1}{2}, k \right) \right) \right. \\ &\left. - \frac{\delta t}{\epsilon \times \delta x} \left[\left(H_z^n \left(i + 1, k + \frac{1}{2} \right) - H_z^n \left(i, k + \frac{1}{2} \right) \right) \right] \right] \end{aligned} \quad (17)$$

در معادلات بالا داریم $u_{i,j,k}^n = u(i\Delta x, j\Delta y, k\Delta z, n\Delta t)$ که i, j و k اعداد صحیح هستند و u می‌تواند H_x, H_z یا E_y باشد. با تکرار روابط FDTD در گام‌های زمانی متوالی، مقدار E و H در تمام زمان‌ها به دست می‌آید.

برای محدود کردن ناحیه حل مسأله، باید در ابتدا و انتهای فیلتر مرزهای جاذب موج قرار دهیم. در اینجا از شرط مرزی جاذب PML استفاده شده است. در داخل ناحیه PML مؤلفه E_y به دو بخش E_{yx} و



شکل ۷: نمودار همگرایی الگوریتم GA برای فیلتر صفحه E.



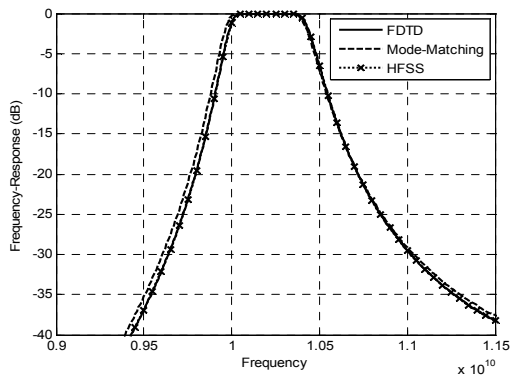
شکل ۸: پاسخ متناظر با یکی از ماکزیم‌های محلی تابع شایستگی برای حالتی که حد بالای L_1 و L_2 به $\lambda_g/2$ محدود نشده باشند.

در اجرای الگوریتم ژنتیک حد پایین هر متغیر در حدود t (ضخامت تیغه) انتخاب شده است. حد بالای L_1 و L_2 نیز برابر $\lambda_g/2$ در نظر گرفته شده است. برای W_1 و W_2 ، در فیلترهای صفحه H حد بالا برابر λ_g و در فیلترهای صفحه E حد بالا برابر a انتخاب می‌شود. در صورتی که بعد از اجرای GA مقدار پارامتر بهینه‌شده به هر یک از حدود بالا یا پایین نزدیک شده باشد، بسته به شرایط، محدوده مربوطه را گسترده‌تر کرده و GA را دوباره اجرا می‌کنیم.

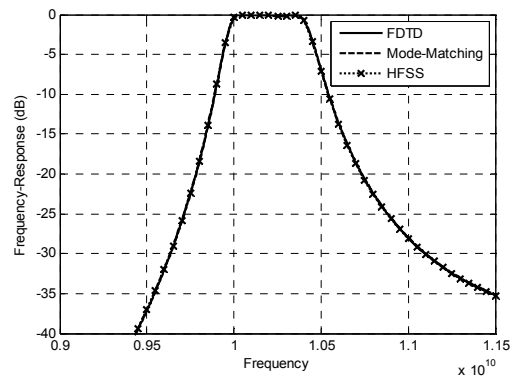
یادآوری می‌شود که در اجرای الگوریتم GA، اگر حد بالای L_1 و L_2 را به جای $\lambda_g/2$ به λ_g و یا عدد بزرگ‌تری محدود کنیم، مسأله بهینه‌سازی پاسخ فیلتر دارای چندین ماکزیم محلی برای تابع شایستگی خواهد بود که میزان شایستگی آنها به پاسخ بهینه شکل ۵ خیلی نزدیک می‌باشد. در واقع هر مضرب صحیحی از L_1 و L_2 در جدول ۲ در نزدیکی یک ماکزیم محلی قرار می‌گیرد. به عنوان مثال مقادیر صفحه H و یا مقادیر $W_1 = 1.92$, $W_2 = 6.2$, $L_1 = 14.46$ و $L_2 = 33.88$ mm برای فیلتر صفحه E یکی از ماکزیم‌های محلی تابع شایستگی می‌باشند. پاسخ فرکانسی متناظر با این مقادیر، در شکل ۸ رسم شده است.

۴- تحلیل فیلتر با روش FDTD و نرم‌افزار HFSS مقایسه با روش MODE-MATCHING

در طراحی فیلتر با کمک GA، تحلیل فیلتر با روش Mode-Matching انجام می‌شود. در این روش با افزایش تعداد مودها، هر چند دقت محاسبات بیشتر می‌شود اما زمان اجرا نیز افزایش می‌یابد. مشکل دیگری که با افزایش تعداد مودها (از یک حدی به بعد) پیش



شکل ۱۱: مقایسه روش Mode-Matching با روش FDTD و با نتایج به دست آمده از نرم افزار HFSS برای فیلتر صفحه H.



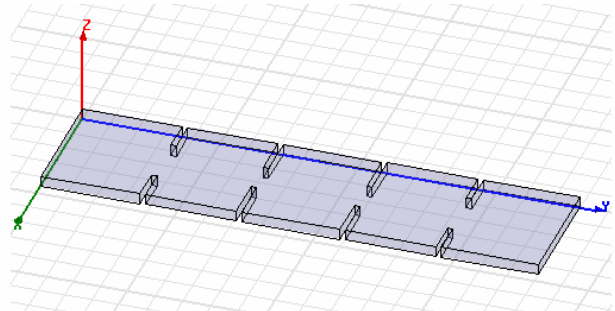
شکل ۱۲: مقایسه روش Mode-Matching با روش FDTD و با نتایج به دست آمده از نرم افزار HFSS برای فیلتر صفحه E.

علاوه بر روش FDTD، از نرم افزار HFSS نیز برای تحلیل فیلترها استفاده شده است. در این نرم افزار از روش اجزاء محدود برای تحلیل ساختارهای مایکروویو استفاده می شود. همان طور که پیش از این اشاره شد در هر دو نوع فیلتر مورد بررسی، در صورت اعمال مود TE_{10} به عنوان ورودی، تنها مودهای TE_{10} تحریک خواهند شد. بنابراین پاسخ فرکانسی فیلترها مستقل از ارتفاع ساختار خواهد بود. در اینجا به منظور کاهش زمان شبیه سازی، در ساختار تعریف شده برای نرم افزار HFSS، ارتفاع موجر $WR90$ به جای $10.16/1.016$ mm برابر ۲ mm در نظر گرفته شده است. شکل ۱۰ فیلترهای رسم شده در نرم افزار را نشان می دهد. در شکل های ۱۱ و ۱۲ نیز پاسخ فرکانسی فیلترهای مورد بررسی، با سه روش تطبیق مود، FDTD و نرم افزار HFSS محاسبه شده و نتایج این سه روش با یکدیگر مقایسه شده اند. انطباق بسیار خوب نتایج این سه روش، درستی و نیز دقت نتایج هر کدام از این روش ها را نشان می دهد.

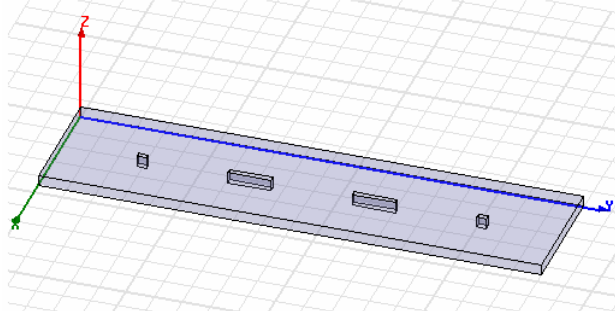
۵- آنالیز حساسیت

همواره به علت وجود خطاهای انسانی و ابزاری، ابعاد به دست آمده در مرحله طراحی با ابعاد فیلتر ساخته شده تفاوت خواهد داشت. این خطاها باعث تغییر مشخصات پاسخ فرکانسی فیلتر، شامل تغییر در فرکانس مرکزی، کاهش تضعیف در فرکانس های قطع فیلتر و افزایش تضعیف در باند عبور فیلتر، می شود.

در اینجا برای بررسی این خطاها و مقایسه اثر آنها در دو نوع فیلتر صفحه E و صفحه H، از روش آماری مونت کارلو استفاده می کنیم. در این روش، نخست به هر کدام از ابعاد فیلتر (شامل W_1, W_2, W_3, W_4 ، L_1, L_2, L_3 و t)، به طور مستقل از هم، یک عدد تصادفی به عنوان خطا اضافه می کنیم و سپس پاسخ فیلتر را با ابعاد هندسی جدید



(الف)



(ب)

شکل ۱۰: فیلترهای بهینه با ابعاد داده شده در جدول ۲، (الف) فیلتر صفحه H و (ب) فیلتر صفحه E.

E_{yz} تفکیک می شود. روابط میدان ها در داخل ناحیه PML به صورت زیر می باشد [۹]

$$\begin{aligned} \mu \frac{\partial H_x}{\partial t} + \sigma_z^* H_x &= \frac{\partial (E_{yx} + E_{yz})}{\partial z} \\ \mu \frac{\partial H_z}{\partial t} + \sigma_x^* H_z &= -\frac{\partial (E_{yx} + E_{yz})}{\partial x} \\ \varepsilon \frac{\partial E_{yx}}{\partial t} + \sigma_x E_{yx} &= -\frac{\partial H_z}{\partial x} \\ \varepsilon \frac{\partial E_{yz}}{\partial t} + \sigma_z E_{yz} &= \frac{\partial H_x}{\partial z} \end{aligned} \quad (18)$$

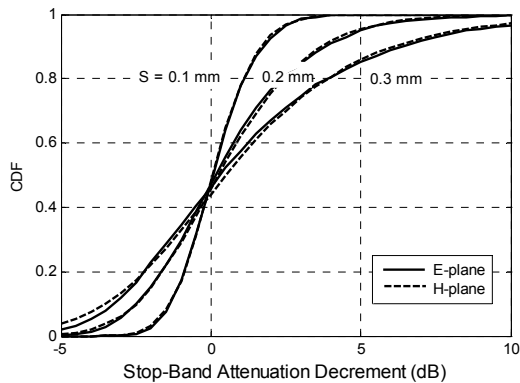
σ و σ^* به ترتیب متناظر با تلفات الکتریکی و مغناطیسی می باشند. در این مثال خاص که مرزهای جاذب موازی با صفحه xy هستند، داریم $\sigma_x = \sigma_x^* = 0$. پارامترهای σ_z و σ_z^* را نیز به صورت خطی از ابتدا تا انتهای ناحیه PML افزایش می دهیم.

ناحیه حل FDTD را به صورت تک موده (TE_{10}) و با روش $TF-SF^1$ تحریک می کنیم. سیگنال تحریک در حوزه زمان یک سینوسی با فرکانس $f = 10.2$ GHz و با پوش گوسی است. طیف این سیگنال به صورت گوسی و حول f می باشد. پاسخ فرکانسی فیلتر از تقسیم تبدیل فوریه خروجی فیلتر به تبدیل فوریه سیگنال تحریک به دست می آید. برای داشتن یک جواب دقیق و پایدار باید شرایط زیر برآورده شوند

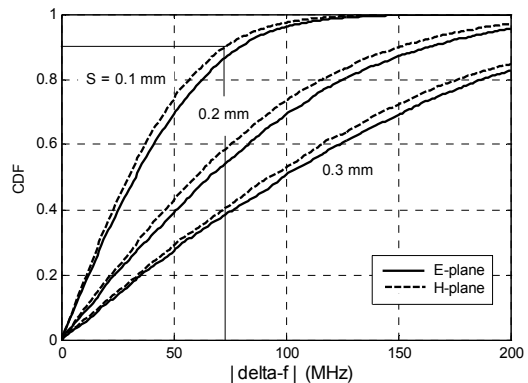
$$\delta \ll \lambda, \quad \delta t \leq \frac{1}{c \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\Delta x}\right)^2 + \left(\frac{1}{\Delta z}\right)^2}} \quad (19)$$

در رابطه فوق λ طول موج و c سرعت موج در فضای آزاد می باشد. در اینجا برای داشتن پاسخی دقیق از یک مش غیر یکنواخت بسیار ریز استفاده شده است که ابعاد هر سلول آن برابر $\Delta x \cong \Delta z \cong 0.1$ mm می باشد.

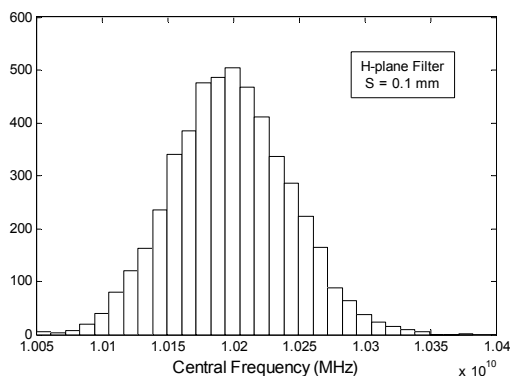
1. Total Field Scattered Field



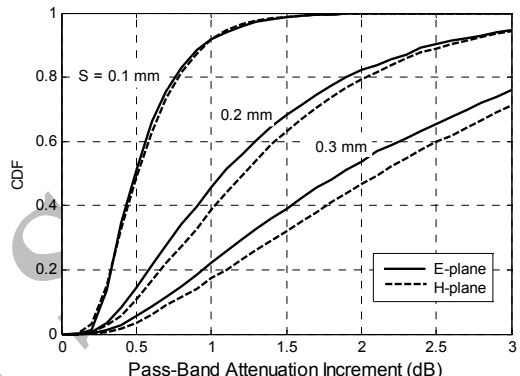
شکل ۱۶: تابع توزیع تجمعی برای کاهش تضعیف در فرکانس قطع بالا
($f_{SBT} = 10.8$ GHz)



شکل ۱۳: تابع توزیع تجمعی (CDF) برای قدر مطلق میزان انحراف فرکانس مرکزی با فرض خطای ساختی با انحراف معیار S.



شکل ۱۷: هیستوگرام فرکانس مرکزی فیلتر برای ۵۰۰۰ نمونه آماری.



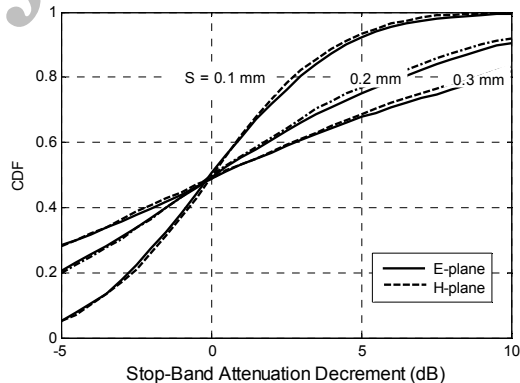
شکل ۱۴: تابع توزیع تجمعی برای افزایش تضعیف در باند عبور.

گرفت که فرضاً برای فیلتر صفحه H اگر خطای ساخت دارای انحراف معیاری برابر ۰/۱ mm باشد، آنگاه به احتمال ۹۰٪ انحراف فرکانس مرکزی فیلتر ساخته شده از ۶۸ MHz کمتر خواهد بود. به همین ترتیب می توان برای مقادیر دیگر خطای ساخت و یا برای فیلتر صفحه E مشخص کرد که با چه احتمالی میزان انحراف فرکانس مرکزی از یک مقدار معینی کمتر خواهد بود.

در شکل ۱۴ تابع توزیع تجمعی برای میزان افزایش تضعیف در باند عبور نشان داده شده است. این افزایش نسبت به حالتی محاسبه شده است که در آن خطای ساخت صفر است ($S=0$). منظور از تضعیف باند عبور در اینجا، میزان تضعیف در محدوده فرکانسی $f_c - 180$ MHz تا $f_c + 180$ MHz می باشد که در آن فرکانس مرکزی جابجاشده فیلتر بعد از لحاظ کردن اثر خطای ساخت است.

تابع توزیع تجمعی برای میزان کاهش تضعیف در فرکانس های قطع بالا و پایین فیلتر نیز در شکل های ۱۵ و ۱۶ نشان داده شده است. یادآوری می شود که پس از افزودن خطای ساخت، به دلیل جابجاشدن فرکانس مرکزی فیلتر، در اغلب مواقع هم زمان با کاهش تضعیف در یکی از دو فرکانس قطع بالا یا پایین، میزان تضعیف در فرکانس قطع دیگر افزایش می یابد. شکل های ۱۵ و ۱۶ نیز نشان می دهند که برای هر کدام از دو فرکانس قطع بالا یا پایین حدوداً با احتمال ۵۰٪ میزان کاهش تضعیف عددی منفی خواهد بود، که این به معنی افزایش تضعیف می باشد.

علاوه بر رسم تابع توزیع تجمعی، نتایج تحلیل حساسیت فیلتر را به شکل های دیگری نیز می توان بیان کرد. به عنوان مثال برای هر کدام از مشخصه های فیلتر ساخته شده (نظیر فرکانس مرکزی، حداکثر تضعیف در باند عبور و ...) می توان یک تابع چگالی احتمال رسم کرد. در شکل ۱۷ به عنوان نمونه، برای خطای ساختی با انحراف معیار ۰/۱ mm، منحنی



شکل ۱۵: تابع توزیع تجمعی برای کاهش تضعیف در فرکانس قطع پایین
($f_{SBV} = 9.6$ GHz)

محاسبه می کنیم. این کار را N بار انجام داده و در نهایت از روی این N پاسخ، مشخصات آماری مربوط به خطای پاسخ فرکانسی را استخراج می کنیم. برای همگراشدن نتایج این تحلیل، باید عدد N بزرگ باشد. در اینجا، نتایج تحلیل حساسیت به ازای $N = 5000$ به دست آمده است.

برای خطای افزودنی به ابعاد فیلتر یک توزیع آماری گوسی با میانگین صفر و انحراف معیار S در نظر می گیریم. S در واقع انحراف معیار خطای ساخت است.

در شکل های ۱۳ تا ۱۷ نتایج آنالیز حساسیت فیلتر برای سه مقدار $S = 0.1, 0.2, 0.3$ mm نشان داده شده است. این تحلیل برای هر دو فیلتر صفحه E و صفحه H انجام شده و نتایج با هم مقایسه شده است.

شکل ۱۳ تابع توزیع تجمعی (CDF) را برای قدر مطلق میزان انحراف فرکانس مرکزی فیلتر نشان می دهد. از این شکل می توان نتیجه

1. Cumulative Distribution Function

تفاوت محسوسی میان این دو ساختار وجود ندارد.

مراجع

- [1] C. Nguyen, *Analysis Method for RF, Microwave and Millimeter-Wave Planar Transmission Line Structures*, John Wiley & Sons, 2000.
- [2] G. L. Matthaei, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1985.
- [۳] ف. گران قراخیلی، م. حکاک و ع. محمدی، "طراحی دقیق فیلتر و داپلکسرهای بهینه موجبری با به کارگیری الگوریتم ژنتیک"، *مجله فنی و مهندسی*، شماره ۲۲، صص. ۹-۱، زمستان ۱۳۸۴.
- [4] J. M. Cid and J. Zapata, "CAD of rectangular waveguide H-plane circuits, by segmentation, finite elements and artificial neural networks," *Electronic Letters*, vol. 37, no. 2, pp. 98-99, Jan. 2001.
- [5] J. S. Hong, "Design of E-plane filters made easy," in *IEE Proc. Part H*, vol. 136, no. 3, pp. 215-218, Jun. 1989.
- [۶] م. قناد و ع. بنایی، "طراحی و ساخت فیلتر موجبری صفحه E در باند Ka"، *دوازدهمین کنفرانس مهندسی برق ایران*، جلد ۶، صص. ۱۴۶-۱۴۱، اردیبهشت ۱۳۸۳.
- [7] Y. Rahmat-Samii and E. Michielssen, *Electromagnetic Optimization by Genetic Algorithms*, John Wiley & Sons, 1999.
- [8] A. Taflove and S. C. Hagness, *Computational Electromagnetics: the Finite Difference Time-Domain Method*, Boston, Artech House, 2000.
- [9] J. P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *J. Comput. Phys.*, vol. 114, no. 2, pp. 185-200, Oct. 1994.

علی اکبری خضری در سال ۱۳۸۵ مدرک کارشناسی مهندسی برق خود را از دانشگاه فردوسی مشهد اخذ کرد و هم‌اکنون دانشجوی مقطع کارشناسی ارشد مخابرات گرایش میدان در دانشگاه صنعتی شریف می‌باشد. زمینه‌های علمی مورد علاقه ایشان عبارتند از: مغناطیس، آنتن و مایکروویو.

امیررضا عطاری تحصیلات خود را در مقاطع کارشناسی و کارشناسی ارشد مخابرات به ترتیب در سال‌های ۱۳۷۲ و ۱۳۷۵ در دانشگاه صنعتی شریف به پایان رساند. نام‌برده در سال ۱۳۸۱ مدرک دکترای خود را در گرایش مخابرات میدان به صورت مشترک از دانشگاه صنعتی شریف و دانشگاه UJF فرانسه دریافت نموده و از سال ۱۳۸۲ تاکنون استادیار دانشکده مهندسی دانشگاه فردوسی مشهد می‌باشد. زمینه‌های تحقیقاتی مورد علاقه ایشان عبارتند از: روش‌های عددی در الکترومغناطیس، آنتن و مخابرات نوری.

هیستوگرام فرکانس مرکزی فیلتر صفحه H رسم شده است. در این هیستوگرام عرض هر ستون ۱۱/۷ MHz و تعداد کل نمونه‌های آماری برابر ۵۰۰۰ می‌باشد. این هیستوگرام تقریبی از تابع چگالی احتمال برای فرکانس مرکزی فیلتر است.

نتایج ارائه‌شده در شکل‌های ۱۳ تا ۱۶ نشان می‌دهد که دو فیلتر صفحه E و صفحه H از جهت حساسیت به دقت ساخت رفتاری مشابه یکدیگر دارند. تقریباً برای تمام نتایج ارائه‌شده در این شکل‌ها، اختلاف کمی میان منحنی‌های متناظر با دو فیلتر صفحه E و صفحه H وجود دارد.

۶- نتیجه‌گیری

در این مقاله از الگوریتم بهینه‌سازی GA و روش تطبیق مود برای طراحی دو نوع فیلتر موجبری میان‌گذر صفحه E و صفحه H در باند X استفاده کردیم. مزیت اصلی این روش در طراحی فیلتر، رهاشدن از فرض باریک‌بودن پهنای باند فیلتر می‌باشد. علاوه بر این، در این روش می‌توان با وزن‌دهی مناسب به بخش‌های مختلف تابع شایستگی، تا حدی شکل پاسخ فرکانسی فیلتر را به دلخواه تغییر داد.

برای اطمینان از صحت پیاده‌سازی روش تطبیق مود، پاسخ‌های به دست آمده از این روش را با نتایج روش FDTD و نیز با نتایج به دست آمده از نرم‌افزار HFSS مقایسه کردیم. انطباق بسیار خوب نتایج این سه روش، بیانگر درستی و نیز دقت نتایج هر کدام از این روش‌ها بود. بعد از مشخص شدن ابعاد هر دو نوع فیلتر، به کمک روش آماری مونت‌کارلو، میزان حساسیت این فیلترها را نسبت به خطای ساخت محاسبه کردیم. با توجه به نتایج ارائه‌شده در شکل‌های ۱۳ تا ۱۶، می‌توانیم مشخص کنیم که به ازای خطای ساختی با انحراف معیار مشخص، با چه احتمالی میزان خطای ایجادشده در پاسخ فرکانسی از یک مقدار معینی کمتر خواهد بود.

آنالیز حساسیت فیلترها و نیز بررسی مقایسه‌ای میان دو ساختار متفاوت از فیلترهای موجبری از نتایج مهم ارائه‌شده در این مقاله می‌باشد. نتایج به دست آمده نشان می‌دهد که دو فیلتر صفحه E و صفحه H از جهت حساسیت به دقت ساخت رفتاری مشابه یکدیگر داشته و از این لحاظ