

# طراحی دقیق فیلتر و داپلکسرهای بهینه موجبری با به کارگیری الگوریتم ژنتیک

فاطمه گران قراخیلی<sup>۱</sup>، محمد حاک<sup>۲\*</sup>، عباس محمدی<sup>۳</sup>

۱- فارغ التحصیل کارشناسی ارشد مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

۲- استاد بخش مهندسی برق، دانشکده فنی و مهندسی، دانشگاه تربیت مدرس

۳- دانشیار دانشکده مهندسی برق، دانشگاه صنعتی امیرکبیر

\* تهران، صندوق پستی ۱۴۳-۱۴۱۱۵

m\_hakkak@modares.ac.ir

**چکیده-** طراحی فیلترها و داپلکسرهای موجبری نیازمند مشخص سازی دقیق ابعاد ناپیوستگیها و بخشها در موجبر برای رسیدن به مشخصه مورد نظر است. این کار نیازمند استفاده از یک روش حل دقیق موجی و یک روش بهینه سازی پر قدرت برای استخراج ابعاد مورد نظر است. در این مقاله روش تطبیق مدها به عنوان روش حل کامل موجی و روش الگوریتم ژنتیک برای بهینه سازی انتخاب شده است. فیلتر و داپلکسرهای طراحی شده به این روش با مقالات مقایسه شده که تطبیق بسیار مطلوب نتایج طراحی، بیانگر صحت نتایج این روش جدید است.

**کلید واژگان:** الگوریتم ژنتیک، تطبیق مد، ماتریس پراکندگی، فیلترهای موجبری، داپلکسرهای موجبری.

## ۱- مقدمه

با پیشرفت روز افزون مخابرات، فرکانسهای کاری افزایش یافته و دیگر نمی توان برای تحلیل و طراحی مدارهای فعال و غیرفعال، از مدلسازی بر مبنای المانهای فشرده استفاده کرد؛ بلکه به استفاده از روشهای دقیق کامل موجی مانند المانهای محدود، تفاضل های محدود و تطبیق مدها نیاز است. از جمله مدارهای غیرفعال می توان به فیلترها و داپلکسرهای اشاره کرد که این اجزا به طور وسیعی در سیستمهای مایکروویو و موج میلیمتری کاربرد دارند. یکی از فناوریهای مورد استفاده در این باند، ساختارهای موجبری است. با توجه به هندسه این ساختارها، روش تطبیق مد برای تحلیل و طراحی آنها مناسب و بعلاوه، این روش دید فیزیکی مطلوبی را از مسأله ارائه می کند. در

این روش ماتریس پراکندگی تک تک ناپیوستگیها محاسبه و سپس ماتریس پراکندگی کلی به دست می آید. مدارهای فیلتر در فرکانسهای پایین با المانهای فشرده طراحی می شود اما از آنجا که استفاده از این المانها در فرکانسهای بالا امکان پذیر نیست؛ لذا هر یک از المانها با ساختارهای مشخصی مدلسازی و سپس با استفاده از روشهای کامل موجی تحلیل و بهینه می شوند.

## ۲- نظریه تحلیل فیلتر

طراحی فیلترهای مایکروویو معمولاً با انتخاب تابع تبدیل مناسب شروع می شود تا مجموعه ای از خواص الکتریکی معین را اقناع کند. مرحله بعدی آن است که تابع تبدیل با شبکه الکتریکی ایدئالی نمایش داده شود. شبکه

برای اعمال روش تطبیق مدها برای ساختار شکل ۲ ابتدا میدانهای هر ناحیه برحسب مدهای آن ناحیه با ضرایب مجهول نوشته و سپس شرط پیوستگی میدانهای مماسی در فصل مشترک  $S_1$  و  $S_2$  اعمال می‌شود. سپس از خواص تعامد مدهای متعامد استفاده شده و معادلات خطی از ضرایب مجهول به دست می‌آید.

شرط مرزی در  $z = 0$ :

$$E_{y1} = \begin{cases} E_{y2} & \frac{a-c}{2} \leq x \leq \frac{a+c}{2} \\ 0 & x \leq \frac{a-c}{2}, x \geq \frac{a+c}{2} \end{cases} \quad (1)$$

$$H_{x3} = H_{x2} \quad \frac{a-c}{2} \leq x \leq \frac{a+c}{2}$$

شرط مرزی در  $z = t$ :

$$E_{y3} = \begin{cases} E_{y2} & \frac{a-c}{2} \leq x \leq \frac{a+c}{2} \\ 0 & x \leq \frac{a-c}{2}, x \geq \frac{a+c}{2} \end{cases} \quad (2)$$

$$H_{y3} = H_{x2} \quad \frac{a-c}{2} \leq x \leq \frac{a+c}{2}$$

روابط ماتریسی ضرایب مجهول خواهند بود [۲]:

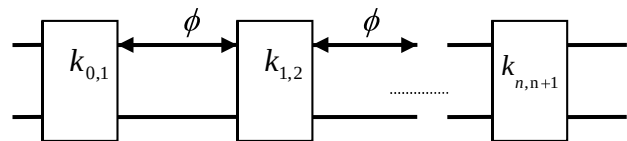
$$\begin{cases} a^+ + a^- = H(c^+ + Ec^-) \\ Z_c H^t Y_a (a^+ - a^-) = c^+ - Ec^- \\ b^+ + b^- = H(Ec^+ - c^-) \\ Z_c H^1 Y_a (b^+ - b^-) = Ec^+ - c^- \end{cases} \quad (3)$$

که  $\alpha_n^+$  و  $\alpha_n^-$  (و  $b_n^+$  و  $b_n^-$ ) به ترتیب ضرایب موجهای رونده و برگشتی در ناحیه ۱ و ۳ و  $c_n^+$  ضریب موج رونده در فصل مشترک  $S_1$  و  $S_2$  بوده و المانهای  $H$  به صورت زیر خواهند بود [۲].

$$H_{mn} = \frac{2}{\sqrt{ac}} \int_{\frac{a-c}{2}}^{\frac{a+c}{2}} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left[\frac{n\pi}{c}\left(x - \frac{a-c}{2}\right)\right] dx \quad (4)$$

همچنین  $E = \text{diag}(e^{-jk_z z})$  با حل رابطه (۳) ماتریس پراکندگی ساختار به دست می‌آید.

الکتریکی ایدئال در فیلترهای میان‌گذر از رزناورهای سری و موازی تشکیل شده که به طور متناوب قرار دارند. از آنجا که تحقق چنین ساختارهایی در فرکانس‌های مایکروویو و موج میلیمتری مشکل است، از معکوس کننده‌های امیدانسی استفاده می‌شود. به طور کلی ساختار فیلترهای موجبری را می‌توان به صورت شکل ۱ نمایش داد.

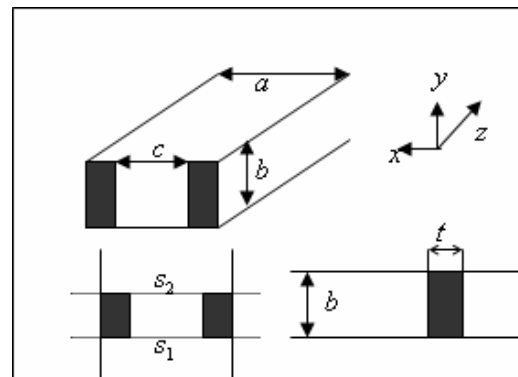


شکل ۱ ساختار نمونه فیلترهای مایکروویو

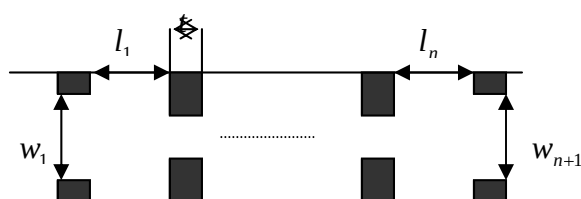
## ۲-۱- روش تطبیق مد

به کارگیری روش تحلیل کامل موجی دو دلیل دارد. اول اینکه با چنین روشهایی پارامترهای پراکندگی ناپیوستگی‌ها به دست می‌آید که این اطلاعات در تحقق دقیق معکوس کننده‌ها مفید است و دوم آنکه برای تحقق طراحی لازم است. در ساختارهای با ناپیوستگی‌های موجبری روش تطبیق مدها یکی از مناسبترین روشها است [۱].

شکل ۲ هندسه موجبر با تیغه  $H$ -Plane با ضخامت  $t$  را نشان می‌دهد. مد تحریکی این ساختار  $TE_0^x$  است.



شکل ۲ ساختار تیغه  $H$ -Plane



$$w_1 = w_6 = 3.17 \text{ mm}$$

$$w_2 = w_5 = 2.06 \text{ mm}$$

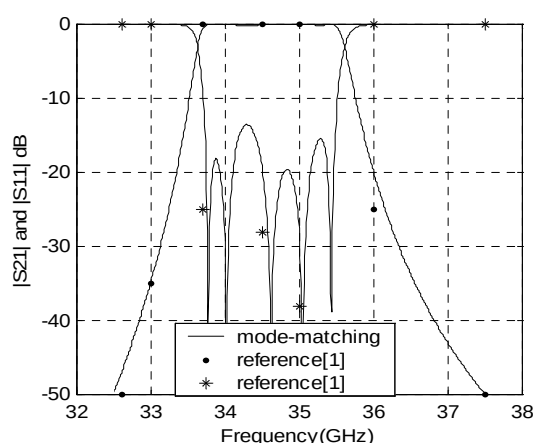
$$w_3 = w_4 = 1.88 \text{ mm}$$

$$l_1 = l_5 = 4.58 \text{ mm}$$

$$l_2 = l_4 = 5.05 \text{ mm}$$

$$l_3 = 5.09 \text{ mm}$$

$$t = .3 \text{ mm} \quad a = 7.11 \text{ mm} \quad b = 3.56 \text{ mm}$$



شکل ۳ ساختار نمونه فیلتر و نتایج تحلیل فیلتر و مقایسه

در مرحله اول پارامترها کدگذاری می‌شوند سپس جمعیت تصادفی اولیه پارامترها تولید و سپس تابع هدف اعضای جمعیت محاسبه می‌شود. اگر هدف به دست نیامد، تولید نسل بعدی شروع می‌شود. در این مرحله جمعیت مولد، براساس برازندگی تابع هدف انتخاب می‌شوند، تا در تولید نسل بعدی شرکت کنند. سپس اپراتورهای الگوریتم یعنی جابه‌جایی<sup>۱</sup> و جهش<sup>۲</sup> عمل می‌کنند و تولید نسل بعدی تا زمانی که تابع هدف به دست آید، ادامه می‌یابد [۴].

1. Cross over
2. Mutation

## ۲-۲- تحلیل فیلتر

ساختار نمونه فیلتر H-Plane در شکل ۳ آورده شده است. برای تحلیل این ساختار، ماتریس پراکندگی هر تیغه با استفاده از رابطه (۴) به ماتریس انتقال موج تبدیل و همچنین ماتریس انتقال موج هر خط انتقال محاسبه می‌شود. ماتریس کل انتقال موج، حاصلضرب تک تک ماتریسها از ابتدا تا انتهای شبکه است. در نهایت ماتریس انتقال موج با استفاده از رابطه (۵) به ماتریس پراکندگی تبدیل و برای اطمینان از صحت تحلیل، ساختار نمونه‌ای تحلیل و پاسخ آن با [۳] مقایسه می‌شود.

$$\begin{bmatrix} \tau_{11} & \tau_{12} \\ \tau_{21} & \tau_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{S_{12} S_{21}}{S_{21}} & \frac{S_{11} S_{22}}{S_{21}} \\ \frac{S_{21}}{S_{21}} & \frac{1}{S_{21}} \end{bmatrix} \quad (5-1)$$

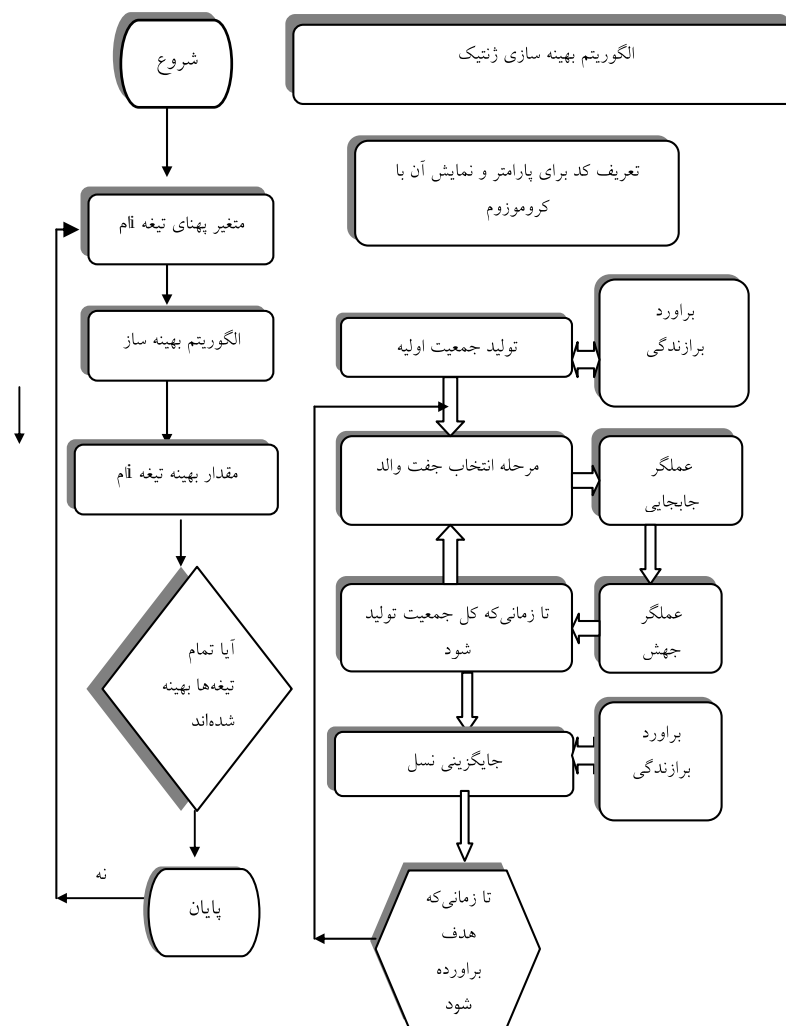
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\tau_{12}}{\tau_{22}} & \frac{\tau_{11} \tau_{22} - \tau_{12} \tau_{21}}{\tau_{22}} \\ 1 & -\frac{\tau_{21}}{\tau_{22}} \end{bmatrix} \quad (5-2)$$

## ۳- نظریه بهینه‌سازی فیلترهای موجبری

برای طراحی فیلترهای موجبری از روشهای بهینه‌سازی ژنتیک و بهینه‌سازی کلاسیک استفاده شده است. این روشها در این بخش معرفی شده است.

### ۳-۱- الگوریتم ژنتیک

روندنمای الگوریتم ژنتیک و چگونگی به‌کارگیری آن در طراحی فیلتر در شکل ۴ خلاصه شده است. الگوریتم ژنتیک برگرفته از نظریه تکامل داروین است. تفاوت این الگوریتم با روشهای بهینه‌سازی کلاسیک در آن است که بر روی خود پارامترها عمل نمی‌کند بلکه با کدگذاری باینری پارامترها، بهینه‌سازی انجام می‌شود. این الگوریتم همزمان بر روی مجموعه‌ای از پارامترها عمل می‌کند.



شکل ۴ بهینه سازی ژنتیک و کاربرد آن در طراحی فیلترهای موجبری

### ۲-۳- روش کلاسیک بهینه سازی

برای روش کلاسیک، از بهینه سازی هوک<sup>۱</sup> و جیوز<sup>۲</sup> استفاده شده تا مقایسه ای بین جوابهای بهینه سازی کلاسیک و ژنتیک صورت گیرد. در این روش پارامترها به ترتیب با گام  $h$  تغییر می کند و اگر به تابع هدف نزدیک شود، تغییرات در همان جهت ادامه می یابد؛ در غیر این صورت در جهت مخالف تغییر می کند. این الگوریتم تا زمانی ادامه می یابد که تابع هدف برآورده شود [۵].

### ۴- طراحی و بهینه سازی فیلتر موجبری

در شروع کار تیغه H-Plane مدلسازی می شود. از آنجا که نمی توان از ضخامت تیغه صرف نظر کرد، مدل مناسب برای هر بخش در شکل ۵ شده است. با انتخاب این مدل، مدل مناسب برای معکوس کننده نیز شکل ۶ خواهد بود. سپس با توجه به مشخصات فیلتر (پهنای باند، فرکانس مرکزی، تلفات مورد نیاز در خارج باند) المانهای پایین گذر به دست می آید. اگر از خطوط  $1/2$  برای رزنا توره های سری استفاده شود، مقادیر نرمالیزه معکوس کننده ها خواهند بود:

1. Hook
2. Jeeves

این تابع را حداقل سازد:

$$f = |k^{\text{calculated}}_{i,i+1}| \quad i = 0, \dots, n \quad (7)$$

که  $k^{\text{calculated}}_{i,i+1}$  به صورت زیر محاسبه می شود.

شماره تیغه مورد نظر با پهنای در نظر گرفته شده در الگوریتم با روش تطبیق مدها در فرکانس مرکزی تحلیل می شود با استفاده از ماتریس پراکندگی به دست آمده، المانهای مدار معادل تیغه از روابط زیر به دست می آیند:

$$jx_1 = \frac{1 - s_{12} + s_{22}}{1 - s_{11} + s_{12}} \quad (8)$$

$$jx_2 = \frac{2s_{12}}{(1 - s_{11})^2 - s_{12}^2}$$

این مقادیر در رابطه (۹) قرار می گیرند.

$$\phi = -\text{tg}^{-1} \left[ \frac{2x_b}{Z_0} + \frac{x_a}{Z_0} \right] - \text{tg}^{-1} \frac{x_a}{Z_0} \quad (9)$$

$$k = Z_0 \left| \text{tg} \left( \left[ \frac{\phi}{2} + \text{tg}^{-1} \frac{x_a}{Z_0} \right] \right) \right|$$

که این  $k$  به دست آمده همان  $k^{\text{calculated}}_{i,i+1}$  است. زمانی که تمام تیغه ها بهینه شد و  $\phi$  بهینه کلیه تیغه ها به دست آمد، فاصله بین تیغه ها برابر خواهد بود با:

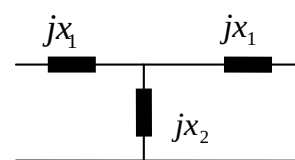
$$l = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[ \pi + \frac{1}{2} (\phi(j) + \phi(j+1)) \right] \quad (10)$$

## ۴-۱- کاهش زمان محاسبات در بهینه سازی

### ژنتیک

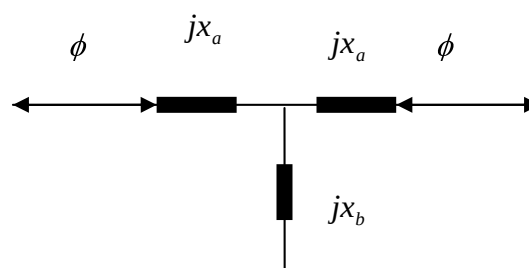
مزیت این روش آن است که در هر مرحله، فقط یک متغیر در بهینه سازی شرکت می کند. به همین دلیل زمان به طور قابل ملاحظه ای کاهش می یابد (نسبت به حالتی که همه متغیرها برای بهینه سازی شرکت کنند). از آنجا که در این روش هر یک از معکوس کننده ها به طور دقیق محاسبه شده، معمولاً نیازی به بهینه سازی کلی ساختار نداریم. اما اگر لازم بود که بهینه سازی کل ساختار انجام شود از الگوریتم ژنتیک اشتراکی استفاده می شود.

در این الگوریتم متغیرها به دو قسمت اشتراکی و فردی تقسیم می شوند. پهنای بین تیغه ها  $x_c = \{w_1, \dots, w_{n+1}\}$  به عنوان متغیرهای (کروموزوم های) اشتراکی انتخاب می شود زیرا محاسباتی



شکل ۵ مدار معادل تیغه

H-Plane



شکل ۶ مدار معادل معکوس کننده

$$k_{01} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_{\lambda}}{g_0 g_1 \omega}}$$

$$k_{k,k+1} = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_{\lambda}}{\sqrt{g_k g_{k+1}}}$$

$$k_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_{\lambda}}{g_n g_{n+1} \omega}}$$

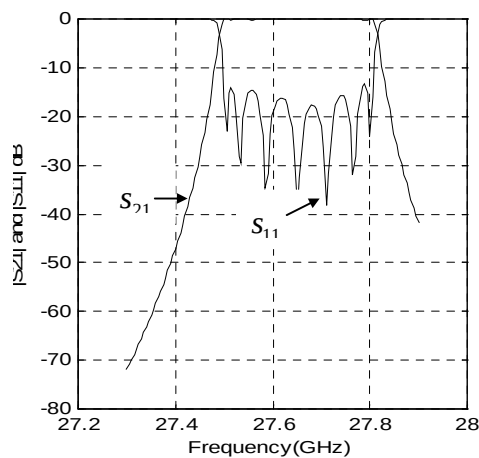
$$\omega_{\lambda} = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \quad (6)$$

که  $\lambda_{g1}$ ،  $\lambda_{g2}$  و  $\lambda_{g0}$  به ترتیب طول موج هدایت در فرکانسهای لبه ای  $f_1$ ،  $f_2$  و  $f_0$  و مقادیر المانهای فیلتر پایین گذر با فرکانس قطع، امپدانس بار و امپدانس منبع واحد است. اکنون باید هر معکوس کننده را با H-Plane تحقق ببخشیم. از آنجا که ضخامت تیغه ثابت در نظر گرفته می شود، تنها متغیر، پهنای تیغه است. همانگونه که در فلوچارت آمده، باید پهنایی انتخاب شود که قسمت مشترک دو مدار معادل یکسان شوند. در این مرحله حلقه الگوریتم ژنتیک شروع می شود. فضای جستجو  $(\varepsilon, \alpha - \varepsilon)$  انتخاب می شود که  $\alpha$  پهنای موجبر است. تابع هدف که مهمترین قسمت الگوریتم است، به صورت زیر معرفی می شود و الگوریتم تلاش می کند که

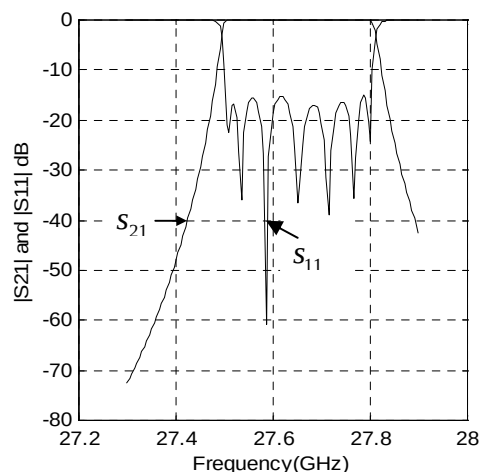
دو سری متغیرها به طور جداگانه عمل می کند و دوم اینکه در عملکرد عملگر فردی، محاسبات طولانی تیغه ها لازم نیست، زیرا این پارامترها از مرحله قبلی بدون تغییر مانده است.

### ۵- طراحی و مقایسه نتایج فیلتر

برای نمونه یک فیلتر درجه ۷ چبی شف با ریبیل ۰/۱ dB و فرکانسهای لبه ای ۲۷/۵ و ۲۷/۸ گیگا هرتز طراحی شده است. ابعاد فیلتر و پاسخ فرکانسی آن در شکل ۷ و ۸ آورده شده است. موجبر WR28 روش بهینه سازی کلاسیک انجام و مشاهده می شود که تطبیق عالی بین جوابها وجود دارد.



شکل ۷ روش الگوریتم ژنتیک



شکل ۸ روش بهینه سازی کلاسیک

طولانی دارند و فاصله بین تیغه ها  $x_i = \{l_1, l_2, \dots, l_n\}$  به عنوان متغیرهای (کروموزوم های) فردی انتخاب می شوند. این الگوریتم با جمعیت تصادفی اولیه برای هر دو کروموزوم شروع می شود. تعداد جمعیت اولیه کروموزوم اشتراکی برابر  $N_{pop}^c$  است. برای هر کروموزوم اشتراکی، تعداد  $N_{pop}^i$  کروموزوم فردی وجود دارد؛ یعنی تعداد کل جمعیت نسل برابر  $N_{pop} \times N_{pop}$  است. سپس تابع هدف کلیه اعضا محاسبه می شود.

$$f^i = \sum_{start}^{stop} \alpha_i \times \left\| S_{i,j} - S_{i,j}^{wanted} \right\| \quad (11)$$

سپس عملگر الگوریتم ژنتیک اعمال می شوند. که به دو قسمت تقسیم می شوند: اشتراکی و فردی. ابتدا عملگرهای اشتراکی اعمال می شوند و به دنبال آن عملگرهای فردی عمل می کنند. قبل از اعمال عملگر اشتراکی، تابع هدف به صورت زیر محاسبه می شود.

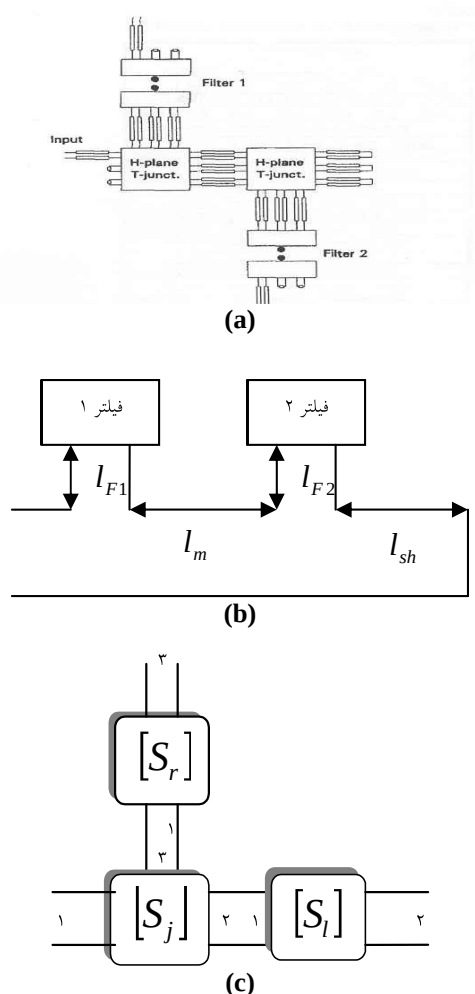
$$f^c(l) = \alpha f_{best}^c(l) + (1 - \alpha) f_{avg}^c(l) \quad l = 1, 2, \dots, N_{pop}^c$$

$$f_{best}^i(l) = \max \{ f^i(k) \mid k = (l-1)N_{pop}^i + 1, lN_{pop}^i \}$$

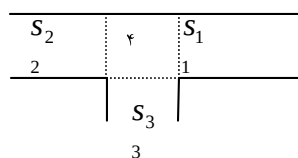
$$f_{avg}^i(l) = \frac{1}{N_{pop}^i} \sum_{k=1}^{N_{pop}^i} f^i \left( (l-1)N_{pop}^i + 1, N_{pop}^i \right) \quad (12)$$

و محدوده  $0 \leq \alpha \leq 1$  مشخص می کند که مقدار بیشینه و متوسط تابع هدف چگونه در تابع هدف اشتراکی شرکت می کنند. بعد از تعیین تابع هدف، اعضای اشتراکی کروموزوم ها برای تولید نسل بعدی انتخاب می شوند. باید توجه داشت که هر کروموزوم اشتراکی که انتخاب شد، در واقع همه کروموزوم های فردی آن انتخاب می شوند و بعد از آن عملگرهای جابه جایی و جهش اشتراکی عمل می کند. به دنبال آن عملگرهای ژنتیک بر روی مجموعه کروموزوم های فردی هر کروموزوم اشتراکی اعمال می شود. این مرحله می تواند چندین بار تکرار شود مزیت این روش آن است که اولاً اطمینان داریم عملگرها بر روی هر

معمولاً جوابها قابل قبول هستند [۶]. اگر جوابهای بهتری را خواسته باشیم، پارامترهای دیگر فیلترها را در بهینه‌سازی شرکت می‌دهیم.



شکل ۹ ساختارهای داپلکسر



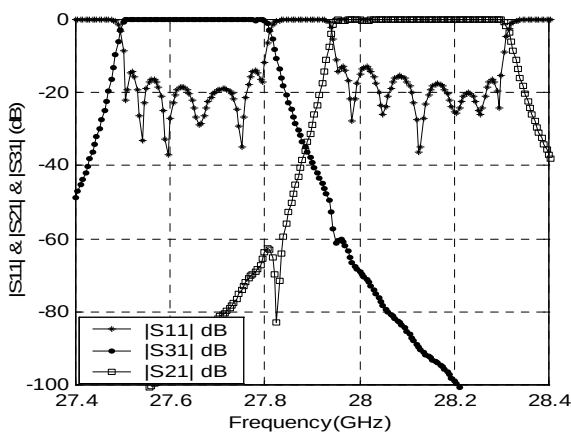
شکل ۱۰ اتصال تی H-plane

برای نمونه داپلکسری با مشخصات زیر طراحی شده است:

## ۶- طراحی و بهینه‌سازی داپلکسرهای موجبری

داپلکسر برای جداسازی کانال فرستنده و گیرنده در ورودی آنتن قرار می‌گیرد. در واقع داپلکسر شامل ۲ فیلتر است که بر روی Manifold موجبر قرار می‌گیرند و موجبر در یک انتهای اتصال کوتاه و انتهای دیگر پورت مشترک قرار می‌گیرد. ساختار استفاده شده در این مقاله به صورت H-Plane است (شکل ۹-ا). در طراحی داپلکسر ابتدا فیلترها به طور جداگانه طراحی می‌شوند و سپس اتصال انجام می‌شود. مرحله اول در طراحی، تحلیل ساختار است. همانگونه که از ساختار مشخص است، قسمت مهم در تحلیل داپلکسر، تحلیل اتصال H-Plane T است که در آن میدانها در ۴ ناحیه مشخص شده (شکل ۱۰) بر روی شکل نوشته می‌شوند و سپس شرط مرزی در ۳ فصل مشترک  $S_1$ ،  $S_2$  و  $S_3$  اعمال می‌شود. پس از اعمال شرط مرزی و استفاده از خاصیت تعامد مدها، ماتریس پراکندگی این سه پورته به دست می‌آید.

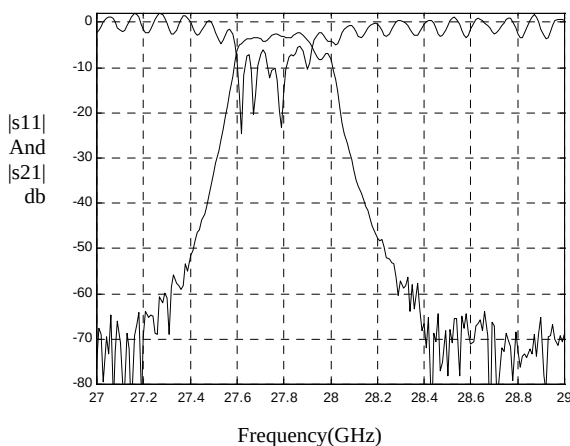
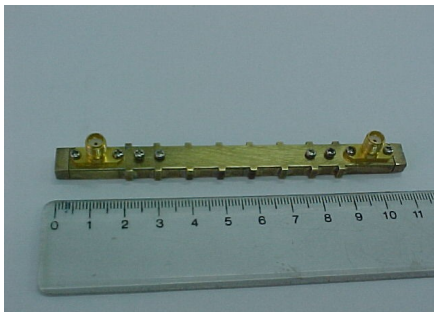
با به دست آوردن ماتریس پراکندگی اتصال T و با در دست داشتن ماتریس پراکندگی فیلترها، به ساختار شکل (۹-ج) می‌رسیم که با استفاده از روابط میسون، ماتریس پراکندگی کل ساختار به دست می‌آید. هدف از طراحی آن است که پس از اتصال فیلترها، در پارامترهای پراکندگی آنها تغییری حاصل نشود. اگر با مقادیر اولیه  $l_{m1}$ ،  $l_{f2}$ ،  $l_{f1}$  و  $l_{m2}$  تحلیل انجام شود [۶، ۲]، پارامترهای پراکندگی فیلترها معمولاً خراب می‌شود. برای به دست آوردن جواب مناسب، این پارامترها به الگوریتم ژنتیک داده می‌شود. تابع هدف باید به گونه‌ای تعریف شود که در پارامترهای پراکندگی فیلترها - قبل و بعد اتصال - تغییری حاصل نشود. با بهینه‌سازی پارامترهای Manifold باز ممکن است پارامترهای پراکندگی فیلترها چندان قابل قبول نباشند؛ به همین علت، پارامترهای فیلترها را در بهینه‌سازی وارد می‌کنیم. در مرحله نخست فقط  $l_1$  و  $w_1$  فیلتر ۱ و ۲ در بهینه‌سازی وارد می‌شوند.



شکل ۱۳ نتیجه بهینه سازی مرحله دوم

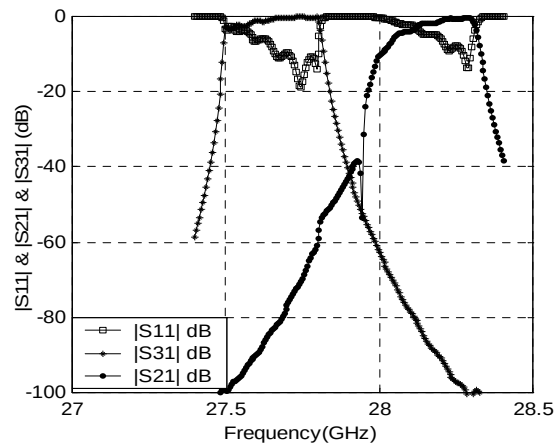
## ۷- ساخت نمونه فیلتر

فیلتر اول داپلکسر در مرکز تحقیقات مخابرات ساخته و اندازه گیری شد. فیلتر و پاسخ آن در شکل ۱۴ آورده شده است.



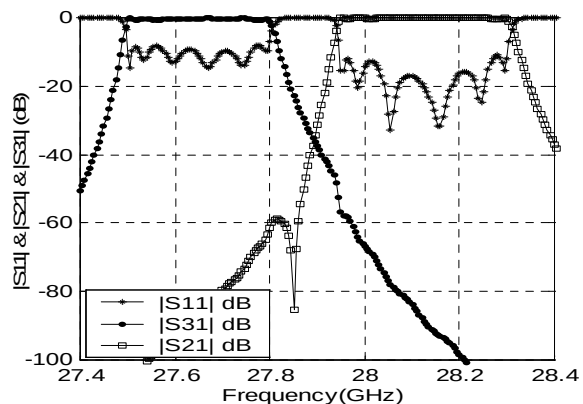
شکل ۱۴ فیلتر ساخته شده و نتایج اندازه گیری

مشخصات فیلتر اول: فیلتر چبی شف مرتبه ۷ با رپیل 0.1dB و فرکانس لبه ای ۲۷/۵ و ۲۷/۸ گیگا هرتز.  
مشخصات فیلتر دوم: فیلتر چبی شف مرتبه ۷ با رپیل 0.1dB و فرکانس لبه ای ۲۷/۹۵ و ۲۸/۳ گیگا هرتز.  
ابتدا فیلترها به روش در مرحله قبلی طراحی می شوند سپس با مقادیر Manifold تحلیل انجام می شود. (شکل ۱۱) همانگونه که انتظار می رفت پاسخ فیلترها به هم ریخته است.



شکل ۱۱ تحلیل داپلکسر با مقادیر اولیه Manifold

در این مرحله ابعاد Manifold در بهینه سازی شرکت داده می شود. پس از بهینه سازی این پارامترها به شکل ۱۲ می رسم همانگونه که از شکل پیدا است، جواب فیلتر دوم چندان جالب توجه نیست؛ در نتیجه مرحله دوم بهینه سازی که شامل بهینه سازی  $w_1$  و  $l_1$  فیلتر ۱ و ۲ است، شروع می شود تا شکل ۱۳ به دست آید.



شکل ۱۲ نتیجه بهینه سازی مرحله اول



## ۸- نتیجه گیری

در این مقاله روش طراحی فیلتر و داپلکسر موج میلیمتری توصیف شده است. از روش تمام موج تطبیق مد برای تحلیل و مدلسازی و از روش الگوریتم ژنتیک برای بهینه سازی استفاده شده است. تطبیق خوب روش طراحی با مقالات، صحت روش را تأیید می کند. همانگونه که از شکل معلوم است، پاسخ فرکانسی فیلتر در عمل با تئوری فاصله دارد که این به علت عدم دسترسی به تجهیزات کافی در ساخت فیلتر بوده است.

## ۹- تشکر و قدردانی

نویسندگان این مقاله از همکاری و راهنماییهای آقای دکتر فرورقی از دانشگاه تربیت مدرس و آقای مهندس رامین خسروی از مرکز تحقیقات مخابرات ایران، کمال سپاس و قدردانی را دارند. فعالیت نویسنده سوم در پروژه شماره ۱۷۲۱ از طرح ماده ۱۰۲، توسط سازمان مدیریت و برنامه ریزی و وزارت ارتباطات و فناوری اطلاعات حمایت شده است.

## ۱۰- منابع

- [1] T.Itoh, Ed., *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter and Millimeter-Wave Passive structures*, NewYork, Wiley 1989; pp 305-320.
- [2] J.Uher, J.Bornemann, and U.Rosenberg, *Wave guide component for Antenna, Feed System: Theoryand CAD*, Norwood, MA: Artech House, 1993, pp. 132-150.
- [3] A.Mediavilla, A.Tazon, J.A.Pereda, M.Lazaro, I.Santamaria, C.Pantanlen, *Neuronal Architecture for waveguiden Inductive Iris Bandpass Filter Optimization, IEEE 2000*, pp 1-5.
- [4] Y.Rahmat-samii, E.Michielsen, "Electromagnetic optimization by Genetic Algorithms", NewYork: John Wiley & Sons, Inc.1999, pp 50-400.
- [5] D.Bunday, E.Arnold, *Basic optimization Methods*, Published London, 1984, pp 10-30.
- [6] G.Tanne, S.Toutain, J.F.Favennec, P.Jarry and C.Boschet, "Optimal design of contiguous-band output multiplexers (COMUX)", *Electronics Letters*, 16<sup>th</sup> September 1993, Vol.29, No.19, pp 1-6.