

تحلیل فیلتر موجبری پنجره ای در صفحه H با روش تطبیق مد

Waveguide H-plane Iris Filter Analysis

Using with Mode Matching Method

سید علی هاشمی - علی بنائی

دانشگاه آزاد اسلامی، شهر مجلسی - دانشگاه صنعتی شریف

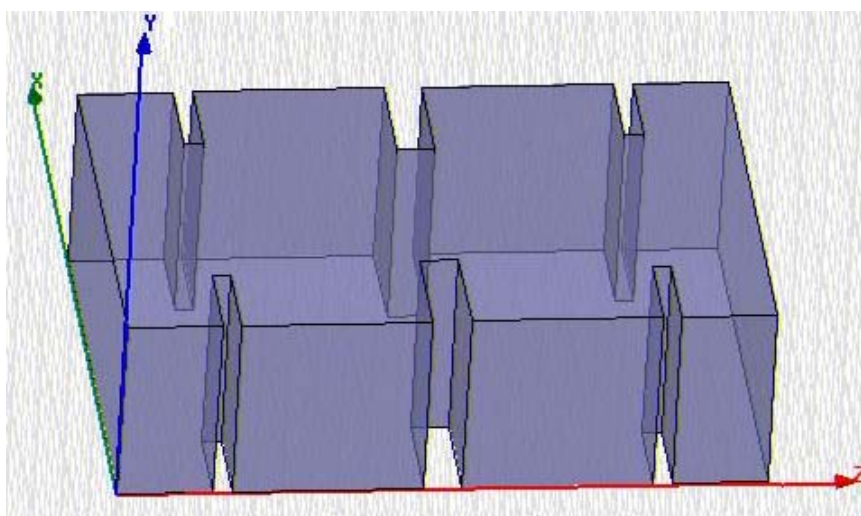
email: ahashemi@iaumajlesi.ac.ir

چکیده - روش تطبیق مد یکی از رایج ترین روشها برای فرمول بندی مسائل مقدار مرزی در الکترومغناطیس است. در این مقاله روش تطبیق مد را برای تحلیل ناپیوستگیهای پنجره ای شکل در موجبر مستطیلی بکار می بریم و با محاسبه پارامترهای ماتریس پراکندگی، مشخصات ایندسته از فیلترهای مایکرو ویو را تعیین می نمائیم. بدین منظور ابتدا پارامترهای S یک پله موجبری محاسبه شده، سپس با استفاده از شیوه زنجیره ای کردن ناپیوستگی ها، پارامترهای S برای یک پنجره تعیین می گردند. با تعمیم این روش می توان پارامترهای S چند پنجره پشت سر هم را محاسبه کرد. به منظور تعیین دقت روش، نتایج حاصله را با نتایج نرم افزار HFSS مقایسه کرده و کاهش دقت نرم افزار HFSS را در محاسبه نتایج هنگامی که دهانه های موجبری به ناپیوستگی نزدیک شوند، نشان می دهیم.

کلمات کلیدی: روش تطبیق مد، موجبر، پنجره¹، ماتریس پراکندگی

۱- مقدمه

موجبرهای مستطیلی با انواع مختلفی از ناپیوستگی ها، بطور گسترده ای در طراحی تجهیزات مایکروویو نظیر مالتی پلکسرها، تقسیم کننده های توان، و فیلترها در سیستمهای مخابراتی مدرن استفاده می شوند. استفاده از پنجره خصوصاً در طراحی و ساخت فیلترهای میانگذر مایکروویو بسیار رایج است (شکل ۱). عملاً در تمام روشهای انتقال الکترومغناطیسی در موجبرهای مستطیلی، از مد غالب TE_{10} استفاده می شود. برای برآورده شدن شرایط مرزی الکترومغناطیسی در یک ناپیوستگی معمولاً به وجود مدهای مرتبه بالاتر نیاز است. اگر ابعاد موجبر طوری باشد که مدهای مرتبه بالاتر در زیر فرکانس قطع قرار گیرند، این مدها به ناحیه نزدیک ناپیوستگی محدود خواهند شد. چون این مدهای موضعی نشانگر انرژی الکتریکی یا مغناطیسی ذخیره شده اند، اثر آنها را میتوان با یک شبکه راکتیو مدل کرد. با تعیین شدن شبکه، می توان از روشهای خط انتقال و مدارهای ac در محاسبه تأثیر ناپیوستگی بر مد انتشاری غالب استفاده کرد. عبارت "تحلیل مدی" برای اولین بار توسط آ. وکسلر [۱] در سال ۱۹۶۷ معرفی شد. در روش تطبیق مد، ساختار مورد نظر به زیرساختهای ساده تری که در آنها مدها شناخته شده اند یا می توانند تعیین شوند، تقسیم می گردند. میدانهای الکتریکی و مغناطیسی مجهول توسط مجموعی از مدهای ویژه با ضرایب مجهول تقریب زده می شوند. این سریها



شکل ۱ - استفاده از پنجره در فیلتر موجبری

شرایط مرزی مسئله را همه جا از جمله در فصل مشترک بین نواحی مجاور ارضا می کنند. ضرایب مجهول بسط از روی شرایط مرزی در فصل مشترکها تعیین می گردند.

هنگامی که MMM را با روش ماتریس پراکندگی تعمیم یافته^۲ (GSM) ترکیب کنیم، به ابزاری قدرتمند برای تحلیل بسیاری از ساختارهای مرکب موجبری تبدیل می شود. در این شیوه، ماتریس پراکندگی تعمیم یافته هرناپیوستگی بطور جداگانه تعیین شده و سپس ماتریس پراکندگی تعمیم یافته کل ساختار محاسبه می شود. مزیت اصلی MMM همراه شده با GSM، توانائی آن در احتساب اثر مدهای مرتبه بالاتر تعاملی بین ناپیوستگی ها می باشد. این توانائی بویژه هنگامی که ناپیوستگی ها در فاصله نزدیکی از هم قرار داشته باشند به قسمی که نتوان از تعامل بین مدهای مرتبه بالاتر صرفنظر کرد، حتی اگر این مدها محو شونده^۳ (غیر انتشاری) باشند، سرنوشت ساز است. در این مقاله روش تطبیق مد را برای تحلیل فیلترهای موجبری با چند پنجره به کار می بریم. فرمول بندی MMM که در بخش بعد ارائه می شود، مبتنی بر ماتریس پراکندگی تعمیم یافته است.

۲- فرمول بندی روش تطبیق مد

۲-۱- تحلیل مدی یک پله صفحه H در موجبر مستطیلی

ساختار پله صفحه H (تغییر در پهنای موجبر) در شکل ۲ (الف) نشان داده شده است. چون هیچ تغییری در جهت y بواسطه این ناپیوستگی معرفی نمی شود، مدهای TE_{nm} با $m \neq 0$ یا هیچیک از مدهای TM تحریک نشده و فقط مدهای TE_{n0} تحریک می گردند. بنابراین میدانهای الکتریکی و مغناطیسی درون دو موجبر را می توان با استفاده از امواج تابشی و بازتابشی، در امتداد محور Z ، نوشت.

² - Generalized Scattering Matrix

³ - Evanescent

$$E_a = \sum_n (A_n^+ e^{-\gamma_{a,n} z} + A_n^- e^{+\gamma_{a,n} z}) \varphi_{a,n}, \quad H_a = \sum_n -Y_{a,n} (A_n^+ e^{-\gamma_{a,n} z} - A_n^- e^{+\gamma_{a,n} z}) \varphi_{a,n} \quad (1)$$

$$E_b = \sum_n (B_n^+ e^{-\gamma_{b,n} z} + B_n^- e^{+\gamma_{b,n} z}) \varphi_{b,n}, \quad H_b = \sum_n -Y_{b,n} (B_n^+ e^{-\gamma_{b,n} z} - B_n^- e^{+\gamma_{b,n} z}) \varphi_{b,n} \quad (2)$$

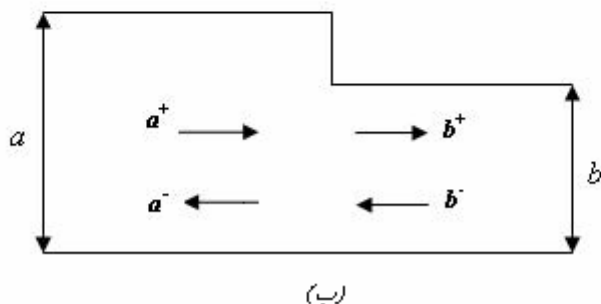
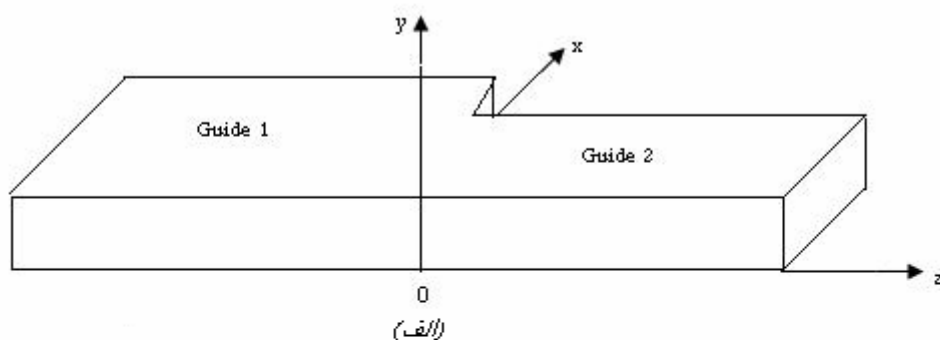
که در آنها اندیسهای a و b اشاره به پهنای موجبرهای ۱ و ۲ دارد. γ_n ثابت انتشار مد n -ام، Y_n ادmittانس موج در مد

n -ام، و φ_n تابع ویژه نرمالیزه مد n -ام بوده و به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\gamma_{a,n} = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - k_0^2}, \quad \gamma_{b,n} = \sqrt{\left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 - k_0^2} \quad (3)$$

$$Y_{a,n} = \frac{\gamma_{a,n}}{k_0 Z_0}, \quad Y_{b,n} = \frac{\gamma_{b,n}}{k_0 Z_0} \quad (4)$$

$$\varphi_{a,n} = \sqrt{\frac{2}{a}} \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right), \quad \varphi_{b,n} = \sqrt{\frac{2}{b}} \sin\left(\frac{n\pi}{b} x\right) \quad (5)$$



شکل ۲- (الف) ساختار یک پله صفحه H در موجبر مستطیلی

(ب) امواج تابشی و بازتابشی در دو طرف پله

که در آنها $Z_0=377 \Omega$ امپدانس ذاتی و $k_0 = \omega\sqrt{\mu\epsilon}$ عدد موج فضای آزاد می باشد.

برای بدست آوردن ماتریس پراکندگی، شرایط مرزی الکترومغناطیسی را در $z=0$ اعمال کرده و معادلات را در شکل

ماتریسی می نویسیم. با اندکی عملیات ریاضی بدست می آوریم که:

$$\mathbf{a}^+ + \mathbf{a}^- = \mathbf{H}(\mathbf{b}^+ + \mathbf{b}^-) \quad (6)$$

$$\mathbf{H}^t(\mathbf{a}^+ + \mathbf{a}^-) = \mathbf{b}^+ + \mathbf{b}^- \quad (7)$$

$$\mathbf{Z}_b \mathbf{H}^t \mathbf{Y}_a (\mathbf{a}^+ - \mathbf{a}^-) = (\mathbf{b}^+ - \mathbf{b}^-) \quad (8)$$

در روابط فوق \mathbf{a} و \mathbf{b} بردارهای دامنه امواج تابش و بازتابش در محل ناپیوستگی می باشند.

$$\mathbf{a}^+ = \begin{pmatrix} A_1^+ \\ A_2^+ \\ \vdots \\ A_M^+ \end{pmatrix}; \quad \mathbf{a}^- = \begin{pmatrix} A_1^- \\ A_2^- \\ \vdots \\ A_M^- \end{pmatrix}; \quad \mathbf{b}^+ = \begin{pmatrix} B_1^+ \\ B_2^+ \\ \vdots \\ B_N^+ \end{pmatrix}; \quad \mathbf{b}^- = \begin{pmatrix} B_1^- \\ B_2^- \\ \vdots \\ B_N^- \end{pmatrix} \quad (9)$$

\mathbf{H} ماتریس کوپلاژ بوده و درایه های آن توسط رابطه انتگرالی زیر تعیین می شود.

$$H_{mn} = \int_0^b \varphi_{a,m}(x) \varphi_{b,n}(x) dx \quad (10)$$

\mathbf{Z}_b و \mathbf{Y}_a ماتریس های قطری متشکل از ادمیتانس و امپدانس های موج مدهای مختلف در موجبرهای ۱ و ۲ می باشند.

$$\mathbf{Y}_a = \text{diag}(Y_{a1}, Y_{a2}, \dots, Y_{aM}) \quad (11)$$

$$\mathbf{Z}_b = \text{diag}(Z_{b1}, Z_{b2}, \dots, Z_{bN}) \quad (12)$$

M و N تعداد مد انتخابی درون موجبرهای ۱ و ۲ است که نسبت آنها برای داشتن یک همگرایی سریع برابر با نسبت پهنای

دو موجبر انتخاب می گردد [۲]. یعنی:

$$\frac{M}{N} = \frac{a}{b} \quad (13)$$

ماتریس پراکندگی تعمیم یافته به صورت کلی زیر تعریف می شود:

$$S = \begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} \quad (14)$$

با استفاده از معادلات (۶)-(۸) زیر ماتریس های S ناپیوستگی پله ای به صورت زیر تعیین می گردند:

$$\begin{aligned} S_{22} &= (\mathbf{I} + \mathbf{Z}_b \mathbf{H}' \mathbf{Y}_a \mathbf{H})^{-1} (\mathbf{I} - \mathbf{Z}_b \mathbf{H}' \mathbf{Y}_a \mathbf{H}) \\ S_{21} &= 2(\mathbf{I} + \mathbf{Z}_b \mathbf{H}' \mathbf{Y}_a \mathbf{H})^{-1} \mathbf{Z}_b \mathbf{H}' \mathbf{Y}_a \\ S_{12} &= S_{22} + \mathbf{I} \\ S_{11} &= \mathbf{H} S_{21} - \mathbf{I} \end{aligned} \quad (15)$$

که در آنها I ماتریس واحد است. لازم به ذکر است که معادلات دیگری نیز برای تعیین پارامترهای GSM وجود دارند [۳].

۲-۲- ماتریس پراکندگی یک پنجره در موجبر مستطیلی

شکل ۳- الف ناپیوستگی پنجره ای درون موجبر مستطیلی را نمایش می دهد. با استفاده از تکنیک زنجیره ای^۴

این ساختار را به ساختارهای پله ای پشت سر هم تجزیه می کنیم این ساختار معادل در شکل ۳- ب نمایش داده شده

است. دستگاه معادله تعیین کننده پارامترهای GSM به صورت زیر می باشد:

$$\begin{cases} a^- = S_{11}a^+ + S_{12}d^- \\ d^+ = S_{21}a^+ + S_{22}d^- \end{cases} \quad (16)$$

با استفاده از ساختار معادل نمایش داده شده در شکل ۳- ب، پارامترهای GSM کل ساختار از روی پارامترهای GSM

پله های چپ و راست تعیین می گردند.

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= S_{11}^{(L)} + S_{12}^{(L)} \mathbf{G} \mathbf{T} S_{11}^{(R)} \mathbf{T} S_{21}^{(L)} \\
 S_{12} &= S_{12}^{(L)} \mathbf{G} \mathbf{T} S_{12}^{(R)} \\
 S_{21} &= S_{21}^{(R)} \mathbf{T} \mathbf{F} S_{21}^{(L)} \\
 S_{22} &= S_{22}^{(R)} + S_{21}^{(R)} \mathbf{T} \mathbf{F} S_{22}^{(L)} \mathbf{T} S_{12}^{(R)}
 \end{aligned}
 \tag{۱۷}$$

که در آنها بالا نویس های (L) و (R) اشاره به ناپیوستگی های (پله های) چپ و راست دارند. \mathbf{T} یک ماتریس قطری با

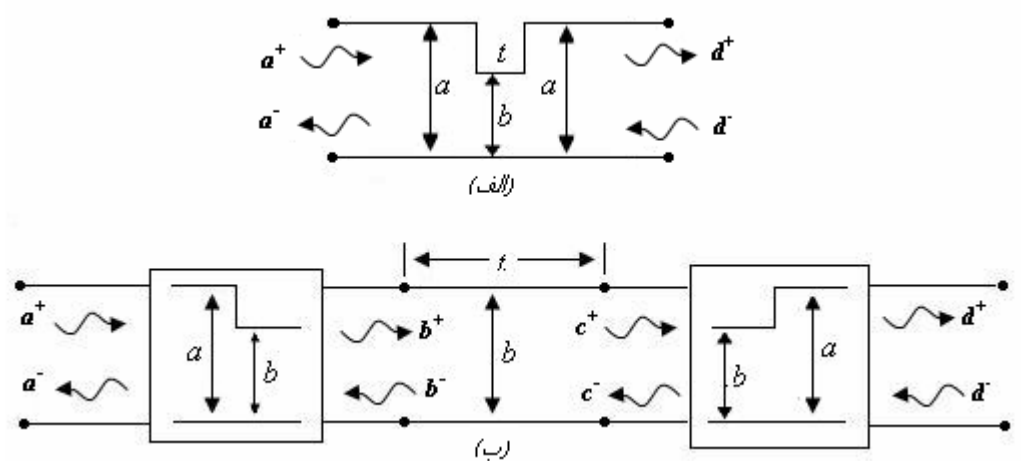
درایه های قطری $T_{nn} = e^{-\gamma_{b,n} t}$ بوده و ماتریس های کمکی \mathbf{G} و \mathbf{T} به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{G} &= (\mathbf{I} - \mathbf{T} S_{11}^{(R)} \mathbf{T} S_{22}^{(L)})^{-1} \\
 \mathbf{F} &= (\mathbf{I} - S_{22}^{(L)} \mathbf{T} S_{11}^{(R)} \mathbf{T})^{-1}
 \end{aligned}
 \tag{۱۷}$$

لازم به ذکر است که روابط فوق کلیت داشته و برای تمامی ناپیوستگی های صفحه H می توان از آنها استفاده کرد.

با همین روش می توان GSM ساختارهایی با چند پنجره پشت سر هم را محاسبه کرده و مشخصات فیلترهای پنجره ای

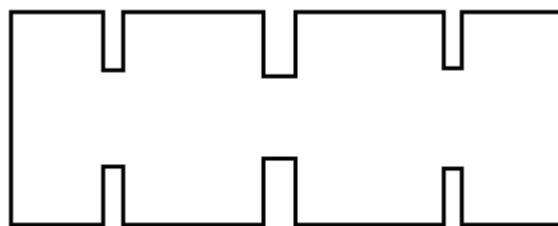
را تعیین نمود.



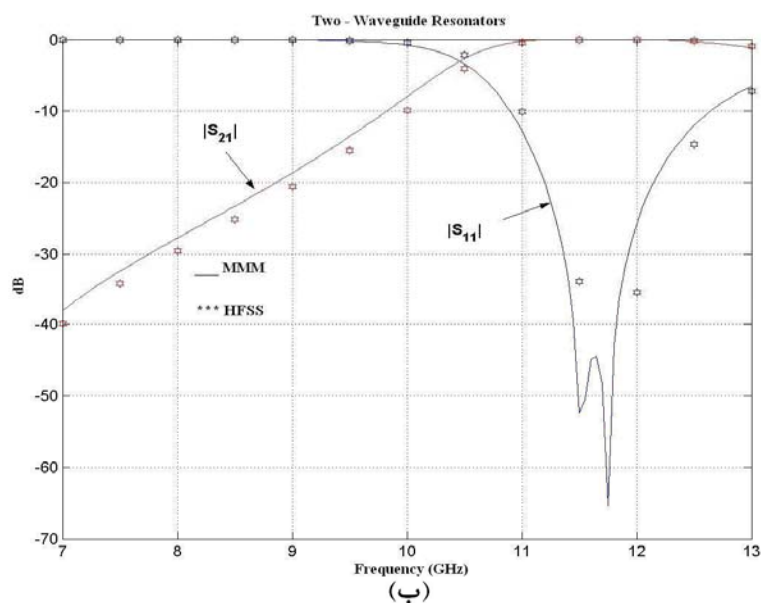
شکل ۳- (الف) ساختار پنجره درون موجبر مستطیلی
(ب) ساختار معادل با استفاده از تکنیک زنجیره ای

۳- نتایج عددی

برای نشان دادن اعتبار و دقت روش تطبیق مد، دو مثال عددی که پارامترهای S آنها با نرم افزار HFSS نیز بدست آمده، تشریح می گردند. موجبر بکار رفته در این مثالها WR90 با ابعاد دهانه ای 22.86×10.2 (mm²) بوده که قابل استفاده در باند X می باشد. شکل ۴ (الف) ساختار یک فیلتر سه پنجره ای متقارن را نشان می دهد. پنجره میانی دارای ضخامت 2mm و دهانه 12.86mm بوده و پنجره های کناری دارای ضخامت 1mm و دهانه 10.86mm هستند. فاصله بین پنجره ها 10mm بوده و دهانه های موجبری در فاصله 5mm از ناپیوستگی قرار دارند. در شکل ۴(ب) پارامترهای S فیلتر برحسب dB ترسیم شده اند. همانگونه که دیده می شود نتایج حاصل از دو روش تطابق خوبی دارند.

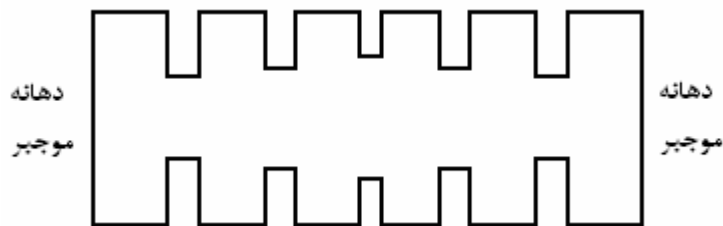


(الف)

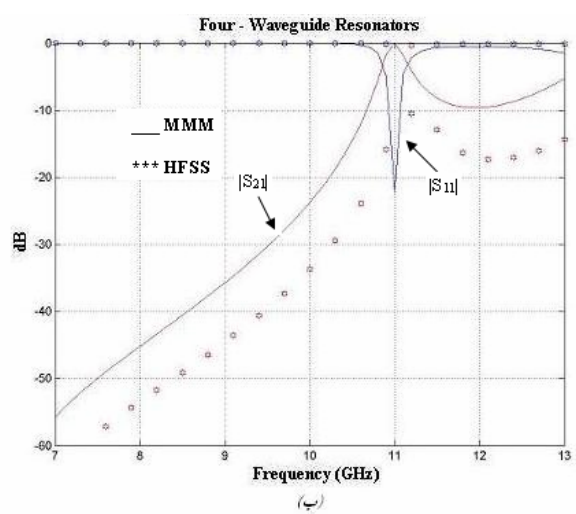
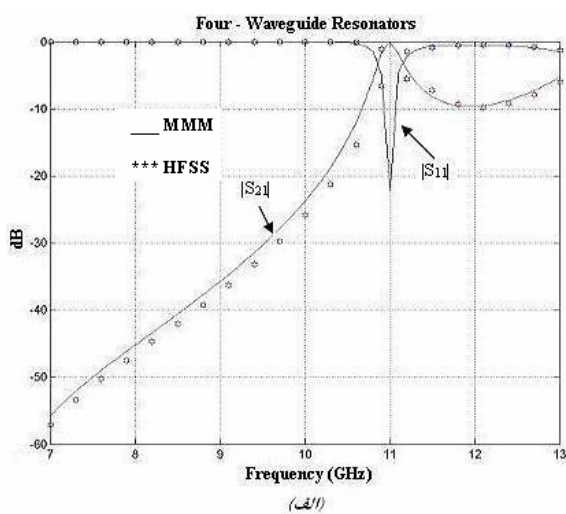


شکل ۴- (الف) ساختار فیلتر سه پنجره ای باند وسیع
(ب) طیف فرکانسی پارامترهای پراکندگی

شکل ۵ ساختار یک فیلتر باند باریک پنج پنجره ای متقارن را نشان می دهد. پنجره میانی دارای ضخامت 1mm و دهانه 14.86 mm بوده و پنجره های کناری دارای ضخامت 2 mm و دهانه های بترتیب 10.86 و 12.86 میلیمتر می باشند. فاصله بین پنجره ها 5mm است. پارامترهای S این ساختار در دو حالت تعیین گردیده و با نتایج حاصل از نرم افزار HFSS مقایسه شده اند. شکل ۶ (الف) حالتی را نشان می دهد که دهانه های ورودی و خروجی موجبر در فاصله نسبتاً زیاد (10 mm) از ناپیوستگیهای پنجره ای قرار دارند. همانگونه که مشاهده می شود تطابق خوبی بین نتایج حاصل از MMM و نرم افزار HFSS وجود دارد. اما هنگامی که دهانه های موجبر به ناپیوستگی نزدیک شوند، شکل ۶ (ب)، دقت نتایج حاصل از نرم افزار HFSS کاهش می یابند، در صورتی که این مسئله تأثیری روی دقت روش تطبیق مد ندارد.



شکل ۵- ساختار فیلتر پنج پنجره ای باند باریک



شکل ۶- پارامترهای S فیلتر شکل ۵ (الف) دهانه های موجبری در فاصله 10mm از ناپیوستگی می باشند (ب) دهانه های موجبری در فاصله 1mm از ناپیوستگی می باشند

۴- نتیجه گیری

یک روش تئوری میدانی موثر برای تحلیل مدی ناپیوستگی های پنجره ای در موجبر مستطیلی معرفی شد. چنین پنجره هائی نقش مهمی در طراحی فیلترهای مخابراتی میکرو ویو بازی می کنند. اعتبار و دقت روش با نتایج بدست آمده توسط نرم افزار HFSS اثبات شد. هنگامی که دهانه های ورودی و خروجی موجبر در نزدیکی ناپیوستگی قرار گیرند، دقت نتایج نرم افزار HFSS کاهش یافته و قابل اطمینان نمی باشند. اما این مسئله تأثیری در نتایج MMM ندارد و این از مزایای MMM است.

مراجع

- [1] A. Wexler, "Solution of waveguide discontinuities by modal analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-15, no. 5, pp. 508-517, 1967.
- [2] M. Leroy, "On the convergence of numerical results in modal analysis," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-31, pp. 655-659, July 1983.
- [3] T. Itoh, Ed., *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*. New York: Wiley, 1989.