تحلیل و تعیین مدار معادل پرة صفحة E در موجبر مستطیلی

همایون عریضی — استاد گروه برق، دانشگاه علم و صنعت ایران
توکل پاکیزه — کارشناس ارشد مخابرات، دانشگاه علم و صنعت ایران

چکیده

ناپیوستگیها برای ایجاد توابع امپدانسی و انتقالی مشخص در ابزارهای میکروویوی بهکار برده می‌شوند. انواع فیلترها، تغییر دهندههای فاز، میکسرها و نوسانسازهای فرکانس بالا هر کدام از نوعی از ناپیوستگیها بهره می‌گیرند. در این مقاله روش کمترین مربعات ماندة مرز بهعنوان یک روش مؤثر در تحلیل ساختارهایی که دارای غشای طولی نازک، ضخیم، و ناپیوستگی در صفحة E موجبر هستند، ارائه می‌گردد. شرایط مرزی برای میدانهای الکتریکی و مغناطیسی مماسی بههمراه یک ضریب هموزنی برای ساخت تابع خطا بهکار می‌رود. نتیجة کاربردی تحلیل مسئله، تعیین یک مدار معادل برای توصیف ناپیوستگی می‌باشد که می‌توان از آن در طراحی فیلترهای میانگذر استفاده کرد. نتایج عددی بهدست آمده از این روش با نتایج حاصله از روشهای دیگری که گزارش شدهاند، مقایسه می‌گردد.

کلمات کلیدی: ناپیوستگی، پرة صفحة E، روش کمترین مربعات ماندة مرز، تطبیق مود، بسط مودی، فیلتر موجبری.

Analysis and Determination of Equivalent circuit of E-plane Metallic Strip in Rectangular Waveguides

H. Oraizi — Faculty of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Narmak, Tehran, Iran
T. Pakizeh — Faculty of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology, Narmak, Tehran, Iran

Abstract

Discontinuities are used to produce impedance and transfer functions in microwave devices. Various types of filters, phase shifters, mixers and high frequency oscillators may employ some kind of discontinuity. The longitudinal E-plane metallic strip is the main part of pure metal insert (PMI) and fin-line filters. In this paper, the least squares boundary residual method (LSBRM) is employed as an effective procedure for the analysis of longitudinal E-plane thick and thin metallic strips inside waveguides. The fields inside every section of the waveguide are expanded in terms of modal functions. Then, the boundary conditions on the tangential electric and magnetic fields over the waveguide interfaces (together with a weighting factor) are used to construct an error function. The minimization of the error function determines the amplitude of the excited modes and finally the equivalent circuit of the metallic strip. The numerical results obtained by the computer simulation agree very well with those derived by other methods, in cases available in the literature. The present method is effectively employed for the design of microwave band pass filters.

Key words: Discontinuity, E-plane fin, LSBRM, Mode matching, Modal expansion, Waveguide filter.

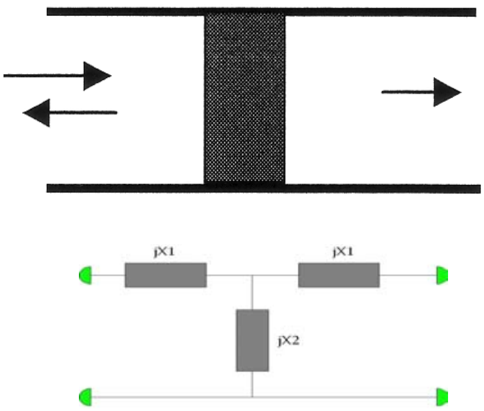
۱- مقدمه

یکی از عناصر کلیدی برای قطعات غیر فعال صفحه E، نوار (یا پره) صفحه E می‌باشد. یک روش جالب برای طراحی فیلترهای میانگذر صفحه E در [۱] گزارش شده است. ساختارهای صفحه E از قبیل پرهٔ صفحه E، خطوط پرهای و موجبرهای ناهمگن از مواردی هستند که اخیراً کاربردهای زیادی در مدارهای فعال و غیر فعال باند میکروویو و بهویژه امواج میلیمتری پیدا کردهاند [۱و۲]. در دهة گذشته قطعات فعال و غیرفعال متنوعی با استفاده از روش صفحه E، توسعه یافته و ساخته شدهاند [۳، ۴ و ۱۱]. بهطور کلی در ساختارهای صفحه E دو گونه مسئله مطرح می‌شود؛ اول اینکه ساختارهای موردنظر تنها شامل یک نوار فلزی در صفحه E موجبر (بهصورت طولی) هستند و دوم اینکه یک زیر ساخت دی الکتریکی در زیر نوار فلزی و در صفحه E قرار می‌گیرد.

ناپیوستگی پرهٔ صفحه E که به نوار سلفی نیز معروف است، قبلاً با روشهای مختلفی تحلیل شده است. بیشتر این روشها حالت تحلیلی دارند. از این روشها می‌توان بهروش بسط وردشی [۵]، روش بسط وردشی رایلی - ریتز [۱]، روش حوزة فرکانس، روش وینر- هاف [۶ و ۹] و موارد دیگر اشاره کرد. در اغلب موارد این روشها دارای فرمولبندی پیچیده بوده و حل آنها مشکل است. شرط باریک بودن نوار فلزی در روش بسط وردشی [۵] و نبود حالتی که ارتفاع نوار فلزی در حدود اندازة ارتفاع موجبر باشد (در روش حوزة فرکانس [۶])، از عیوب روشهای ذکر شده می‌باشند.

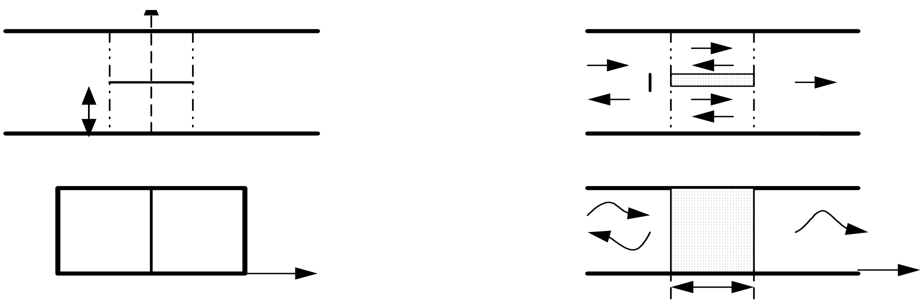
در روش ارائه شده در این مقاله و بهطور کلی در روش تطبیق مودی، این اشکالات وجود ندارد و بهجز آن شرایطی که به توانایی ایجاد تطبیق مود در ساختار مسئله برمی‌گردد، شرط خاصـی نیز بـر روی آن حاکم نمی‌باشد. در این حالت تقسیم ساختار به چندین موجبر شناخته شده (از نظر توابع و مقادیر ویژه) یکی از مهمترین قسمتهای حل مسئله خواهد بود. روش کمترین مربعات ماندة مرز از وجه نظر مفهومی بسیار ساده و از نظر ریاضی و پیادهسازی آن با توجه به اینکه از روش تطبیق مودی بهره مـی‌گیرد، نیز پیچیدگی خاصـی نـدارد [۷، ۸ و ۹].

شکل (۱) ساختار و مدار معادل الکتریکی یک ناپیوستگی ایجاد شده در صفحه E در داخل موجبر مستطیلی را نشان می‌دهد.



شکل ۱- ساختار ناپیوستگی و مدار معادل الکتریکی آن

این ناپیوستگی با قرار دادن یک نوار فلزی در صفحه E ایجاد مـی‌گردد. در این مقاله فرض بر این است که نوار فلزی در شکل (۱) از جنس هادی کامل و ضخامت پرهٔ فلزی ناچیز و قابل صرفنظر است. شکل (۲) هندسة مربوط به یک پرهٔ فلزی نازک و ضخیم را نشان می‌دهد؛ در این حالت ضخیم، پرهٔ فلزی دارای ضخامت t است.



شکل ۲- ساختار هندسی پرهٔ فلزی نازک و ضخیم

در هر دو صورت، ساختار را می‌توان به چهار موجبر مستطیلی تقسیم کرد. هر کدام از موجبرها شامل توابع و مقادیر ویژهٔ خاص خود هستند. حل معادلهٔ موج هلمهولتز توابع و مقادیر ویژه را برای هر ناحیه مشخص می‌کند.

تابع خطایی که از تطبیق میدانهای مماسی در روش کمترین مربعات ماندهٔ مرز بهدست می‌آید، دارای پارامتری به نام α است؛ این پارامتر برای هم وزن کردن جملهٔ خطای مربوط به تطبیق میدانهای مغناطیسی مماسی با جملهٔ خطای مربوط به تطبیق میدانهای الکتریکی مماسی بهکار برده می‌شود. کمیت $\sqrt{\alpha}$ از جنس امپدانس است و تحلیل مسئله حساسیت ویژهای بـهمقدار آن دارد. مقادیر مختلف α باعث ایجاد حالتهای مختلف در تطبیق میدانها بر روی سطوح مرزی خواهد شد. مقدار مناسب برای α را می‌توان از بررسی عدد وضعیت، اصل بقای توان و یا اصل بقای واکنش تعیین کرد [۷، ۸ و ۱۰].

این مقاله شامل شش بخش اصلی است که فرمولبندی مسئله در قسمت ۲ و تطبیق مودی و تشکیل معادلات با استفاده از تطبیق میدانهای مماسی در قسمت ۳ آورده شدهاند. در قسمت ۴ شکل ماتریسی معادلات گنجانده شده است؛ در بخشهای ۵ و ۶ نیز به ترتیب نحوهٔ حل مسئله و نتایج عددی حاصله از شبیهسازی با استفاده از نرمافزار MATLAB و همچنین مقایسه با نتایج موجود در مراجع ارائه شده است.

۲- نظریه و فرمولبندی مسئله

میدانهای E و H را مـی‌توان از بسط تابع امواج در معادلـهٔ (۱) بهدست آورد:

$$\nabla^2\Phi^h + k^2\Phi^h = 0 \qquad (۱)$$

که $k=\sqrt{-\hat{z}\hat{y}}$ عدد موج محیط است و $\hat{z}=j\omega\mu$ و $\hat{y}=j\omega\varepsilon$.

Φ^h تابع موج مربوط به مود TE^z (نسبت به محور z) است که وابسته به هندسهٔ مسئله است و با حل آن تحت شرایط مرزی تمامی مؤلفه میدانهای الکتریکی و مغناطیسی با استفاده از روابط (۲) و (۳) مشخص می‌گردد [۹].

$$\overline{F}=\hat{u}_z\Phi^h \quad , \quad \overline{A}=0 \qquad (۲)$$

$$\overline{E}=-\nabla\times\overline{F} \quad , \quad \overline{H}=-\hat{y}\overline{F}+\frac{1}{\hat{z}}\nabla(\nabla.\overline{F}) \qquad (۳)$$

که $\overline{F}$ و $\overline{A}$ بهترتیب پتانسیلهای برداری الکتریکی و مغناطیسی هستند.

برای مودهای TM^z روابطی شبیه (در حالت دوگانی) روابط مربوط به مودهای TE^z خواهیم داشت. در مودهای TM^z بردار $\overline{F}$ صفر بوده و $\overline{A}=\hat{u}_z\Phi^e$ می‌باشد. در ادامه ما می‌خواهیم توابع موج را در نواحی مختلف به دست آورده و از آنها برای بسط میدانهای E و H بهره بگیریم.

با توجه به اینکه موجبر از نوع مستطیلی است، مود غالب ساختار، مود TE_{10}^z خواهد بود. میدانهای الکتریکی و مغناطیسی عرضی تابشی به عنوان تحریک بهصورت معادله زیر است:

$$E_y^{(i)}=\sin(\frac{\pi}{a}x)e^{-j\beta_{10}z} \qquad (۴)$$

$$H_x^{(i)}=\frac{-\beta_{10}}{\omega\mu}\sin(\frac{\pi}{a}x)e^{-j\beta_{10}z} \qquad (۵)$$

که $\beta_{10}^2=k^2-(\pi/a)^2$

معمولاً میدان الکتریکی را مبنا فرض می‌کنیم و بههمین علت دامنه میدان الکتریکی تابشی بهصورت نرمالیزه و برابر واحد در نظر گرفته شده است.

ناحیهٔ I

در ناحیهٔ I امواج بهصورت رفت و برگشت وجود دارد. با در نظر گرفتن شرایط مرزی زیر:

$$E_y\Big|_{x=0,a}=0 \quad , \quad E_x\Big|_{y=0,b}=0 \qquad (۶)$$

و معادلات (۳) و (۴) برای مود TE^z تابع موج به صورت زیر انتخاب می‌شود:

$$\Phi^{Ih}_{\mathrm{Im}\,n} = A^{-}_{1\,\mathrm{Im}\,n}\cos(\alpha_n y).\cos(k^{I}_{mx}x).e^{j\beta mn\left(z+\frac{w}{2}\right)} \quad (۷)$$

که با قرار دادن معادلهٔ (۷) در معادلهٔ (۵) می‌توان میدانهای عرضی را در ناحیهٔ I مشخص کرد.

$$E^{I}_{y} = \frac{\partial}{\partial x}\Phi^{Ih} \quad (۸)$$

$$H^{I}_{x} = \frac{1}{\hat{z}_1}\frac{\partial}{\partial z}E^{I}_{y} \quad (۹)$$

در اینجا $K^{I}_{mx} = \dfrac{m\pi}{a}$ و $\alpha_n = \dfrac{n\pi}{b}$ در ناحیهٔ I می‌باشند. بهمین ترتیب برای مود TM^{z} میدانها را مـی‌توان از تابع موج رابطهٔ (۱۰) بهدست آورد.

$$\Phi^{Ie}_{mn} = (A^{-}_{1mn})'\sin(K^{1}_{mx}x).\sin(\alpha_n y).e^{j\beta mn\left(Z+\frac{W}{2}\right)} \quad (۱۰)$$

ناحیهٔ II

در این ناحیه امواج رفت و برگشت وجود دارد. مشابه حالت قبلی تابع موج را بهصورت معادلهٔ (۷) برای مود TE^{z} اختیار می‌کنیم.

$$\Phi^{IIh}_{pq} = \cos(K^{II}_{px}x).\cos(\alpha_q y)\left\lfloor B^{-}_{1pq}e^{j\beta^{II}_{pq}z} + B^{+}_{1pq}e^{-j\beta^{II}_{pq}z}\right\rfloor \quad (۱۱)$$

که $k^{II}_{px} = \dfrac{p\pi}{x_1}$، $\alpha_q = \dfrac{q\pi}{b}$ می‌باشند و میدانهای الکتریکی و مغناطیسی با استفاده از معادلات (۸) و (۹) بهدست می‌آیند. بهمین طریق میدانهای مود TM^{z} را نیز می‌توان بسط داد.

ناحیهٔ III

در این ناحیه نیز امواج رفت و برگشت وجود دارد. با توجه به شکل (۱) می‌توان تابع موج TE^{z} زیر را برای این ناحیه انتخاب کرد:

$$\Phi^{IIIh}_{rs} = \cos(k^{III}_{rx}(x-x_1)).\cos(\alpha_s y).\left\lfloor C^{-}_{1rs}e^{j\beta^{III}_{rs}z} + C^{+}_{1rs}e^{-j\beta^{III}_{rs}z}\right\rfloor \quad (۱۲)$$

برای مود TM^{z} نیز مشابه روش فوق عمل می‌کنیم.

ناحیه IV

در این ناحیه تنها مود رونده در جهت z مثبت موجود دارد، زیرا موجبر تطبیق شده است.

$$\Phi^{IVh}_{tv} = D^{+}_{1tv}\cos(\alpha_v y).\cos(K^{IV}_{tx}x).e^{-j\beta^{IV}_{tv}\left(z-\frac{w}{2}\right)} \quad (۱۳)$$

که $K^{IV}_{tx} = \dfrac{t\pi}{a}$. در تمامی نواحی، رابطه (۱۴)، با در نظر گرفتن زیر نویسها و بالا نویسها صادق است.

$$(\alpha^{u}_{L2})^2 + (\beta^{u}_{L1L2})^2 = K^2 - (K^{u}_{L1x})^2 \quad (۱۴)$$

که $K = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$ و

$$u = I, II, III, IV$$
$$L_1 = m, p, r, t \quad , \quad L_2 = n, q, s, v$$

از آنجائیکه ناپیوستگی در جهت y یکنواخت است، میدان در جهت y تغییراتی ندارد؛ به عبارت دیگر اگر موج تابشی از طرف منبع، مود غالب TE^{z}_{10} باشد، آنگاه تنها مودهای TE^{z}_{m0} تحریک خواهند شد [۵، ۶ و ۹].

۳- تطبیق مودی و تشکیل معادلات

استفاده از شرایط مرزی در ساختارهایی که شامل ناپیوستگی هستند، برای اعمال روش تطبیق مودی لازم است. پیوستگی مؤلفههای مماسی E_y و H_x در سطوح مقطع $Z = -W/2$ و $W/2$ بهصورت زیر است:

$$\left(\sum_{m} E_y^{I} + E_y^{(i)}\right)\Bigg|_{Z=w/2} = \left(\sum_{t} E_y^{II}\right)\Bigg|_{Z=-w/2} \qquad (۱۵)$$

$$\left(\sum_{m} H_x^{I} + H_x^{(i)}\right)\Bigg|_{Z=-w/2} = \left(\sum_{t} E_x^{II}\right)\Bigg|_{Z=-w/2} \qquad (۱۶)$$

که در ناحیه $0 \le x \le x_1$ و $0 \le y \le b$، برای $(S1)$ و نیز در ناحیة $x_1 \le x \le a$ و $0 \le y \le b$، برای $(S2)$ صادقند.

معادلات (۱۷) و(۱۸) در ناحیة $0 \le x \le x_1$ و $0 \le y \le b$، برای $S3$ و در ناحیة $x_1 \le x \le a$ و $0 \le y \le b$، برای $S4$ با ارزش هستند.

$$\left(\sum_{P} E_y^{II}\right)\Bigg|_{Z=w/2} = \left(\sum_{t} E_y^{IV}\right)\Bigg|_{Z=w/2} \qquad (۱۷)$$

$$\left(\sum_{P} H_y^{II}\right)\Bigg|_{Z=w/2} = \left(\sum_{t} H_y^{IV}\right)\Bigg|_{Z=w/2} \qquad (۱۸)$$

پس مسئله دارای چهار سطح مرزی است که در کل، هشت معادله بهصورت سریهای نامتناهی را ایجاد می‌کنند [۸]. برای پرة فلزی ضخیم دو معادلة (۱۹) و (۲۰) به معادلات (۱۵) تا (۱۸) اضافه می‌گردد، این معادلات (۱۹) و (۲۰) در بازة $c \le x \le c+t$ و $0 \le y \le b$ با ارزش هستند.

$$\left(\sum_{In} E_y^{I} + E_y^{(i)}\right)\Bigg|_{Z=-w/2} = 0 \qquad (۱۹)$$

$$\left(\sum_{n} E_y^{IV}\right)\Bigg|_{Z=w/2} = 0 \qquad (۲۰)$$

۴- فرم ماتریسی معادلات

شرایط مرزی سابقالذکر در معادلات (۱۵) تا (۲۰) را بهصورت یک معادلة خطی ماتریسی می‌نویسیم.

$$L\overline{V} = \overline{F} \qquad (۲۱)$$

که در آن $\overline{V}$ بردار ضریب مودهای مجهول است.

$$\overline{V} = [A_m^-,\ B_p^+,\ B_p^-,\ C_q^+,\ C_q^-,\ D_n^+]^T \qquad (۲۲)$$

که T، ترانهاده است و برای سادگی زیرنویس ضرایب مودی تغییر داده شده‌اند. بردار $\overline{F}$ نیز بردار تحریک (یا تابع منبع) مربوط به مود تحریک می‌باشد و L نیز ماتریسی است که درایه‌هایش از تابع مودها در شرایط مرزی مشخص می‌شود.

$$\begin{bmatrix} L_{1.1} & . & L_{1.6} \\ . & . & . \\ . & . & . \\ L_{8.1} & . & L_{8.6} \end{bmatrix}_{8\times 6[\,]} \cdot \begin{bmatrix} . \\ . \\ . \end{bmatrix}_{6[\,]\times 1} = \begin{bmatrix} . \\ . \\ . \end{bmatrix}_{8\times 1} \qquad (۲۳)$$

بدیهی است که مجموعه‌های موجود در معادلات باید بریده شوند. نحوة انتخاب کران بالای مجموعه‌ها بهساختار مسئله و دقت مورد نیاز بستگی خواهد داشت. اگر این کرانها بهترتیب N,Q,P,M برای نواحی IV,III,II,I انتخاب گردند، آنگاه بعد ماتریس L، $(8)\times(M+2P+2Q+N)$ خواهد شد.

۵- حل بهروش عددی کمترین مربعات ماندة مرز (LSBRM)

از رابطة (۲۱) و تعریف ضرب داخلی بهصورت معادلة (۲۵) می‌توان تابع خطای ε را بهصورت زیر تعریف کرد:

$$\overline{u} = L\overline{V} - \overline{F} \qquad (۲۴)$$

$$<\overline{u}^*, \overline{u}> = \int_{B.S.} \overline{u}^* . \overline{u}\ ds \qquad (۲۵)$$

$$\varepsilon = <(L\overline{V} - \overline{F})^*, (L\overline{V} - \overline{F})> \qquad (۲۶)$$

با صفر قرار دادن مشتق ε نسبت به بردار ضرایب $\overline{V}$ (یا $\overline{V}^*$) می‌توان محل کمینة تابع خطا را به صورت (۲۷) بهدست آورد.

$$\overline{V}_{\min} = <L^*, L>^{-1} . <L^*, \overline{F}> \qquad (۲۷)$$

با در دست داشتن ماتریس L و بردار $\overline{F}$ می‌توان عناصر ماتریسهای $<L^*, L>$ و $<L^*, \overline{F}>$ را محاسبه کرد [۷، ۸]. ماتریس دارای تقارن هرمیتی است و می‌توان از این خاصیت در تشکیل ماتریس مذکور استفاده کرد. پراکندگی مقادیر ویژة این ماتریس بر عمل معکوسگیری‌اش و در نتیجه جواب مسئله تأثیر می‌گذارد. عناصر قطری ماتریس در تعیین عملکرد روش و دقت آن نقش مهمی را بازی می‌کنند. در انجام ضرب داخلی، انتگرالگیری با توجه بهسطح مرزی که معادلات در آن صادق هستند، صورت می‌گیرد (لازم به ذکر است که هر کدام از سطرهای ماتریس L در یک سطح مرزی (S_i) صادق هستند) [۷]. در محاسبة $<L^*, L>, <L^*, \overline{F}>$ با

انتگرالهای متنوعی برخورد می‌کنیم که بهطور نمونه موارد زیر (برای پرة فلزی نازک) از آن جملهاند:

$$< L^*, L >_{1,1} = \left(1 + \frac{\alpha}{Z^*_{1r} Z_{1m}}\right) \cdot \left[\iint_{S=S1+S2} \Phi_r^{I^*}(x,y).\Phi_m^{I}(x,y).ds\right]$$

$$< L^*, L >_{2,1} = -\left(1 - \frac{\alpha}{Z^*_{1r} Z_{2m}}\right) \cdot \left[\int_{S_1} e^{\gamma^{II}_{PO}\frac{w}{2}}.\Phi_r^{I^*}(x,y).\Phi_p^{II}(x,y)ds\right] \quad (۲۸)$$

که $\Phi^{u}_{L1}(x,y)$ توابع پتانسیل عرضی مـی‌باشند که در بخش (۲) مشخص گشتهاند. بعد از معلوم شدن بردار ضرایب مودی $(\overline{V})$ از معادلة (۲۵) می‌توان برای بهدست آوردن مدار معادل توصیف کنندة ناپیوستگی اقدام کرد. یک راه حل استفاده از دامنة موج برگشتی مود غالب ساختار می‌باشد. A_1^- که همان دامنة مود غالب برگشتی است، معادل با Γ، ضریب انعکاس ساختار است. با فرض $A_1^+ = 1$ [۵]:

$$\overline{Y}_{in} = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} = \frac{1-A_1^-}{1+A_1^-} \quad (۲۹)$$

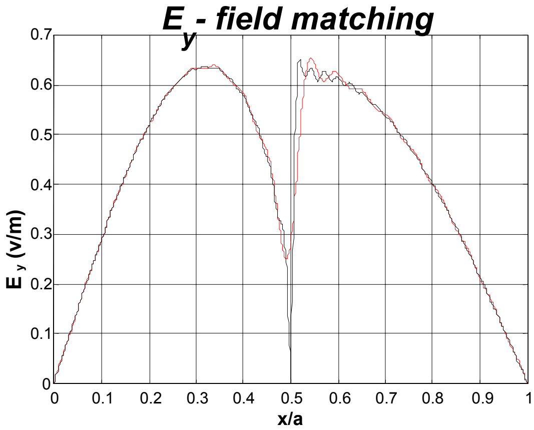
معادلة (۲۹) عناصر شبکة T معادل را برای تشریح مداری ناپیوستگیهای ساختار صفحة E، بهدست می‌دهد. شکل (۱) مدار معادل فرض شده برای ناپیوستگی را مشخص می‌کند.

$$\overline{Y}_{in} = G_{in} + jB_{in} \quad (۳۰)$$

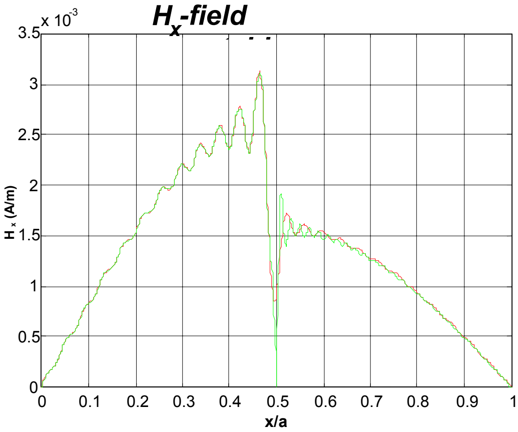
راکتانسهای نرمالیزه X_1 و X_2 را می‌توان بعد از محاسبة $\overline{Y}_{in}$ (ادمیتانس نرمالیزه)، از روابط (۳۱) و (۳۲) بهدست آورد، [۶]:

$$X_1 = \mp X_2 + \frac{B_{in}}{G_{in} - (B_{in}^2 + G_{in}^2)} \quad (۳۱)$$

$$X_2 = \pm[(X_1 \pm X_2)^2] + \frac{G_{in} - 1}{B_{in}^2 + G_{in}^2 - G_{in}} \quad (۳۲)$$



شکل ۳a- تطبیق میدان الکتریکی مماسی (پرة نازک)



شکل ۳b- تطبیق میدان مغناطیسی مماسی (پرة نازک)

تعیین علامتها با استفاده از قضیه راکتانس فاستر انجام می‌گیرد. استفاده از مدار معادل سلفی این ساختار در طراحی فیلترهای میانگذر PMIF معمول است [۱ و ۳]. مدار معادل ناپیوستگی را می‌توان معاد یک مبدل امپدانسی قرار داد و طراحی فیلتر را براساس مبدلهای امپدانسی انجام داد [۱، ۳ و ۱۱].

۶- نتایج شبیه سازی کامپیوتری

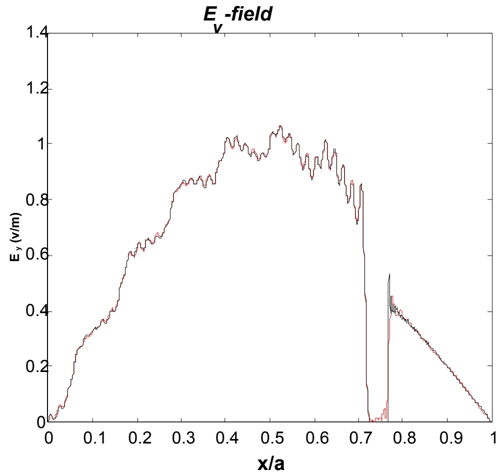
شبیهسازی برای موجبر استاندارد باند X انجام گرفته است. ابعاد موجبر $a = 0.9(inch)$ و $b = 0.4(inch)$ می‌باشد. پرة فلزی بهطول w و ارتفاع b (ارتفاع موجبر) در محل $x1 = c$ (ر.ک. شکل (۲)) قرار می‌گیرد. با تغییر ضخامت پره (t) می‌توان برای ساختار شکل (۲) حالتهای مختلفی را ایجاد کرد. سوسپتانس نرمالیزه و راکتانسهای سری و موازی شبکة معادل T که جزء نتایج عددی به دست آمده هستند، با

نتایج موجود در [۵] مقایسه شده ((ر.ک. شکل (۶a,b)) و مشاهده می‌شود که نتایج از دقت خوبی برخوردارند. افزایش در تعداد مودها در نواحی مختلف تا حدی باعث بهتر شدن جوابها می‌گردد؛ (نوسان میدانها که ناشی از لبهها هستند، کمتر می‌شود). تعداد مودهای معمول برای هر ناحیه نزدیک ۲۰ است؛ افزایش بیش از حد در تعداد مودها عدد وضعیت ماتریس $<L^*, L>$ را بد می‌کند و مسئله صورت بد خیمی بهخود می‌گیرد. تعیین مقدار مناسب برای α (ضریب هم وزنی) نیز مهم بوده و ما را در رسیدن به جوابهای مورد نظر کمک می‌کند. شکل (۹) عدد وضعیت و درصد خطای توان بهعنوان معیاری برای برقراری اصل بقای توان را برحسب α نشان می‌دهد. به نظر می‌رسد که مناسبترین مقدار ضریب هم وزنی در محدودة محل کمینة عدد وضعیت باشد.

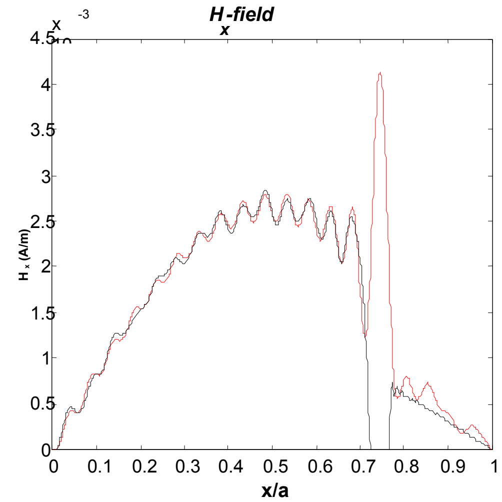
در شکلهای (۳a,b) نحوه ایجاد تطبیق مودی برای میدانهای مماسی H, E در سطوح مرزی، مشخص شده برای پرة فلزی نازک نشان داده شده است، پره نازک در وسط ضلع بزرگ موجبر a قرار داده شده است و تعداد مودها در همة نواحی برابر انتخاب شدهاند $(M = N = P = Q = 20)$.

شکلهای (۴a,b) نیز تطبیق مودی میدانهای مماسی را برای پرة ضخیم نشان می‌دهند؛ نحوة صفر شدن میدان الکتریکی مماسی بر روی فلز و توزیع جریان حاصله از میدان مغناطیسی مماسی در این شکل نشان داده شده است.

برای شکل (۴) تعدا مودها در چهار ناحیه برابر نیستند و آنها بهصورت $M = N = 40$، $P = 60$ و $Q = 50$ انتخاب شدهاند. ضخامت نسبی پرة فلزی برابر $(t/a = 0.05)$ بوده و پره در محل $x1/a = 0.725$ قرار گرفته است. تغییر اندازة ضریب هم وزنی باعث تغییر در دقت تطبیق میدانهای H, E می‌گردد. با کم کردن آن تطبیق میدانهای الکتریکی مماسی بهتر شده و با افزایش آن تطبیق میدانهای مغناطیسی مماسی وضعیت مناسبی پیدا خواهد کرد، [۷]. قابلیت الگوریتم در تطبیق میدانها بهوضوح مشخص است. رفتار دامنة مودهای مرتبة بالای TE^z_{m0} تحریک شده در نواحی چهارگانه دارای رفتار مجانبی هستند و تقریباً در مراتب مودی بالا این ضرایب بهسمت صفر میل می‌کنند؛ که این رفتار همان اقناع شرط لبه را در مسئله استنباط می‌کند، (ر.ک.شکل (۸b)). شکل (۵a) سوسپتانس نرمالیزه را برای پرة فلزی نازک در حالتی که پره در وسط موجبر $(c = a/2)$ قرار گرفته است، نشان می‌دهد؛ همچنین مقایسه با نتایج روش بسط وردشی [۵] گویای عملکرد مناسب روش ارائه شده در این مقاله می‌باشد. راکتانسهای نرمالیزة پرة فلزی در شکل (۵b) رسم شدهاند که با افزایش عرض پره، راکتانس سری افزایش و راکتانس موازی کاهش پیدا می‌کند.

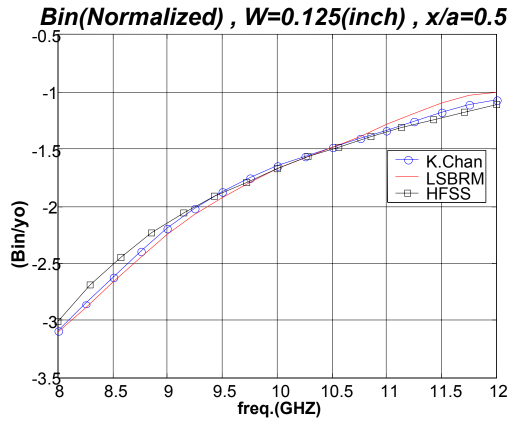


شکل ۴a- تطبیق میدان الکتریکی مماسی (پرة ضخیم)

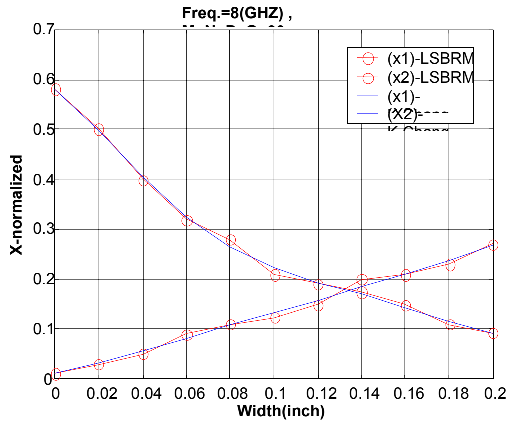


شکل ۴b- تطبیق میدان مغناطیسی مماسی (پرة ضخیم)

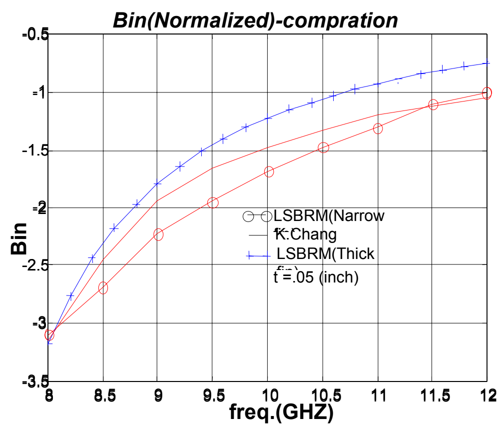
شکل (۶a) یک مقایسه سوسپتانس از حالتها و روشهای مختلف را ارائه می‌کند. نحوة تغییرات سوسپتانس نرمالیزه برحسب فرکانس با محل قرار گرفتن پرة فلزی ضخیم در شکل (۶b) نشان داده شده است.



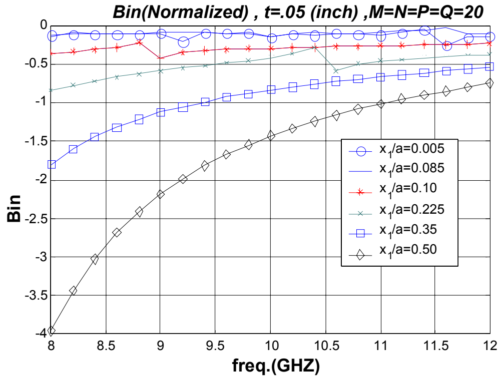
شکل ۵a- سوسپتانس نرمالیزه بری پرۀ فلزی نازک با M=N=P=Q=30 و c=a/2



شکل ۵b- راکتانسهای نرمالیزۀ سری (x1) و موازی (x2) برحسب عرض پرۀ فلزی، c=a/2 و freq.=8(GHZ) و M=N=P=Q=30

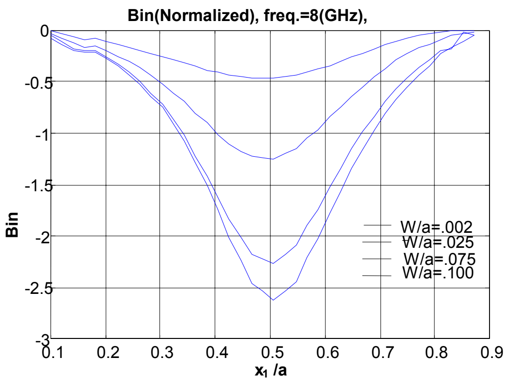


شکل ۶a- سوسپتانسهای به دست آمده با روشهای مختلف برای پرۀ فلزی نازک با c=a/2 با M=N=P=Q=2 و W=.125(inch)

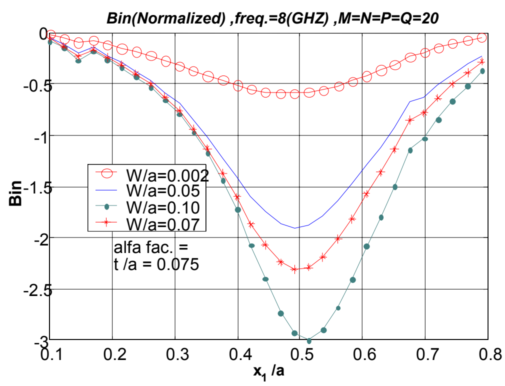


شکل ۶b- سوسپتانس نرمالیزه برحسب فرکانس، با تغییرات محل قرار گرفتن پرۀ فلزی در موجبر با M=N=P=Q=20 و W=.15(inch)

شکلهای (۷a) و (۷b) به ترتیب تغییرات سوسپتانس را برحسب $x1$، در عرضهای مختلف (W) نشان می‌دهند.

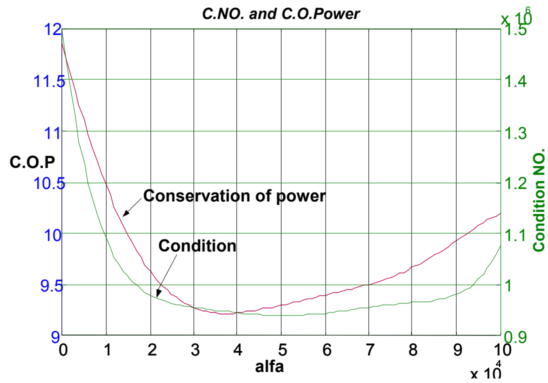


شکل ۷a- سوسپتانس نرمالیزه در عرضهای مختلف برحسب X1، برای پرۀ فلزی نازک با M=N=P=Q=20 و freq.=8(GHZ)

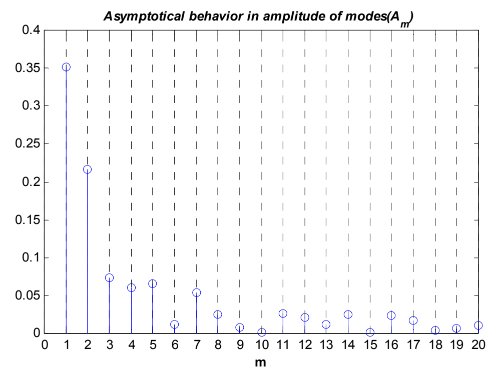


شکل ۷b- سوسپتانس نرمالیزه در عرضهای مختلف برحسب X1، برای پرۀ فلزی ضخیم با M=N=P=Q=20 و Freq.=8(GHZ)

عدد وضعیت و درصد خطای اصل بقای توان در شکل (۸a) رسم شدهاند؛ استفاده از این نمودارها در انتخاب مؤثر ضریب هم وزنی می‌تواند مفید واقع گردد. وجود یک رفتار مجانبی برای دامنهٔ مودهای محاسبه شده در نواحی مختلف، حاکی از برآورده شدن شرط لبه در مسئله می‌باشد. یک نمونه از تغییر دامنهٔ مودهای تحریک شده (TE) در ناحیهٔ $(A)I$ در شکل (۸b) آورده شده است

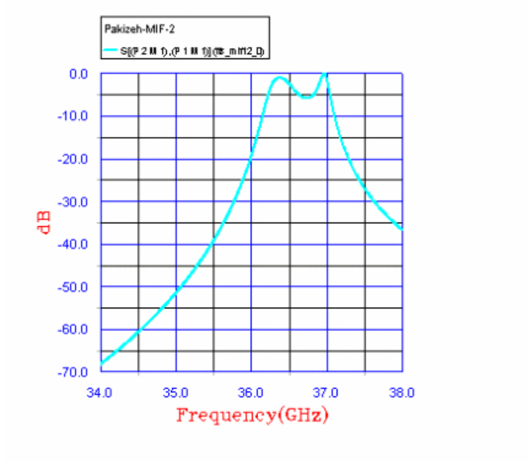


شکل ۸a- عدد وضعیت و درصد خطای بقای توان برای پرهٔ نازک x1=0.45(inch) در فرکانس ۸ گیگا هرتز و M=N=P=Q=30

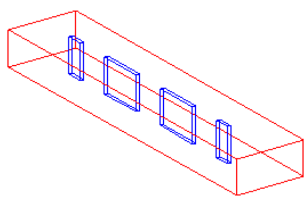


شکل ۸b- رفتار مجانبی دامنهٔ مودهای تحریک شده در ناحیهٔ ۱ (A) برای پرهٔ ضخیم با t/a=0.05 و x1=0.3(inch) در فرکانس ۸ گیگا هرتز و M=N=P=Q=20

زمان محاسبه با $64MB, P.II$ کمتر از یک ساعت است و با افزایش تعداد مودها و تا حدودی ضریب هم وزنی این زمان افزایش پیدا می‌کنند. شکل (۹) نیز نتایج بهدست آمده از شبیهسازی برای فیلتر غشای فلزی طولی سه رزوناتوری، با استفاده از بستهٔ نرم افزاری $HFSS$ را نشان می‌دهد؛ این شکل یک حالت از کاربرد ساختار تحلیل شده را، در ساخت قطعات موجبری نشان می‌دهد.



شکل ۹a- مشخصهٔ S21 فیلتر PMI با پرهٔ فلزی ضخیم، برای موجبر باند ka با ابعاد: t=0.35(mm) و xl=a/2 و a=7.112(mm) و b=3.556(mm). (ازHFSS)



شکل ۹b- ساختار فیلتر PMI با پرهٔ فلزی ضخیم، برای موجبر باند ka با ابعاد: t=0.35(mm) و x1=a/2 و a=7.112(mm) و b=3.556(mm)

۷- نتیجه گیری

در این مقاله روش عددی کمترین مربعات برای تحلیل غشای مسطح طولی صفحهٔ E و تعیین و بررسی خواص پارامترهای پراکندگی آن ارائه شد. نتایج عددی بهدست آمده از این روش با نتایج گزارش شده هم خوانی خوبی دارد. این روش بهمراه الگوریتمهای بهینهسازی در طراحی فیلترهای مایکروویو و دیگر اجزا مداری مسطح در داخل موجبرها مفید واقع می‌گردد. در ساختارهایی که تطبیق مودی در آنها قابل پیادهسازی است، می توان از روش مذکور برای تحلیل آن

استفاده کرد. همگرا بودن، انعطافپذیری در اعمال پارامترها و زمان کم محاسبه از مزایای این روش می‌باشد.

مراجع

[1] Y. Konishi and K. Uenakada, "The design of bandpass filter with inductive strip-planar circuit mounted in waveguide"; IEEE Trans Microwave Theory and Tech., Vol. MTT-22, pp. 869-873, Oct. 1974.

[2] D. Budimie, "Optimized E-plane bandpass filters with improved stopband performance'; IEEE Trans Microwave Theory and Tech., vol.MTT-45, pp.212-220, Feb. 1997.

[3] Y. C. Shih, "Design of waveguide E-plane filters with all metal inserts"; IEEE Trans Microwave Theory and Tech., vol. MTT-32, pp.695-704, July 1984.

[4] R. Vahldieck, J. Bornmann, F. Arndt, and D. Grauerholz, "Optimized waveguide E-plane insert filter for millimeter-wave application"; IEEE Trans Microwave Theory and Tech., vol. MTT-33, NO. 1, sept. 1983.

[5] K. Chang and P.J. Khan, "Equivalent circuit of a narrow axial strip in waveguide"; IEEE Trans Microwave Theory and Tech., vol. MTT-24, pp.611-615, sept. 1976.

[6] Q. Zhang and T. Itoh, "Spectral-Domain Analysis of scattering from E-plane circuit elements"; IEEE Trans Microwave Theory and Tech., vol. MTT-35, pp.138-150, Feb. 1987.

[۷] پاکیزه، توکل. "تحلیل E-plane Fin در موجبر مستطیلی" پایان نامه جهت اخذ درجهٔ کارشناسی ارشد، دانشگاه علم و صنعت ایران، پاییز ۱۳۸۰.

[۸] عریضی، همایون. "تحلیل پیوندگاه موجبر استوانهای دایروی به روش کمترین مربعات"، گزارش نهایی پروژهٔ معاونت پژوهشی دانشگاه علم و صنعت ایران، ۱۳۷۶.

[9] R. Mittra and S.W.Lee, "Analytical Techniques in the Theory of Guided Waves; Mcmillan, NEW YORK, 1971.

[10] J. B. Daveis, "A LSBRM for the numerical solution of scattering problems, "IEEE Trans Microwave Theory and Tech., vol. MTT-21, pp.99-104, 1973.

[11] Bharathi, Bhat, K. Shiban and Koul, Analysis, Design and Application of Fin-Lines. Artech House, Inc. 1987.

شکل ۳-

تطبیق میدان-E

تطبیق میدان-H

شکل ۴-

تطبیق میدان-E

تطبیق میدان-H

شکل ۵-

Bin (بهنجار شده) W=0.125(inch),x/a=0.5

(GHZ).فرکانس

شکل ۵-

فرکانس =8(GHZ), M=N=P=Q=30

پهنا (اینچ)

شکل ۶-

Bin (بهنجار شده) مقایسه- , M=N=P=Q=20

(GHZ) فرکانس

شکل ۶-

Bin (بهنجار شده), t=.05 (اینچ) M=N=P=Q=20

(GHZ) . فرکانس

شکل ۷-

Bin (بهنجار شده), فرکانس =8(GHZ), M=N=P=Q=20

Bin (بهنجار شده), (فرکانس) =8(GHZ), M=N=P=Q=20

شکل ۹-

عدد وضعیت و بقاء توان

عدد وضعیت

بقاء توان

ضریب آلفا

شکل ۹-

رفتار مجانبی دامنه مودها

عدد وضعیت

بقاء توان

عدد وضعیت

بقاء توان