

شناسایی خواص تشدیدگرهای دی‌الکتریک با استفاده از روش انتگرال کانتور چندمدی

سید علی هاشمی^(۱) - علی بنایی^(۲)

(۱) گروه مهندسی برق - دانشگاه آزاد اسلامی واحد شهر مجلسی

(۲) دانشکده مهندسی برق - دانشگاه صنعتی شریف

خلاصه: روش انتگرال کانتور چندمدی یکی از روشهای تحلیل و طراحی مدارهای موجبری صفحه H است. این روش تأثیر مدهای مرتبه بالاتر غیرانتشاری را که به دلیل وجود ناپیوستگی در ساختار موجبری ایجاد شده و در نزدیکی ناپیوستگی انرژی قابل ملاحظه‌ای دارند، در نظر می‌گیرد. این ویژگی موجب بالا رفتن دقت روش در تحلیل و یا طراحی مدارهای موجبری با ساختار پیچیده می‌شود. در این مقاله قصد داریم از توانمندی این روش در شناسایی خواص تشدیدگرهای دی‌الکتریک مانند فرکانس تشدید و ثابت دی‌الکتریک استفاده کنیم تا طراحی فیلترهای DR با دقت بالاتری انجام گرفته و نیاز به بهینه‌سازی و تنظیمات نهایی فیلتر را به حداقل برساند. مقایسه نتایج روش پیشنهادی با نتایج حاصل از سایر روشها، دقت روش پیشنهادی را ارزیابی خواهد کرد.

کلمات کلیدی: روش انتگرال کانتور چندمدی، ناپیوستگی صفحه H، تشدیدگر دی‌الکتریک، ماتریس پراکنندگی

۱- مقدمه

این مقاله قصد داریم از روش انتگرال کانتور چندمدی در شناسایی ویژگیهای تشدیدگرهای دی‌الکتریک استفاده کنیم. لذا در ادامه و در بخش (۲) روش انتگرال کانتور را اجمالاً معرفی می‌کنیم. در بخش (۳) نحوه تحلیل محیطهای چندگانه، مانند موجبرهای حاوی تیرکهای دی‌الکتریک، با روش انتگرال کانتور چندمدی را ارائه می‌کنیم. در بخش (۴) مثالهایی در این خصوص ارائه و نتایج کسب شده با سایر روشها مقایسه می‌شوند. نهایتاً در بخش (۵) به جمع‌بندی مطالب خواهیم پرداخت.

کاربرد مواد دی‌الکتریک در فرکانس‌های رادیویی برای اولین بار توسط رایلی در سال ۱۸۹۷ مطرح شد [۱]. یک تشدیدگر دی‌الکتریک^۱ (DR)، قطعه‌ای از عناصر عایق با ثابت دی‌الکتریک بالا است که در شکل‌های مختلفی مانند استوانه، مکعب، و غیره ساخته می‌شود. ویژگی بارز DRها، بالا بودن ضریب کیفیت (Q) و پایداری حرارتی آنهاست. اکنون دی‌الکتریک‌هایی با تلفات بسیار کم در دسترسند که قادرند ضریب کیفیت ۵۰۰۰۰ یا حتی بیشتر فراهم نمایند.

از تشدیدگرهای دی‌الکتریک در ساخت فیلترهای موجبری استفاده می‌شود [۳ و ۲]. بنابراین لازم است فرکانس تشدید و ثابت دی‌الکتریک آنها با دقت بالایی شناسایی گردد تا فیلتر طراحی شده نیازی به تنظیمات نهایی نداشته باشد. اینکار معمولاً با تحلیل میدانی موجبر حاوی DR انجام می‌گیرد که مستلزم صرف زمان و هزینه‌های محاسباتی زیادی است [۴]. روش انتگرال کانتور چندمدی یکی از روشهای کارآمد در تحلیل مدارهای موجبری صفحه H است که استفاده از آن در مقایسه با سایر روشها موجب صرفه جویی قابل ملاحظه‌ای در زمان و سایر هزینه‌های محاسباتی می‌شود [۷-۵].

۲- روش انتگرال کانتور

روش انتگرال کانتور یکی از روشهای تحلیل مدارهای صفحه‌ای است. در این روش ولتاژ RF در نقطه دلخواه s_0 روی مرز پیرامون مدار، C، توسط معادله (۱) داده می‌شود [۷]:

$$V(s_0) = \frac{1}{j4} \oint_C \{ k \cos \theta H_1^{(2)}(kr) V(s) - j\omega \mu b H_0^{(2)}(kr) J(kr) \} ds \quad (1)$$

با معرفی امپدانس موجبر در مد TE_{10} برای موجبری با سطح مقطع $a \times b$:

$$Z_0 = 120\pi \frac{b}{a} \frac{1}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} = \frac{b}{a} Z_{TE_{10}} \quad (4)$$

ماتریس پراکندگی دهانه‌های موجبری را می‌توان به صورت معادله (۵) به دست آورد:

$$[S] = (Y_0[E] + [Y])^{-1} (Y_0[E] - [Y]) \quad (5)$$

که در آن Y_0 ادمیتانس موجبر در مد TE_{10} بوده و $[E]$ ماتریس واحد می‌باشد.

همانگونه که اشاره شد، در روش انتگرال کانتور تک مدی بخشهای مستقیم موجبری در طرفین صفحه مرجع مورد نیازند. این مسئله موجب بزرگ شدن ابعاد مدار و در نتیجه افزایش تعداد زیردهانه‌ها در مرز مدار می‌گردد که در نهایت منجر به افزایش هزینه‌های محاسباتی خواهد شد. اما چنانچه فاصله بین ناپیوستگی‌های موجود در موجبر کم باشد، در نظر نگرفتن اثر مدهای مرتبه بالاتر منطقی به نظر نمی‌رسد. زیرا اندازه توان مختلط جاری درون مدهای میرا در اطراف ناپیوستگی قابل ملاحظه بوده و لازم است با محاسبه ماتریس پراکندگی کلی مدار، این اثر را تعیین کرد تا تحلیل مدار موجبری با دقت بالاتری صورت پذیرد.

اینجا دلایلی برای معرفی روش انتگرال کانتور "چند مدی" هستند. در این روش فرض می‌کنیم که علاوه بر مد غالب TE_{10} ، $M-1$ مد مرتبه بالاتر $(TE_{20}, TE_{30}, \dots, TE_{M0})$ روی صفحات مرجع حضور دارند. با فرض اینکه محور x در امتداد صفحه مرجع باشد، وابستگی فضایی ولتاژ و چگالی جریان مد n -ام به صورت زیر خواهد بود:

$$v_n(x) = V_{pn} \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right) \quad (6)$$

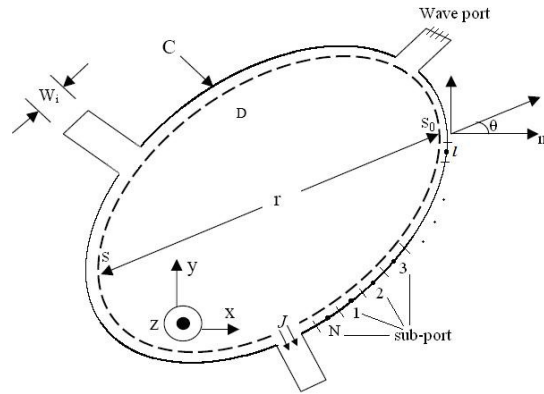
$$j_n(x) = J_{pn} \sin\left(\frac{n\pi}{a} x\right)$$

ولتاژ و جریان هر زیر دهانه روی صفحات مرجع را می‌توان به صورت ترکیب خطی از ولتاژ و جریان مدهای مختلف نوشت:

$$\begin{pmatrix} V_{s_1} \\ \vdots \\ V_{s_M} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_{11} V_1 + \dots + \alpha_{1M} V_M \\ \vdots \\ \alpha_{M1} V_1 + \dots + \alpha_{MM} V_M \end{pmatrix} = [\alpha](V) \quad (7)$$

$$\begin{pmatrix} I_{s_1} \\ \vdots \\ I_{s_M} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \beta_{11} I_1 + \dots + \beta_{1M} I_M \\ \vdots \\ \beta_{M1} I_1 + \dots + \beta_{MM} I_M \end{pmatrix} = [\beta](I)$$

که در آن V_n و I_n ($n=1, 2, \dots, M$) متوسط ولتاژ و جریان مد TE_{n0} بوده و به صورت زیر تعریف می‌شوند:



شکل (۱): مدار صفحه‌ای و معرفی سمبلهای استفاده شده در معادله (۱)

در این معادله، $H_0^{(2)}$ و $H_1^{(2)}$ ترتیب توابع هنکل^۲ مرتبه صفر و مرتبه اول نوع دوم می‌باشند. k عدد موج، ω فرکانس زاویه‌ای، و μ نفوذپذیری محیط می‌باشند. ضمناً b ارتفاع مدار است.

برای انجام محاسبات عددی، مسیر پیرامون مدار به N زیردهانه با عرض دلخواه، اما بمراتب کوچکتر از طول موج، تقسیم شده و نقطه میانی هر زیر دهانه به عنوان نقطه نمونه برای محاسبه ولتاژ و جریان انتخاب می‌شود. در شکل (۱) قواعد کلی روش انتگرال کانتور روی یک مدار صفحه‌ای چند دهانه‌ای همراه با سمبلها و متغیرهای استفاده شده در معادله (۱) ارائه شده است.

نوشتن معادله (۱) در این نقاط نمونه، منجر به یک دستگاه N معادله‌ای می‌شود که نمایش ماتریسی آن معادله (۲) خواهد بود:

$$[U]_{N \times N} (V_S)_N = [H]_{N \times N} (I_S)_N \quad (2)$$

از معادله (۲)، ماتریس ادمیتانس مدار N زیر دهانه‌ای به صورت زیر تعیین می‌شود:

$$[Y_T] = [H]^{-1} [U] \quad (3)$$

از روش انتگرال کانتور می‌توان برای تحلیل مدارهای موجبر مستطیلی، که فاقد هرگونه تغییر در ارتفاع موجبر باشند، نیز استفاده کرد. در این مدارها، که به مدارهای صفحه- H موجبری معروفند، فقط مدهای TE_{n0} تحریک می‌شوند.

در روش انتگرال کانتور مرسوم که در برخی از کتب و مقالات به آن اشاره شده است، فقط اثر مد غالب انتشاری (TE_{10}) در نظر گرفته می‌شود [۸]. لذا برای تطبیق میدانهای درون مدار و مد غالب موجبری روی صفحات مرجع، یعنی صفحه‌ای که اندازه‌گیری کمیات مورد نظر روی آن انجام می‌گیرد، از بخشهای مستقیم موجبری با طول مناسب (حدوداً $\lambda/2$) در دو طرف صفحات مرجع استفاده می‌شود تا بتوان از اثر مدهای مرتبه بالاتر که در محل ناپیوستگی به وجود می‌آیند، صرفنظر کرد. به همین دلیل می‌توان آن را روش انتگرال کانتور "تک مدی" نیز نامید.

با بکارگیری شرط اتصال کوتاه روی زیر دهانه‌های پیرامون مدار موجبری، ماتریس ادمیتانس دهانه‌های موجبری، $[Y]$ ، از روی ماتریس ادمیتانس کل، $[Y_T]$ ، استخراج می‌گردد [۵].

در این معادله بالانویسهای p, q, Post و sc به ترتیب اشاره به زبردهانه های روی دهانه های موجبری p و q, مرز پیرامونی تیرک و بخشهای اتصال کوتاه مدار دارد.

با روشی مشابه، رابطه ولتاژ-جریان در ناحیه II به دست می آید:

$$[U_{II}][V_{II}^{Post}] = [H_{II}][I_{II}^{Post}] ; \text{ on } C_2 \quad (12)$$

هدف اصلی در روش انتگرال کانتور، تعیین رابطه ولتاژ-جریان روی دهانه های موجبری p و q است. این هدف با اعمال شرایط مرزی روی فصل مشترک دو ناحیه و استفاده از معادلات (۱۱) و (۱۲) تحقق می یابد. در مرجع [۷] معادلات نهایی ولتاژ-جریان به صورت زیر ارائه شده اند:

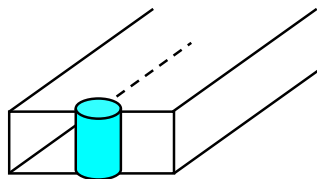
$$\begin{aligned} (I^p) &= \left\{ [Y_{I}^{p,p}] - [C^p][A][Y_{I}^{Post,p}] \right\} (V^p) + \\ &\quad \left\{ [Y_{I}^{p,q}] - [C^p][A][Y_{I}^{Post,q}] \right\} (V^q) \\ (I^q) &= \left\{ [Y_{I}^{q,p}] - [C^q][A][Y_{I}^{Post,p}] \right\} (V^p) + \\ &\quad \left\{ [Y_{I}^{q,q}] - [C^q][A][Y_{I}^{Post,q}] \right\} (V^q) \end{aligned} \quad (13)$$

با تعیین رابطه ولتاژ-جریان دهانه های موجبری، ماتریس پراکندگی مدار شناسایی خواهد شد.

۴- نتایج شبیه سازی

به منظور ارزیابی نتایج روش انتگرال کانتور، در این بخش به بررسی چند مدار موجبری صفحه-H که در سایر مقالات به آنها اشاره شده است، می پردازیم.

در اولین مثال یک موجبر حاوی تیرک دی الکتریک تحلیل می شود. این مدار در شکل (۳) نشان داده شده است. یک تیرک استوانه ای دی الکتریک با شعاع ۰/۰۵a در مرکز سطح مقطع موجبر مستطیلی با پهنای a مستقر شده است. طول موج فضای آزاد ۰/۷ طول موج قطع مد TE₁₀ انتخاب شده است. شکل (۴) اندازه ضریب انعکاس را به صورت تابعی از ثابت دی الکتریک نشان داده و آنرا با نتایج ارائه شده در مرجع [۴] مقایسه می کند. در روش انتگرال کانتور چندمدی روی دهانه های موجبری ۱۵ مد در نظر گرفته شده است. ملاحظه می شود که روش انتگرال کانتور نیز مانند مرجع [۴] شرط تشدید را در ثابت دی الکتریک $\epsilon_r = 11.2/5$ نشان می دهد.



شکل (۳): موجبر مستطیلی حاوی تیرک دی الکتریک

$$V_n = \frac{1}{a/n} \int_0^{a/n} V_{pn} \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) dx \quad (8)$$

$$I_n = \int_0^{a/n} J_{pn} \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) dx$$

عناصر ماتریسهای ضرایب $[\alpha]$ و $[\beta]$ نیز به صورت زیر تعریف می شوند:

$$\begin{aligned} \alpha_{mn} &= \frac{M}{n} \sin\left(\frac{2m-1}{2M}n\pi\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2M}\right) \\ \beta_{mn} &= \sin\left(\frac{2m-1}{2M}n\pi\right) \sin\left(\frac{n\pi}{2M}\right) \\ m, n &= 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (9)$$

روی صفحات مرجع، مدهای مرتبه بالاتر غیر انتشاری بوده و فقط مد غالب TE_{n0} انتشار می یابد. پس می توان فرض کرد که مدهای مرتبه بالاتر به امپدانس مشخصه راکتیو خود ختم شده اند [۸]:

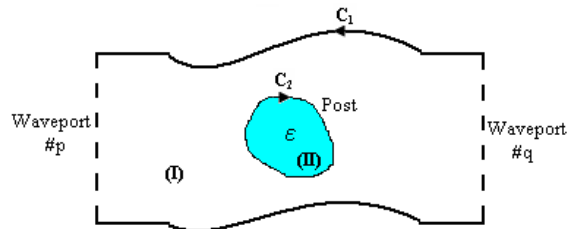
$$Z_{n0} = \frac{V_n}{I_n} = j120\pi \frac{b}{a/n} \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{n\lambda}{2a}\right)^2 - 1}} \quad (10)$$

با روشی مشابه آنچه که در انتگرال کانتور تک مد عمل می شود، ماتریس پراکندگی کلی مدار^۳ (GSM) که شامل اثر مدهای مرتبه بالاتر است، به دست می آید. با تعیین شدن GSM، اطلاعات مورد نیاز شامل ضرایب انعکاس و انتقال مدهای مختلف از جمله مد غالب TE_{n0} قابل محاسبه اند.

۳- تحلیل محیط های چندگانه

محیط های چندگانه به محیط هایی گفته می شود که از چند محیط همگن متفاوت تشکیل شده باشند. در تحلیل محیط های چندگانه با روشهای مرزی مانند روش انتگرال کانتور لازم است برای هر زیر ناحیه همگن معادلاتی متناسب با شرایط آن ناحیه پایه ریزی کرد.

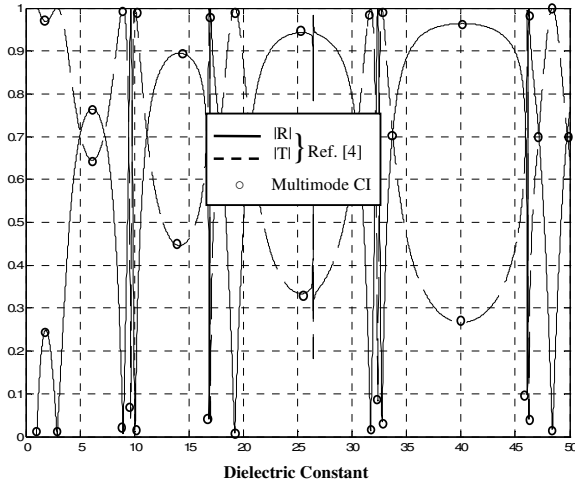
برای اجرای روش انتگرال کانتور، مدار موجبری صفحه-H شکل (۲) را که حاوی یک تیرک دی الکتریک است، در نظر بگیرید. این مدار از دو ناحیه همگن متفاوت تشکیل شده است. ابتدا هر دهانه موجبری را به m و مرز پیرامونی تیرک را به M زبردهانه تقسیم می کنیم.



شکل (۲): نمای فوقانی مدار موجبری صفحه-H حاوی یک تیرک دی الکتریک

بازنویسی معادله (۳) برای ناحیه I نتیجه می دهد که:

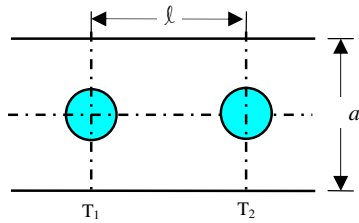
$$[U_I] \begin{pmatrix} (V^p) \\ (V^q) \\ (V_I^{Post}) \\ (0) \end{pmatrix} = [H_I] \begin{pmatrix} (I^p) \\ (I^q) \\ (I_I^{Post}) \\ (I^{sc}) \end{pmatrix} ; \text{ on } C_1 + C_2 \quad (11)$$



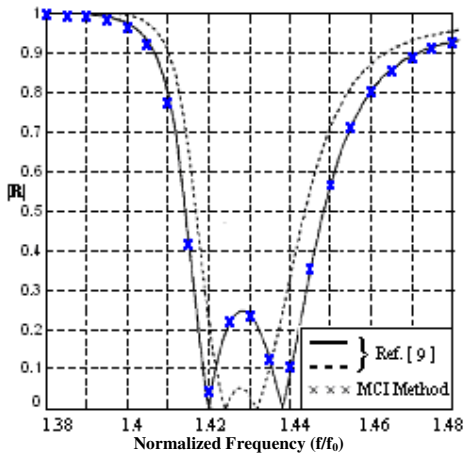
شکل (۶): دامنه ضرایب انعکاس و انتقال تیرک عایق برحسب ثابت

دی الکتریک با $r/a = 0.25$ و $\lambda_0/\lambda_{c_{10}} = 0.1366$

مثال بعدی، یک مدار موجبری حاوی دو تیرک دی الکتریک استوانه‌ای می‌باشد. تیرک‌ها دارای شعاع نسبی $r/a = 0.05$ و ثابت دی الکتریک $\epsilon_r = 112/5$ بوده و در وسط موجبر قرار گرفته‌اند. در شکل (۷-الف) نمای فوقانی این مدار و در شکل (۷-ب) دامنه ضریب انعکاس برحسب فرکانس نرمالیزه $f/f_{c_{10}}$ نشان داده شده‌اند.



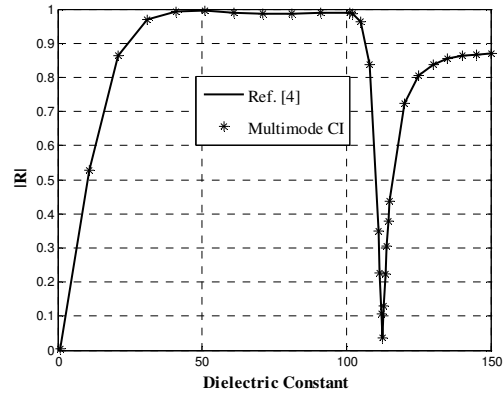
(الف)



(ب)

شکل (۷): دامنه ضریب انعکاس در موجبر مستطیلی حاوی دو تیرک

دی الکتریک استوانه‌ای ($\epsilon_r = 112/5$)

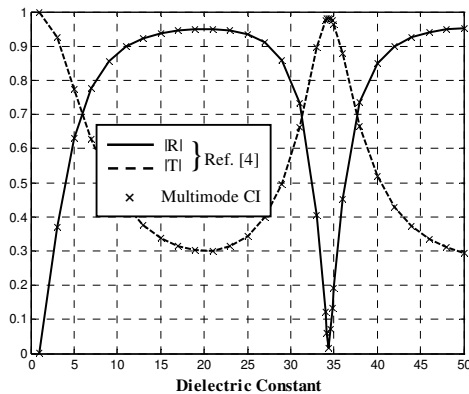


شکل (۴): دامنه ضریب انعکاس به صورت تابعی از ثابت دی الکتریک بازای

$\lambda_0/\lambda_{c_{10}} = 0.7$ و $r/a = 0.05$

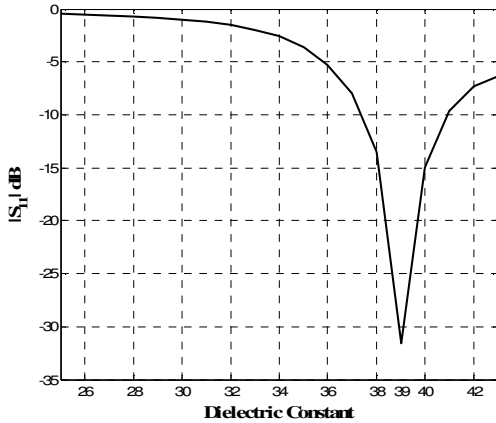
شکل (۵) نتایج به دست آمده با روش انتگرال کانتور چندمدی را با احتساب ۱۳ مد برای اندازه ضرایب انعکاس و انتقال مدار موجبری شکل (۳) بازای نسبت طول موج $\lambda_0/\lambda_{c_{10}} = 0.799$ و $r/a = 0.1$ نشان می‌دهد. مشاهده می‌شود که تغییرات $|R|$ و $|T|$ با ثابت دی الکتریک عکس یکدیگر است. در طراحی فیلتر، لازم است ثابت دی الکتریک تیغه برابر $\epsilon_r = 34/4$ انتخاب شود.

شکل (۶) تغییرات دامنه ضرایب انعکاس و انتقال را برحسب ثابت دی الکتریک برای تیرکی با $r/a = 0.25$ و $\lambda_0/\lambda_{c_{10}} = 0.6366$ نشان می‌دهد. ملاحظه می‌شود که تعداد زیادی ماکزیمم و مینیمم وجود دارد که این موجب آزادی عمل در انتخاب دی الکتریک می‌شود.

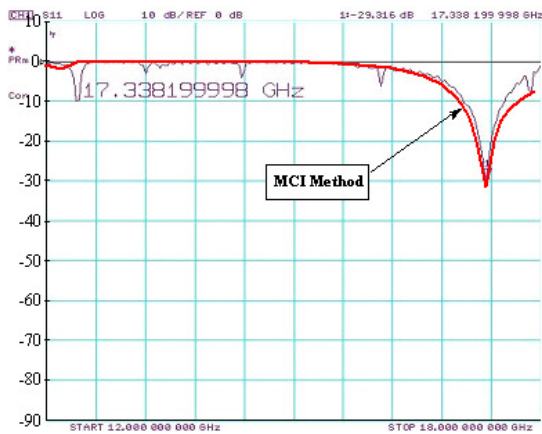


شکل (۵): ضرایب انعکاس و انتقال به صورت تابعی از ثابت دی الکتریک به

ازای $\lambda_0/\lambda_{c_{10}} = 0.799$ و $r/a = 0.1$



شکل (۱۰): منحنی تغییرات S_{11} بر حسب ثابت دی الکتریک DR



شکل (۱۱): مقایسه نتایج انتگرال کانتور چندمدی با نتایج اندازه گیری شده برای DRهای استفاده شده در LNB آنتن ماهواره

۵- نتیجه گیری

در این مقاله از روش انتگرال کانتور چندمدی برای شناسایی مشخصات DRها مانند فرکانس تشدید و در مسئله معکوس تعیین ثابت دی الکتریک استفاده شد. ویژگی بارز این روش، توجه به مدهای مرتبه بالاتر غیرانتشاری است که در نزدیکی ناپیوستگی حضور داشته و از انرژی بالایی برخوردارند. اعتبار و دقت این روش در مقایسه با سایر روشها ارزیابی و تأیید شد. تلاش برای تعیین تعداد مناسب مد روی دهانه های موجبری در روش انتگرال کانتور چندمدی به کارهای بعدی موکول می گردد.

پی نوشت:

- 1- Dielectric Resonator
- 2- Hankel Function
- 3- Generalized Scattering Matrix
- 4- Low Noise Block converter

برای تحلیل این مدار، تعداد ۱۵ مد استفاده شده است. مقایسه نتایج حاصل از روش انتگرال کانتور چندمدی با نتایج ارائه شده در مرجع [۹]، حاکی از دقت بالای روش انتگرال کانتور است.

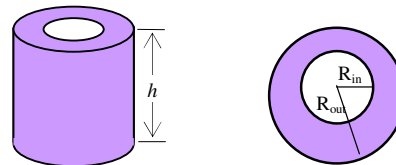
در آخرین مثال، اقدام به تعیین ثابت دی الکتریک DRهای مورد استفاده در LNB^۴ آنتنهای ماهواره ای کرده ایم. شکل (۸) شمای کلی این تشدیدگرها را نشان می دهد. این DRها به شکل واشر بوده و دارای ابعاد $R_{in}=0.99$, $R_{out}=2.18$, $h=2/1$ mm می باشند.

از آنجائیکه اطلاعات دقیقی در مورد ثابت دی الکتریک این تشدیدگرها در دسترس نبود، بر اساس حدس های موجود در خصوص حدود تقریبی ϵ_r ، یک تیرک استوانه ای به ارتفاع موجبر WR-62 یعنی mm

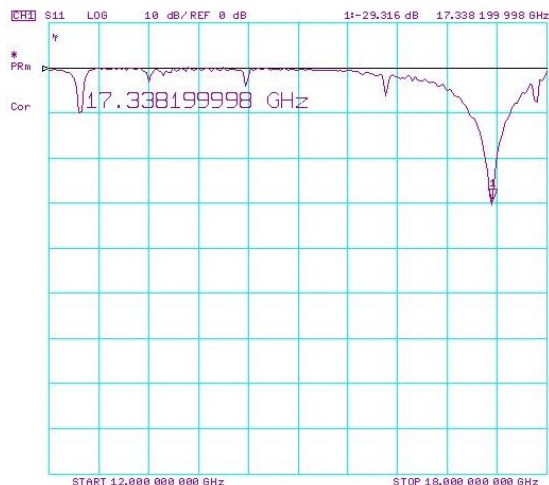
۷/۹ تولید و در مرکز موجبر قرار داده شد. پاسخ فرکانسی مدار برای پارامتر S_{11} با کمک دستگاه تحلیل گر شبکه در باند ku تعیین گردید.

این پاسخ در شکل (۹) نشان داده شده است. همانگونه که در این شکل واضح است کمترین مقدار S_{11} در فرکانس $f_0=17.338$ GHz رخ می دهد. با شبیه سازی مدار و استفاده از روش انتگرال کانتور چندمدی منحنی تغییرات S_{11} بر حسب ثابت دی الکتریک در فرکانس f_0 ترسیم گردید. این نمودار در شکل (۱۰) ترسیم شده است. از این

نمودار ثابت دی الکتریک $\epsilon_r=39$ تعیین شد. به منظور اطمینان از نتایج شبیه سازی، پاسخ فرکانسی مدار با نتایج عملی در شکل (۱۱) مقایسه شده اند. این مقایسه دقت روش انتگرال کانتور چندمدی عددی را تأیید می کند.



شکل (۸): شکل ظاهری DR مورد استفاده در LNB آنتن ماهواره



شکل (۹): اندازه گیری پارامتر S_{11} برای قطعه دی الکتریک مجهول

مراجع

- [1] Ian C.Hunter, "Theory and design of microwave filters", IEE, 2001.
- [2] C.Bachiller, et al., "Efficient CAD tool of direct-coupled-cavities filters with dielectric resonators", IEEE AP-S, Vol.1B, pp.578-581, 2005.
- [3] C.Bachiller, et al., "CAD of evanescent mode waveguide filters with circular dielectric resonators", IEEE AP-S, pp.1567-1570, 2006.
- [4] John N.Sahalos, E.Vafiadis, "On the narrow-band microwave filter design using a dielectric rod", IEEE Trans. Microw. Theo. Tech., Vol.33, No.11, pp.1165-1171, Nov. 1985.
- [5] A.Hashemi, A.Banai, "Analysis of waveguide filters with dielectric resonators using multimode contour integral method", APMC/IEEE MTT-S, pp.2083-2086, 2007.
- [6] A.Hashemi, A.Banai, "Analysis of H-plane waveguide discontinuities using hybrid multimode contour integral and mode matching techniques", SBMO/IEEE MTT-S (IMOC2007), pp.840-843, 2007.
- [7] A.Banai, A.Hashemi, "A hybrid multimode contour integral method for analysis of the H-plane waveguide discontinuities", Progrss in electromagnetics research, PIER 81, pp.167-182, 2008.
- [8] T.Okoshi, "Planar circuits for microwaves and lightwaves", Springer-Verlag, 1985.
- [9] K.Ise, M.Koshiba, "Equivalent circuits for dielectric posts in a rectangular waveguide", IEEE Trans. Micro. Theo. Tech., Vol.37, No.11, pp.1823-1825, Nov. 1989.

رزومه



سید علی هاشمی در شهریور سال ۱۳۴۷ در اصفهان متولد شد. مدرک کارشناسی خود را در رشته مهندسی برق - مخابرات از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۶۹ و مدرک کارشناسی ارشد خود را در همان دانشگاه در رشته مهندسی برق - مخابرات با گرایش میدان در سال ۱۳۷۳ اخذ کرد. از سال ۱۳۷۳ به عنوان عضو هیئت علمی با مرتبه مربی در دانشگاه آزاد اسلامی - واحد شهر مجلسی مشغول به کار شده و در سال ۱۳۸۶ موفق به اخذ مدرک دکترای تخصصی در رشته مهندسی برق - مخابرات با گرایش میدان از دانشگاه آزاد اسلامی شد. هم اکنون وی در دانشگاه آزاد اسلامی - واحد شهر مجلسی به عنوان عضو هیئت علمی با مرتبه استادیاری مشغول کار است. علاوه بر این وی مدیرگروه رشته مهندسی مخابرات و مدیر داخلی فصلنامه علمی - پژوهشی برق این واحد دانشگاهی نیز می باشد. موضوعات مورد علاقه وی روشهای عددی در مخابرات و انتشار امواج الکترومغناطیسی می باشد.



علی بنایی در سال ۱۳۴۷ در مشهد متولد شد. مدرک کارشناسی خود را در رشته مهندسی برق - الکترونیک از دانشگاه صنعتی شریف در سال ۱۳۶۹ و مدرک کارشناسی ارشد خود را در همان دانشگاه در رشته مهندسی برق - مخابرات با گرایش میدان در سال ۱۳۷۳ اخذ کرد. وی در همان سال به تحصیل در مقطع دکتری مشغول و سال ۱۳۷۸ به درجه دکترای تخصصی در رشته مهندسی برق - مخابرات با گرایش مایکروویو از دانشگاه صنعتی شریف نایل آمد. هم اکنون وی در دانشگاه صنعتی شریف به عنوان عضو هیئت علمی با مرتبه دانشیاری مشغول کار است. موضوعات مورد علاقه وی روشهای عددی در مخابرات میدان و مدارهای فرکانس بالا می باشند.

References

- [1] L.A.Kurtz, J.S.YEE, "Second-order beams of two dimensional slot arrays", IRE Trans., 1957, AP-5, pp.356-36.
- [2] K.Forooghi, P-S.Kildal, "Transverse radiation pattern of a slotted waveguide array radiating between finite height baffles in terms of a spectrum of two-dimensional solutions", Proc. Inst. Elec. Eng., pt. H, Micr. Anten. and Prop., Vol.140, No.1, pp.52-58, Feb. 1993.
- [3] H.Guenberg, "Second-order beams of slotted waveguide arrays", Can. J. Phys., 1953, 31, pp.55-69.
- [4] D.G.Dudley, "An iris-excited slot radiator in the narrow wail of a rectangular waveguide", IRE Trans., 1961, AP-9, pp.361-364.
- [5] S.R.Rengarajan, "Mutual coupling between waveguide-fed transverse broad wall slots radiating between baffles", Electromagnetics, Vol.17, No.5, pp.421-435, 1997.
- [6] D.Y.Kim, R.S.Elliott, "A design procedure for slot arrays fed by single-ridge waveguide," IEEE Trans. Anten. Propag., Vol.36, No.11, pp.1531-1536, Nov. 1988.
- [7] R.S.Elliott, "An improved design procedure for small arrays of shunt slots", IEEE Trans. Anten. Propag., Vol.31, No.1, pp.48-53, January 1983.

Rezume



Mahdi Moradian was born in 1977, in Iran. He received the B.Sc. degree in electrical and electronics engineering from the Azad University of Najafabad, Iran, in 2001, and the M.Sc. degree in electrical engineering from the Iran University of Science and Technology, Iran, in 2004. From 2004 to 2006, he was with information and communication technology institute (ICTI), Isfahan University of technology, where has was involved with wire antennas research. He is currently working toward the Ph.D. degree at Iran University of Science and Technology. His research interests are in the area of RF/microwave passive structures and antennas, especially slotted waveguide array antenna.



Mohammad Khalaj Amirhosseini was born in Tehran, Iran in 1969. He received his B.Sc, M.Sc and Ph.D. degrees from Iran University of Science and Technology (IUST) in 1992, 1994 and 1998 respectively, all in Electrical Engineering. He is currently an Associate Professor at College of Electrical Engineering of IUST. His scientific fields of interest are electromagnetic direct and inverse problems including microwaves, antennas, propagation and electromagnetic compatibility.



Majid Tayarani was born in Tehran, Iran in 1962. He received his B.Sc. degree from the University of Science and Technology, Tehran, Iran in 1988, M.Sc. degree from Sharif University of Technology, Tehran, Iran in 1992, and his Ph.D. degree in Communication and Systems from the University of Electro-Communications, Tokyo, Japan, in 2001. From 1990 to 1992 he was a researcher at Iran Telecommunication Center where he was involved with the nonlinear microwave circuits. Since 1992 he has been with the faculty of Electrical Engineering at Iran University of Science and Technology, Tehran, where he is currently as Assistant Professor. His research interests are qualitative methods in Engineering Electromagnetic, EMC theory, computation and measurement techniques, microwave and millimeter-wave linear and nonlinear circuit design, microwave measurement techniques, and noise analysis in microwave signal sources.

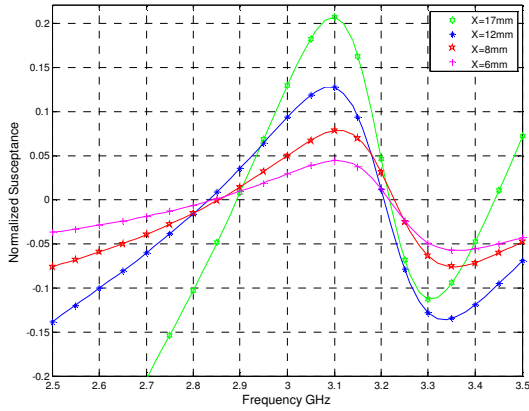


Fig. (6): Normalized susceptance variation of the conventional longitudinal slot versus elliptic shaped depth and frequency for slot length equal to 45 mm.

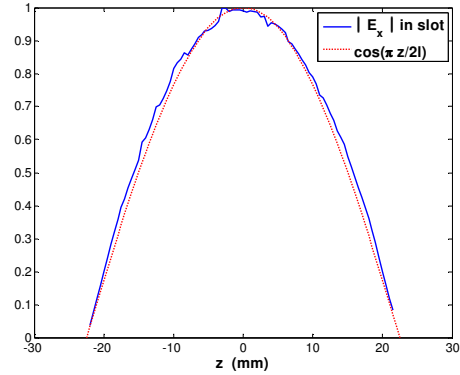


Fig. (9): magnitude distribution of x-directed electric field in the slot ((thick solid line) and half-cosinusoid (thick dotted line))

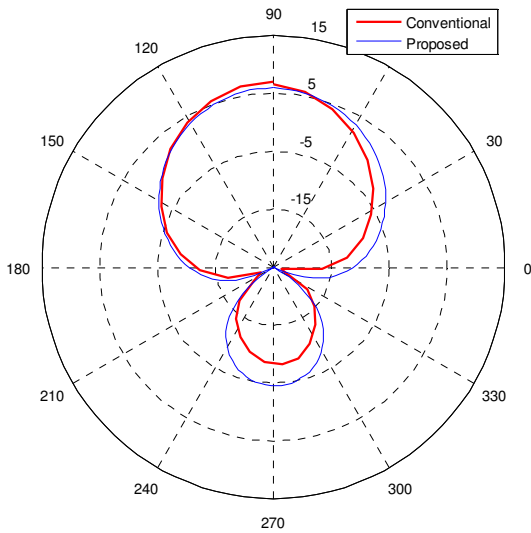


Fig. (7): E-plane radiation pattern of the proposed (solid line) and conventional slots (thick solid line)

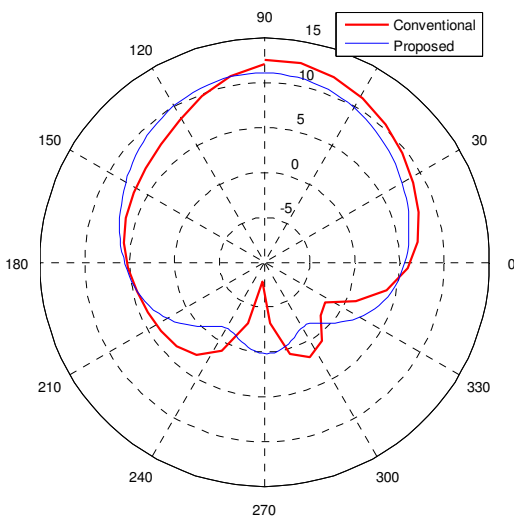


Fig. (8): H-plane radiation pattern of the proposed (solid line) and conventional slots (thick solid line)

The normalized conductance and susceptance variation of the conventional and proposed slot versus slot offsets and elliptic shaped depths are shown in Fig. (3) to Fig. (6). It is indicated from the figures that the shift of the resonance frequency versus slot offsets in the conventional slot is larger than the shift of the resonance frequency in the proposed slot, while the variation of the magnitudes and the shapes of the normalized conductances are comparable.

For better comparison, the radiation pattern of the proposed and conventional slot in E- and H-plane are shown in Fig. (7) and Fig. (8), respectively.

It is confirmed from the figures that the radiation pattern of the proposed slot has better symmetry in comparison to the conventional slot, while the front to back ratio of the proposed slot is reduced. That is, due to the reduction of the ground plane width of the slot (The width of the waveguide).

The distribution x-directed electric field is shown in Fig. (9) and is compared with half-cosinusoid function. As the figure shows, the electric field distribution is similar to half-cosinusoid. So, the proposed slot can be replaced with shunt admittance in equivalent circuit.

The simulation results show the effectiveness of the proposed slot and its ability for replacing the conventional longitudinal slot.

4. Conclusions

A modified configuration has been proposed for replacing conventional longitudinal slot. The slot was cut exactly along the centerline of a typical single ridge waveguide. The ellipticshaped was added to the ridge part of the ridge waveguide just under the slot position. The density of electromagnetic field was deviated from the centerline by the ellipticshaped part of the ridge waveguide as some surface current was interrupted by the slot and the radiation occurs. Comparison of the simulated parameters of the conventional and proposed topology indicates the efficacy of the proposed structure and its capability for replacing the conventional longitudinal slot.

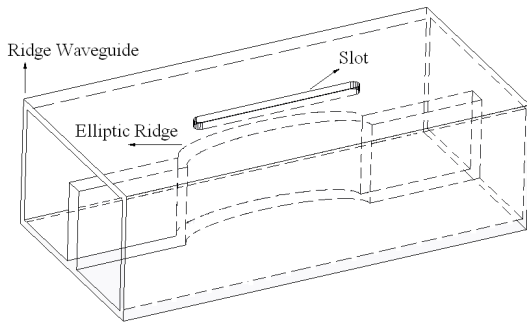


Fig. (1): Proposed structure for excitation of the centred longitudinal slot

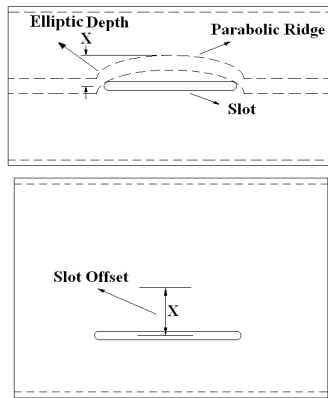


Fig. (2): Top views of the proposed and conventional slot antenna

3. Simulation results

In order to investigate the characteristics of the proposed structure, the proposed slot antenna with various elliptic shaped depths has been simulated using HFSS. The dimensions of the proposed slot antenna are shown in Table (1) The simulation of the antenna has been done for slot length equal to 45 mm and elliptic shaped depths equal to 6, 8, 12 and 17mm.

Table (1): Dimensions of the proposed slot antenna

Inner waveguide width:	50.4 mm
Inner waveguide height:	31 mm
Wall thickness:	2 mm
Ridge height:	22 mm
Ridge width:	5 mm
Slot width:	3 mm

Table(2): Dimensions of the conventional antenna

Inner waveguide width:	72.14 mm
Inner waveguide width:	34 mm
Wall thickness:	2 mm
Slot width:	3 mm

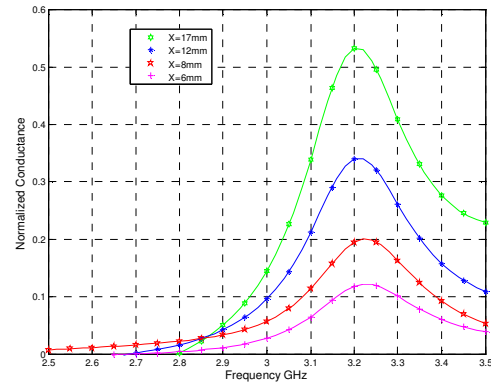


Fig. (3): Normalized conductance variation of the proposed slot versus elliptic shaped depth and frequency for slot length equal to 45 mm.

For comparative reasons, a conventional longitudinal slot with the same specification is also simulated. The slot offsets are selected to be equal to the elliptic shaped depths, i.e. X=6, 8, 12 and 17 mm. The various dimensions of the conventional longitudinal slot are shown in Table (2).

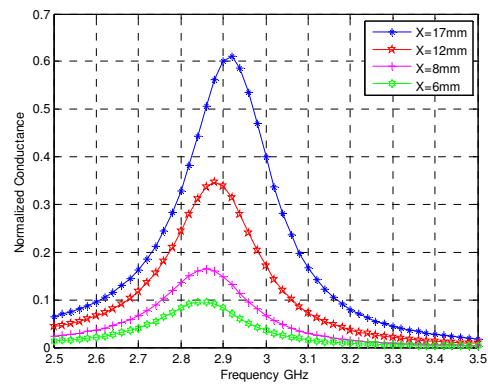


Fig. (4): Normalized conductance variation of the conventional longitudinal slot versus slot offset and frequency for slot length equal to 45 mm.

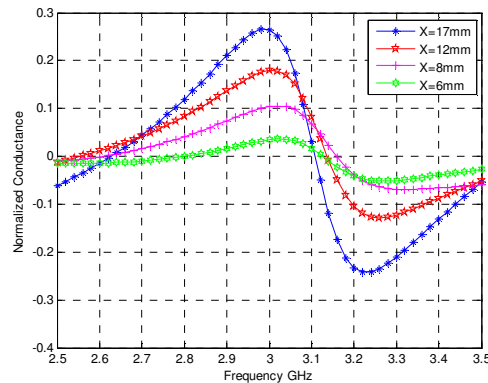


Fig. (5): Normalized susceptance variation of the proposed slot versus slot offset and frequency for slot length equal to 45 mm.

Centerline Longitudinal Shunt Slot Excitation by Elliptic shaped single Ridge Waveguide

Mahdi Moradian - Mohammad Khalaj Amirhosseini - Majid Tayarani

Department of Electrical Engineering, Iran University of Science and Technology

Abstract: The Application of elliptic shaped ridge waveguide is presented for excitation of a centreline longitudinal shunt slot antenna. The proposed method is realized by adding elliptic shaped to the ridge of the single ridge waveguide. The elliptic shaped ridge is placed exactly under the longitudinal slot and the slot placed along centreline of the waveguide. It is shown that for a typical slot, the slot normalized conductance can be increased by increasing the elliptic shaped depth. The simulation results show that the proposed structure can be considered as a proper candidate for replacing the conventional longitudinal shunt slot.

Index Terms: Slot antenna, Second order beams, HFSS, Scan Array.

1. Introduction

Longitudinal shunt slot antenna has been frequently used due to its pure linear polarization. However, despite its advantages, the conventional longitudinal slot antenna has several shortcomings. Its basic drawback is the appearance of second-order beams off the principal planes which are usually called butterfly lobes [1, 2]. These second-order beams decrease the antenna efficiency and increase the susceptibility of the radar to jamming. Thus, it is desirable to eliminate these second-order beams. The second-order beams are associated with the alternating offset of successive slots which is essential in order to avoid the grating lobe appearance. Several methods have been proposed in the literature to suppress the second-order beams [2,5]. Another disadvantage of this antenna is its long width. The width of the conventional longitudinal waveguide slot antenna is approximately $0.7\lambda_0$ at the design frequency.

Therefore, for some applications which require large scanning angle in E-plane, the conventional slotted waveguide antenna is not a good candidate. This shortcoming has been overcome by utilizing ridge waveguide fed slot antenna [6].

Application of elliptic shaped ridge waveguide fed slot arrays is presented. The proposed structure is realized by adding the elliptic shaped to the ridge of the single ridge waveguide. The elliptic shaped ridge is placed exactly under the slot. It can be shown that the radiation characteristic of the slot can be varied by changing both slot length and elliptic shaped depth. Applying the proposed method not only eliminate the required offset but also has the advantage of ridge waveguide in reducing the required waveguide width. The following sections introduce the geometry of the proposed structure and

discuss more about the radiation characteristics of the proposed slot antenna.

2. Proposed structure

Fig.(1) shows the proposed structure which is considered to be a proper candidate for replacing the conventional waveguide longitudinal slot antenna. As the figure shows, a longitudinal narrow slot is cut in the upper broad wall of a ridge waveguide. The slot is placed exactly along the centreline of the waveguide. Elliptic shaped is applied to some part of the ridge which is placed under the longitudinal slot.

The electromagnetic field of the dominant mode and further the current at the upper wall of rectangular waveguide is deviated from the center line due to the elliptic shaped ridge. Therefore, some current interrupt the slot and the displacement current in the slot is formed. The displacement current and its equivalent magnetic current sheet justify the radiation to the outer space.

Fig.(2) shows the proposed and conventional slots. As indicated by the figure, the conventional waveguide has a wider width in comparison with the width of the ridge waveguide in the proposed slot. That is due to the effect of the ridge on the characteristics of the ridge waveguide.

The proposed elliptic shaped ridge has middle symmetry and the width of the elliptic shaped ridge is equal to the width of the initial ridge. The ridge height has also some effect on the propagation characteristic of the ridge waveguide and the radiation characteristics of the slot. But in this paper, only a constant value of the ridge height is taken into account. As the height of the ridge increases the radiated power is also increases, while the power handling capability and phase velocity of the dominant mode are decreased.