

طراحی بهینه پیونده خط شاخه‌ای با تطبیق امپدانس

همایون عریضی و جمال حامدفر

اصولاً دو نوع پیونده جهتی برای مدارات میکرواستریپ موسوم به پیونده جهتی خط پیونیده و پیونده جهتی خط شاخه‌ای طراحی و ساخته می‌شود، که دارای دو ویژگی هستند: یعنی دو دهانه خروجی‌شان مجزا بوده و دارای اختلاف فاز ۹۰ درجه می‌باشند.

پیونده‌های خط پیونیده از نوع پیونده‌های ضعیف است و دارای پیوندی کوچکتر از ۸ dB می‌باشد. برای خطوط انتقال شبه TEM مانند خطوط میکرواستریپ، ایجاد پیوندی قوی بین خطوط (بصورت نوارهای هادی) مشکل است، زیرا فاصله بین نوارهای هادی باید نسبت به طول موج بسیار کوتاه باشد. پیونده‌های خط پیونیده پاد جهتی یا موج پسرونده بوده و دارای دو ضعف عمده می‌باشد. اولاً، پیوندی بزرگتر از ۸ dB نمی‌توان از آنها به دست آورد، زیرا پهنای نوارهای هادی و فاصله بین آنها محدود است. ثانیاً، به علت تفاوت بین سرعت فاز موده‌های زوج و فرد، سمتگرایی (D) پیونده بشدت کاهش می‌یابد. از سوی دیگر، مزیت جالب پیونده خط پیونیده پهنای باند فرکانسی وسیع قابل حصول آن می‌باشد.

از سوی دیگر، پیونده خط شاخه‌ای از نوع پیونده‌های قوی است و می‌تواند بعنوان تقسیم‌کننده توان عمل کند و حتی پیوندی برابر ۳ dB ایجاد کند. آنها از نوع پیونده‌های هم جهت و یا موج پیشرونده هستند و معمولاً دارای پیوندی قوی می‌باشند. مشخصات قابل حصول پیونده خط شاخه‌ای عکس مشخصات پیونده خط پیونیده است. ضعف اساسی پیونده خط شاخه‌ای پهنای باند محدودش می‌باشد. مثلاً، پیونده دارای حداکثر پهنای باند ۱۵ درصد برای پیوند ۳ dB در دهانه‌های خروجی و پیونیده بوده و دارای حداکثر پهنای باند ۱۰ درصد برای دهانه خروجی مجزا و برگشتی (در ورودی) می‌باشد. بنابراین، امپدانس مشخصه نامناسب و محدود قابل تحقق توسط نوارهای هادی و پهنای باند فرکانسی باریک (کمتر از ۲۰ درصد) از معایب پیونده خط شاخه‌ای است. حداکثر پهنای باند قابل حصول برای نوع جدیدی از آن موسوم به پیونده سه شاخه‌ای در حدود ۳۵ درصد می‌باشد [۱].

طول شاخه‌های پیونده خط شاخه‌ای معمولاً برابر ربع طول موج $(\lambda_p/4)$ فرکانس مرکزی اختیار می‌شود که باعث بزرگ شدن اندازه آن خصوصاً در فرکانسهای پایین می‌شود. حتی در فرکانس ۱۰ گیگاهرتز اندازه پیونده خط شاخه‌ای برای مدارات مجتمع یک پارچه میکروویو بیش از حد بزرگ است. پیونده خط شاخه‌ای بیشتر برای تحقق پیوند قوی (مانند ۳ dB) مناسب است. ولی این پیونده‌ها را می‌توان برای پیوند ضعیف نیز به کار برد. در این حالت اندازه امپدانس شاخه‌های موازی بین دو خط اصلی بیش از حد بزرگ شده (یعنی پهنای نوار بیش از حد باریک می‌شود) و نمی‌تواند بری خطوط انتقال میکرواستریپ بسهولت محاسبه و ساخته شود. (یک پیونده خط پیونیده (شامل دو خط پیونیده) را می‌توان به جای خطوط شاخه‌ای بین خطوط اصلی خط شاخه‌ای قرار داد [۱]).

پهنای باند پیونده‌ها را می‌توان با اتصال سری چند قطعه افزایش داد. روشهای طراحی پیونده‌های پهن باند را مانند "چی‌شف"

چکیده: در این مقاله یک روش عددی برای طراحی بهینه پیونده خط شاخه‌ای برای تقسیم توان اختیاری بین دهانه‌های خروجی در یک باند فرکانسی همراه با تطبیق امپدانس منبع به امپدانس بار ارائه می‌شود. ابتدا، دامنه امواج منعکسه و منتقله در چهار دهانه پیونده بر حسب ضرایب انعکاس و انتقال نوشته شده که بر حسب پارامترهای پراکندگی و در نهایت بر حسب ماتریس انتقال در تحلیل زوج و فرد بیان می‌شود. بالاخره پس از محاسبه توان خروجی در چهار دهانه، تابع خطائی برای نسبت توانها در خروجیهای پیونده در باند فرکانسی مطلوب می‌سازیم. در این روش مدلهای پاشندگی برای خطوط میکرواستریپ نیز منظور می‌شود. کمینه‌سازی تابع خطا، ابعاد پیونده مانند پهنای نوار میکرواستریپ و طول خطوط و شاخه‌هایش را به دست می‌دهد. پاسخ فرکانسی حاصل از برنامه‌های کامپیوتری نشان می‌دهد که روش پیشنهادی برای طراحی بهینه پیونده خط شاخه‌ای موثر و کارآمد می‌باشد.

کلید واژه: پیونده جهتی، پیونده خط شاخه‌ای، تطبیق امپدانس، بهینه‌سازی، مدارات میکروویو، طراحی به کمک کامپیوتر

۱- مقدمه

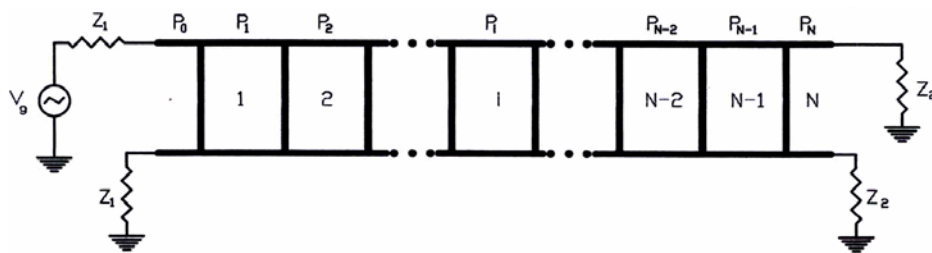
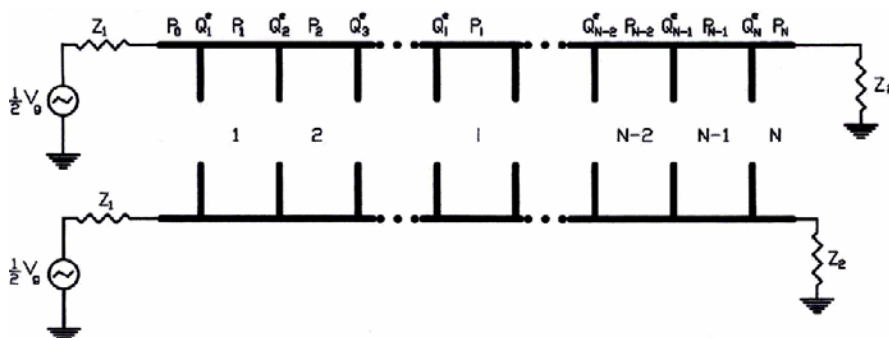
پیونده‌های جهتی مانند پیونده خط شاخه‌ای^۱، پیونده خط پیونیده^۲، پیونده لانژ^۳ و پیونده حلقوی^۴ دارای کاربردهای متعددی در طیف فرکانس میکروویو (علی‌الخصوص ۱ تا ۴۰ گیگاهرتز) می‌باشند، مانند تقسیم‌کننده توان، ترکیب‌کننده توان، تغییردهنده فاز، آمیزانه متوازن (میکسر)، تقویت‌کننده متوازن، تضعیف‌کننده، آشکارساز فرکانس، فیلتر جهتی، دی‌پلکسر، مالتی‌پلکسر، سویچ TR، سیستم تغذیه آنتن آرایه‌ای، ترانسفورماتور امپدانس و غیره. به علت حجم کم، سبکی، ارزانی، سهولت ساخت، قابلیت تولید انبوه و کاربرد مدارات میکرواستریپ، ابزارهای سابق‌الذکر را می‌توان برای میکرواستریپ (ریزنوار) و استریپ‌لاین (خط نواری) ساخته و تولید کرد. محدوده امپدانس قابل تحقق میکرواستریپ به جنس دی‌الکتریک و ضخامت زیرلایه و فرکانس عمل بستگی دارد. مثلاً، برای زیرلایه آلومینا (Al_2O_3) با ضخامت دی‌الکتریک برابر ۰/۲ میلی‌متر، امپدانس مشخصه قابل حصول از ۴۰ تا ۱۴۰ اهم می‌باشد. این برد محدود امپدانس باعث محدودیت طراحی قطعات خطوط میکرواستریپ برای مدارات میلی‌متری و مدارات مجتمع میکروویو (MIC) و مدارات مجتمع یکپارچه میکروویو (MMIC) می‌شود.

این مقاله در تاریخ ۸ اسفند ماه ۱۳۸۰ دریافت و در تاریخ ۲ دی ماه ۱۳۸۱ بازنگری شد.

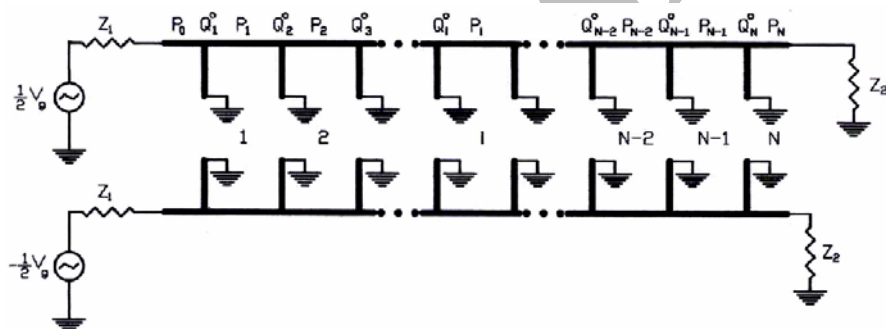
همایون عریضی، دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران، تهران، نارمک، کد پستی ۱۶۸۴۴ (email: h_oraizi@iust.ac.ir).

جمال حامدفر، شرکت ایران خودرو، تهران (email: j-hamedfar@ikco.com).

1. Branch-line coupler
2. Coupled-line coupler
3. Lange coupler
4. Ring coupler

شکل ۱: پیونده خط شاخه‌ای N قسمتی متصل به امپدانسهای منبع Z_1 و امپدانس بار Z_2 .

شکل ۲: مدار معادل تحریک زوج.



شکل ۳: مدار معادل تحریک فرد.

قابل ساخت در فرکانسهای پائین ۲ گیگاهرتز در حدود ۱۵۰-۱۳ اهم و در فرکانسهای بالا در محدوده ۱۸ گیگاهرتز در حدود ۱۶۰-۴۰ اهم می‌باشد. اکثر متون مهندسی میکروویو روش تحلیل زوج و فرد پیونده جهتی خط شاخه‌ای را شرح می‌دهد [۳] تا [۹]، که اولین بار در مرجع [۱۰] ارائه شد. پیونده جهتی یکی از ابزارهای اصلی مدارات میکروویو می‌باشد و تاریخچه آن در مراجع [۱۱] تا [۱۵] شرح داده شده و بعضی از مقالات اصلی و معتبرش در بخش مراجع ذکر شده است [۱۵] تا [۲۲]. پیونده جهتی خط شاخه‌ای همواره مورد توجه خاص بوده و انواع مختلفی از این پیونده برای بهبود عملکرد آن ابداع شده است [۲۳] تا [۳۷].

در این مقاله یک روش عددی بر مبنای کمترین مربعات برای طراحی یک پیونده خط شاخه‌ای چند قسمتی پهن باند همراه با تطبیق امپدانس منبع به امپدانس بار ارائه می‌شود. در این روش از روابط پاشندگی برای ثابت دی‌الکتریک و امپدانس مشخصه خطوط نواری استفاده می‌شود [۵]، [۷]، [۳۸] و [۳۹]. ابتدا روش عددی کمترین مربعات برای طراحی پیونده خط شاخه‌ای چند قسمتی شرح داده شده و سپس برنامه کامپیوتری و نتایج حاصل از آن توضیح داده می‌شود.

۲- روش عددی

یک پیونده خط شاخه‌ای N قسمتی دارای تقارن محوری را مطابق شکل ۱ در نظر بگیرید. امپدانس داخلی منبع متصل به دهانه‌های ۱ و ۴

(موجکهای یکسان)^۱ و "باترورث" (حداکثر تخت یا دو جمله‌ای)^۲ می‌توان به کار برد، که به محدوده وسیع امپدانس مشخصه خطوط نیاز دارد [۲]. همانطور که تعداد شاخه‌ها افزایش می‌یابد، پهنای باند فرکانسی نیز افزایش می‌یابد ولی امپدانس مشخصه مورد نیاز در شاخه‌ها خصوصاً شاخه‌های بیرونی به اندازه غیر قابل تحقق افزایش می‌یابد. مثلاً، یک پیونده جهتی خط شاخه‌ای با تعداد ۳ شاخه به پهنای باند ۳۰ درصد برای هر دو دهانه پیونیده و مجزا دست می‌یابد. ولی اندازه امپدانس لازم برای شاخه‌های بیرونی در حدود ۱۲۰ اهم خواهد بود. پهنای نوار هادی برای چنین امپدانسی بسیار باریک است ولی قابل ساخت می‌باشد. یک پیونده خط شاخه‌ای با ۴ شاخه دارای پهنای باند ۵۰ درصد برای دهانه‌های پیونیده و مجزا می‌باشد، ولی امپدانس شاخه‌های بیرونی در حدود ۱۴۰ اهم است که مرز بالای امپدانس قابل تحقق در میکرواستریپ می‌باشد. بنابراین، معمولاً تعداد شاخه‌های این پیونده بیشتر از ۴ اختیار نمی‌شود. برای میکرواستریپ با زیرلایه‌ای از جنس آلومینا، ثابت دی‌الکتریک $\epsilon_r = 9/8$ و ضخامت $0/635$ میلی‌متر، محدوده امپدانس مشخصه

1. Chebyshev, equal ripple
2. Butterworth, maximally flat, binomial

$$E_{\forall,k} = \frac{1}{\gamma} (\Gamma_k^e - \Gamma_k^o) \quad (10)$$

ضریب انعکاس Γ و ضریب انتقال T برای یک مدار دو دهانه‌ای مختوم به یک امپدانس بار Z_1 بر حسب پارامترهای پراکندگی و ضریب انعکاس در بار Γ_L عبارتند از (پیوست الف):

$$\Gamma_k^{e,o} = S_{11,k}^{e,o} + \frac{S_{12,k}^{e,o} S_{21,k}^{e,o} \Gamma_{L,k}}{1 - S_{22,k}^{e,o} \Gamma_{L,k}} \quad (11)$$

$$T_k^{e,o} = \frac{S_{21,k}^{e,o}}{1 - S_{22,k}^{e,o} \Gamma_{L,k}} \quad (12)$$

$$\Gamma_{L,k} = \frac{Z_{L,k} - Z_{o,N,k}}{Z_{L,k} + Z_{o,N,k}} \quad (13)$$

در اینجا زیرنویس k فرکانس k در باند، رونویسهای e و o به ترتیب مود زوج و فرد و $Z_{o,N,k}$ امپدانس مشخصه خط خروجی و در مورد مسئله حاضر N امین قسمت خط را نشان می‌دهد. پارامترهای پراکندگی پیوننده را می‌توان بر حسب پارامترهای ABCD و امپدانس منبع Z_1 و امپدانس بار Z_2 برای مودهای زوج و فرد نوشت (پیوست ب):

$$S_{11,k} = \frac{1}{\Delta} (A_k + B_k Y_{2,k} - C_k Z_{1,k} - D_k Z_{1,k} Y_{2,k}) \quad (14)$$

$$S_{12,k} = \frac{2}{\Delta} (A_k D_k - B_k C_k) Z_{1,k} Y_{2,k} \quad (15)$$

$$S_{21,k} = \frac{2}{\Delta} \quad (16)$$

$$S_{22,k} = \frac{1}{\Delta} (-A_k + B_k Y_{2,k} - C_k Z_{1,k} + D_k Z_{1,k} Y_{2,k}) \quad (17)$$

مخرج کسرهای فوق عبارتست از:

$$\Delta = A_k + B_k Y_{2,k} + C_k Z_{1,k} + D_k Z_{1,k} Y_{2,k} \quad (18)$$

توجه می‌کنیم از آنجا که ولتاژها و جریانها در دهانه‌های ورودی و خروجی شبکه دو دهانه‌ای بهنجار (نرمالیزه) نشده‌اند، ماتریس پراکندگی متقارن نیست [۵].

بنابراین، برای محاسبه دامنه امواج منعکسه و منتقله در چهار دهانه پیوننده، ابتدا پارامترهای ABCD را توسط معادلات (۱) تا (۶) با استفاده از روابط پاشندگی \mathcal{E} و Z_o تعیین می‌کنیم. سپس برای محاسبه پارامترهای پراکندگی آنها را در معادلات (۱۴) تا (۱۸) جایگزین می‌کنیم. بالاخره، ضرایب انعکاس و انتقال را توسط معادلات (۱۱) تا (۱۳) محاسبه کرده و در معادلات (۷) تا (۱۰) جایگزین می‌کنیم.

حال، توان منعکسه از دهانه ۱ و منتقله به دهانه‌های ۲، ۳ و ۴ را در فرکانس k ام بصورت زیر می‌توان نوشت:

$$P_{1,k} = \frac{1}{\gamma} |E_{1,k}|^2 \text{Re}(Y_{1,k}^*) \quad (19)$$

$$P_{2,k} = \frac{1}{\gamma} |E_{2,k}|^2 \text{Re}(Y_{2,k}^*) \quad (20)$$

را با Z_1 و امپدانس بار متصل به دهانه‌های ۲ و ۳ را با Z_2 نمایش می‌دهیم. ماتریس انتقال، طول، ثابت انتشار و ادیتمانس مشخصه قسمت i ام در امتداد خط سری را به ترتیب توسط $Y_{o,i}, \gamma_i, l_i, P_i$ و برای $i = 0, 1, 2, \dots, N$ نشان می‌دهیم. دو خط سری توسط شاخه‌های موازی به یک دیگر وصل می‌شوند. حال، تحلیل مود زوج و فرد را برای این پیوننده به کار می‌بریم. شکل ۲، حالت تحریک زوج پیوننده جهتی را با اتصال باز نقطه میانی شاخه‌های موازی بین دو خط سری نشان می‌دهد. شکل ۳، حالت تحریک فرد پیوننده جهتی را با اتصال کوتاه نقطه میانی شاخه‌های موازی نمایش می‌دهد. طول، ثابت انتشار و امپدانس مشخصه شاخه موازی z ام را به ترتیب با $\hat{Y}_{o,j}, \hat{\gamma}_j, d_j$ نشان می‌دهیم که برای هر دو مود زوج و فرد یکسان است. ماتریس انتقال شاخه z ام برای مود زوج و فرد به ترتیب با رونویسهای e و o توسط $Q_j^{e,o}$ نمایش داده می‌شود.

بنابراین، با استفاده از خاصیت ماتریس انتقال، می‌توان ماتریس ABCD کل مدار زوج و فرد پیوننده خط شاخه‌ای را در فرکانس k ام در باند فرکانسی مطلوب بصورت زیر نوشت:

$$T_k^{e,o} = \begin{bmatrix} A_k^{e,o} & B_k^{e,o} \\ C_k^{e,o} & D_k^{e,o} \end{bmatrix} = P_{o,k} \prod_{i=1}^N Q_{i,k}^{e,o} P_{i,k} = P_{o,k} \prod_{i=1}^N T_{i,k}^{e,o} \quad (1)$$

در اینجا ماتریس انتقال قسمت i ام و ماتریس انتقال زوج و فرد شاخه موازی i ام عبارتند از:

$$P_{i,k} = \begin{bmatrix} \cosh \gamma_{i,k} l_i & Z_{o,i,k} \sinh \gamma_{i,k} l_i \\ Y_{o,i,k} \sinh \gamma_{i,k} l_i & \cosh \gamma_{i,k} l_i \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$Q_{i,k}^o = \begin{bmatrix} 1 & \cdot \\ \hat{Y}_{o,i,k} \coth \hat{\gamma}_{i,k} d_i & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$Q_{i,k}^e = \begin{bmatrix} 1 & \cdot \\ \hat{Y}_{o,i,k} \tanh \hat{\gamma}_{i,k} d_i & 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\gamma_{i,k} = \alpha_{i,k} + j\beta_{i,k} = \alpha_{i,k} + j\omega_k \sqrt{\mu_o \epsilon_o \epsilon_{re,i,k}(f_k)} \quad (5)$$

$$\hat{\gamma}_{i,k} = \hat{\alpha}_{i,k} + j\hat{\beta}_{i,k} = \hat{\alpha}_{i,k} + j\omega_k \sqrt{\mu_o \epsilon_o \hat{\epsilon}_{re,i,k}(f_k)} \quad (6)$$

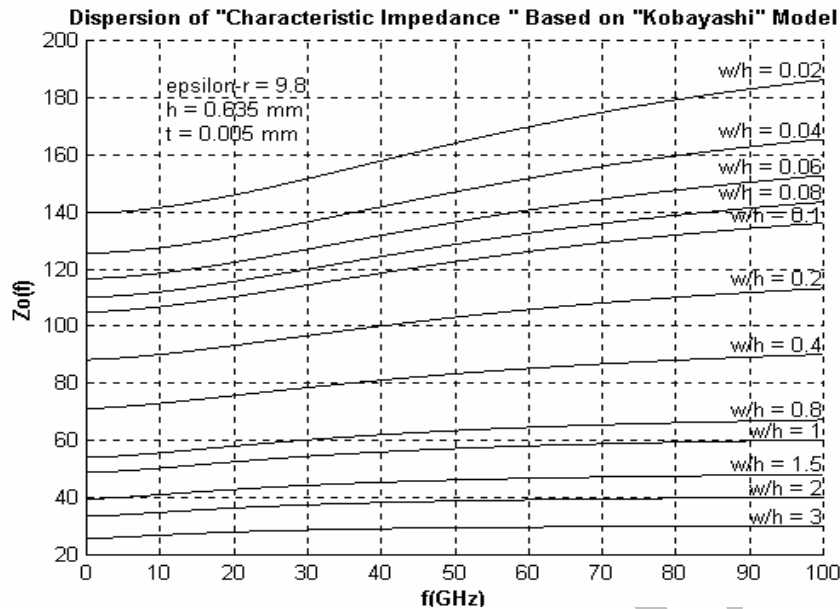
و نیز $\epsilon_{re,i,k}$ ثابت دی‌الکتریک قسمت i ام خط سری و $\hat{\epsilon}_{re,i,k}$ ثابت دی‌الکتریک شاخه i ام در فرکانس f_k می‌باشد. روابط پاشندگی برای $\mathcal{E}_{re}(f)$ ، $\mathcal{E}_{re}(f=0)$ و $Z_o(f)$ برای تک خط میکرواستریپ در مراجع [۵]، [۳۸] و [۳۹] داده شده است.

حال، دامنه موج منعکسه در دهانه متصل به منبع (۱) و دامنه امواج منتقله به دهانه‌های ۲، ۳ و ۴ بر مبنای تحلیل مود زوج و فرد عبارتند از [۴]:

$$E_{1,k} = \frac{1}{\gamma} (\Gamma_k^e + \Gamma_k^o) \quad (7)$$

$$E_{2,k} = \frac{1}{\gamma} (T_k^e + T_k^o) \quad (8)$$

$$E_{3,k} = \frac{1}{\gamma} (T_k^o - T_k^e) \quad (9)$$



شکل ۴: منحنی تغییرات امپدانس مشخصه نسبت به فرکانس برای پهناهای مختلف خط میکرواستریپ بر مبنای مدل پاشندگی "کوبایاشی".

$$\begin{aligned} \varepsilon = w t \sum_k |E_{\nu,k}|^2 + w t \sum_k [|E_{\nu,k}| - \sqrt{\alpha}]^2 \\ + w t \sum_k [|E_{\nu,k}| - \sqrt{1-\alpha}]^2 + w t \sum_k |E_{\nu,k}|^2 \end{aligned} \quad (25)$$

$$P_{\nu,k} = \frac{1}{\nu} |E_{\nu,k}|^2 \operatorname{Re}(Y_{\nu,k}^*) \quad (21)$$

$$P_{\nu,k} = \frac{1}{\nu} |E_{\nu,k}|^2 \operatorname{Re}(Y_{\nu,k}^*) \quad (22)$$

۳- برنامه کامپیوتری و نتایج

یک برنامه کامپیوتری در محیط MATLAB برای طراحی پیونده خط شاخه‌ای بر مبنای تابع خطا در معادله (۲۴) همراه با معادلات وابسته نوشته شده است. کمیات ورودی برنامه کامپیوتر عبارتند از: N (تعداد قسمتهای پیونده)، Z_1 (امپدانس ورودی پیونده بر حسب اهم)، Z_2 (امپدانس خروجی بر حسب اهم)، l_i (طول اولیه یک قسمت خط پیونده بر حسب متر)، d_i (طول اولیه یک شاخه بر حسب متر)، $u_i = w_i/h$ (پهنای اولیه بهنجار شده نوار هادی خط)، $\hat{u}_i = \hat{w}_i/h$ (حد پایین پهنای باند فرکانسی بهنجار شده نوار هادی شاخه)، f_i (حد بالایی پهنای باند فرکانسی مطلوب بر حسب هرتز)، f_u (حد بالایی پهنای باند فرکانسی مطلوب بر حسب هرتز)، K (تعداد تقسیمات پهنای باند فرکانسی)، α (نسبت تقسیم توان در دهانه خروجی ۲ و به تبع آن نسبت تقسیم توان $1-\alpha$ در دهانه خروجی ۳)، eps (معیار خطا برای توقف برنامه کامپیوتری برای حداقل تغییرات پهنای نوار هادی خطها و شاخه‌ها و نیز طول خطها و شاخه‌ها).

کمیات خروجی برنامه کامپیوتری عبارتند از: پهنای نوار هادی خطها و شاخه‌ها قبل و بعد از بهینه‌سازی، طول خطها و شاخه‌ها قبل و بعد از بهینه‌سازی، امپدانس مشخصه خطها و شاخه‌ها بعد از بهینه‌سازی و اندازه تابع خطا قبل و بعد از بهینه‌سازی. پاسخ فرکانسی پیونده خط شاخه‌ای را می‌توان بصورت منحنی توان خروجی P_3 و P_4 به ترتیب در دهانه‌های ۲ و ۳ نسبت به فرکانس قبل و بعد از بهینه‌سازی رسم کرد. همچنین منحنی تغییرات توان بازگشتی یا ضریب انعکاس در دهانه‌های ۱ و ۴ را می‌توان نسبت به فرکانس رسم کرد.

در روش پیشنهادی این مقاله برای طراحی پیونده خط شاخه‌ای، خطوط و شاخه‌ها با تلفات فرض می‌شوند. بطوری که ثابتهای انتشار آن مختلط است. ثابت تضعیف کل خط و شاخه بصورت مجموع ثابت تضعیف

توان حقیقی تابش به دهانه ۱ طبق اصل بقا توان در حالت بی تلفات برابر است با:

$$P_{inc,k} = P_{\nu,k} + P_{\nu,k} + P_{\nu,k} + P_{\nu,k} \quad (23)$$

حال، فرض می‌کنیم که کسر توان $\alpha P_{inc,k}$ به دهانه ۲ و کسر توان $(1-\alpha)P_{inc,k}$ به دهانه ۳ منتقل شود. در نهایت و در حالت تطبیق، هیچ توانی نباید از دهانه‌های ۱ و ۴ منعکس شود. بنابراین، تابع خطائی در باند فرکانسی مطلوب که به تعداد K فرکانس تقسیم شده است، می‌سازیم:

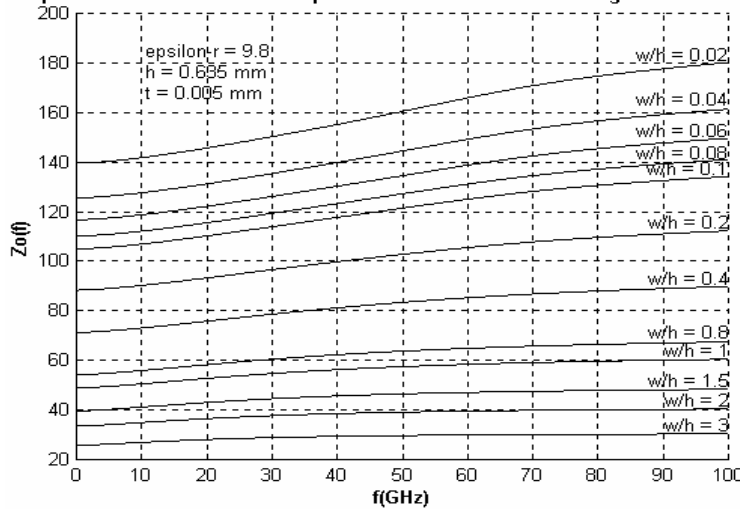
$$\begin{aligned} \varepsilon = w t \sum_k P_{\nu,k} + w t \sum_k [P_{\nu,k} - \alpha P_{inc,k}]^2 \\ + w t \sum_k [P_{\nu,k} - (1-\alpha)P_{inc,k}]^2 + w t \sum_k P_{\nu,k} \end{aligned} \quad (24)$$

در اینجا $w t \sum_k P_{\nu,k}$ ، $w t \sum_k [P_{\nu,k} - \alpha P_{inc,k}]^2$ و $w t \sum_k [P_{\nu,k} - (1-\alpha)P_{inc,k}]^2$ ضرایب وزنی هستند که اندازه چهار جمله در معادله (۲۴) را هم ارز می‌سازد و تاثیری بر روند همگرایی الگوریتم دارد. تابع خطائی را می‌توان تنها با منظور کردن جمله دوم یعنی $w t \sum_k P_{\nu,k} = w t \sum_k [P_{\nu,k} - \alpha P_{inc,k}]^2 = w t \sum_k [P_{\nu,k} - (1-\alpha)P_{inc,k}]^2 = 0$ می‌توان به کار برد.

امکان کاهش اندازه پیونده خط شاخه‌ای از طریق اتصال خازنهای فشرده به گوشه‌های وجود دارد. در تحلیل سابق‌الذکر می‌توان ادیتمانس $j\omega C_i$ را به ماتریس انتقال شاخه‌های موازی پیونده افزود و اندازه‌هایش را همراه با پهنا و طول نوارهای میکرواستریپ تعیین کرد.

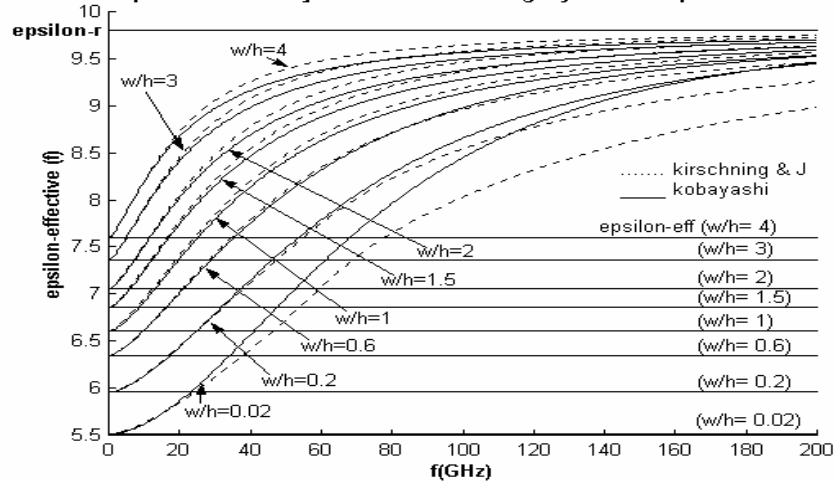
اگر امپدانسهای ورودی Z_1 و خروجی Z_2 پیونده چپتی یکسان باشند ($Z_1 = Z_2$) و با فرض تقسیم توان به نسبت α و $(1-\alpha)$ بین دو دهانه خروجی ۲ و ۳، تابع خطا را می‌توان بصورت زیر ساخت:

Dispersion of "Characteristic Impedance" Based on "Kirschning & Jansen" Model



شکل ۵: منحنی تغییرات امپدانس مشخصه نسبت به فرکانس برای پهناهای مختلف خط میکرواستریپ بر مبنای مدل پاشندگی "کرسنینگ و جانسن".

Comparison of "kobayashi" and "kirschning & jansen" Dispersion Models



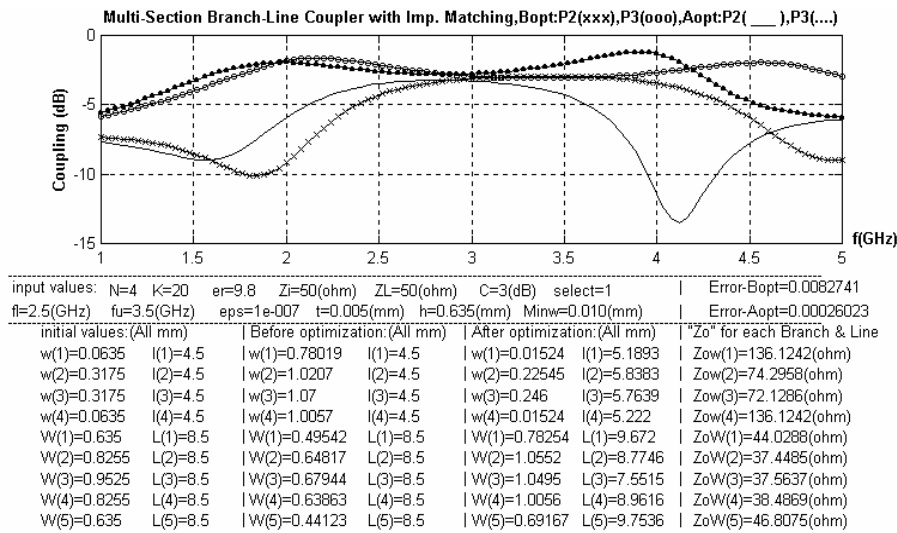
شکل ۶: مقایسه مدل‌های پاشندگی "کوبایاشی" و "کرسنینگ و جانسن" بصورت منحنی تغییرات ضریب الکتریکی مؤثر نسبت به فرکانس برای پهناهای مختلف نوار هادی میکرواستریپ.

باند فرکانسی مطلوب و امپدانس مشخصه تقریبی شاخه‌ها و خطوط، پهناهای اولیه خطوط و شاخه‌ها را میتوان بسهولت از روابط پاشندگی امپدانس مشخصه میکرواستریپ بر مبنای مدل "کوبایاشی" (شکل ۴) و مدل "کرسنینگ و جانسن" (شکل ۵) به دست آورد. مقایسه مدل‌های پاشندگی "کوبایاشی" و "کرسنینگ و جانسن" بصورت منحنی ضریب الکتریکی مؤثر نسبت به فرکانس برای پارامتر پهناهای بهنجار شده نوار هادی میکرواستریپ (W/h) در شکل ۶ رسم شده است.

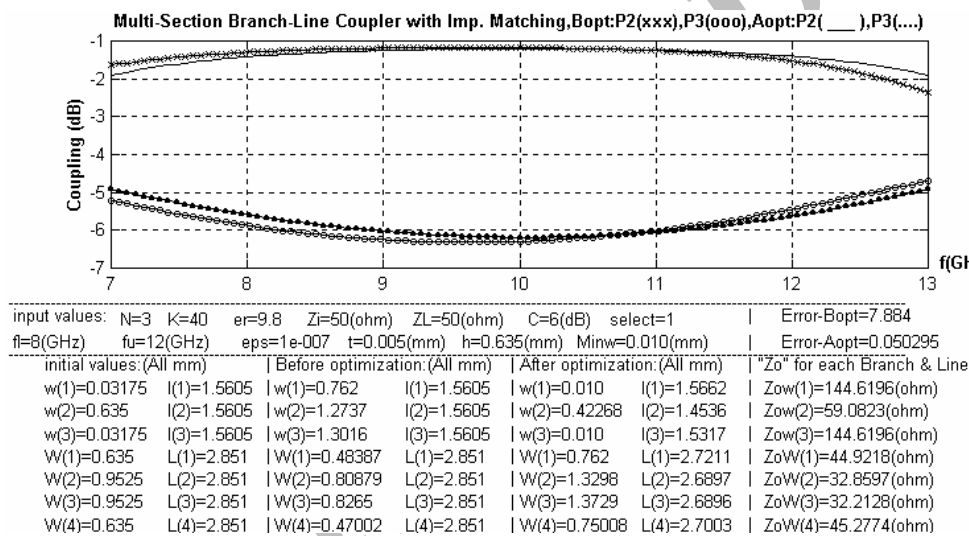
برنامه کامپیوتری برای چند مثال طراحی و بهینه‌سازی پیونده خط شاخه‌ای اجرا شده است. در شکل‌های خروجی برنامه کامپیوتری، کمیات ورودی و کمیات محاسبه شده و نیز منحنی تغییرات اندازه توان خروجی P_p و P_r به ترتیب در دهانه‌های ۲ و ۳ و همچنین منحنی تغییرات اندازه توان منعکسه P_1 و P_4 به ترتیب، در دهانه‌های ۱ و ۴ نسبت به فرکانس قبل و بعد از بهینه‌سازی (نسبت به طول خط‌ها و شاخه‌ها) رسم شده است. در شکل‌های ۷ و ۸، طراحی پیونده خط شاخه‌ای برای $Z_1 = Z_2 = 50(\Omega)$ و نسبت تقسیم توان $P_4 = 0.25 P_{inc}(W)$ و $P_1 = 0.5 P_{inc}(W)$ نیز $P_3 = 0.75 P_{inc}(W)$ رسم شده است.

هدایتی α_c و عایقی α_d بصورت $\alpha = \alpha_c + \alpha_d$ منظور شده است [۹]. همچنین پهناهای مؤثر نوار هادیها با احتساب ضخامت نوار هادی میکرواستریپ بصورت W_e در نظر گرفته شده است. روابط پاشندگی برای ثابت دی الکتریک مؤثر ϵ_{re} برای خطوط و شاخه‌ها به کار رفته است. روابط پاشندگی Kobayashi [۳۹] در محدوده $1 < \epsilon_r < 128$ و $10 < W/h < 100$ صادق است. در صورتی که روابط پاشندگی Kerschning و Jansen [۴۰] در محدوده $0 \leq h/\lambda \leq 0.130$ و $1 \leq \epsilon_r < 20$ صادق می‌باشد. برای امپدانس مشخصه خطوط از روابط پاشندگی Hammerstad و Jenson [۳۸] استفاده شده است. هر کدام از این دو حالت و نیز حالت بی‌پاشندگی را می‌توان در برنامه کامپیوتر انتخاب کرد.

یکی از مسائل طراحی از طریق روش کمترین مربعات، انتخاب مقادیر اولیه برای آغاز فرایند بهینه‌سازی است. برای طراحی پیونده خط شاخه‌ای، کمیات اولیه پهنا و طول خطوط و شاخه‌ها است. با معلوم بودن امپدانس ورودی Z_1 و Z_2 ، میتوان امپدانس خطوط و شاخه‌ها را حدس زد. معمولاً امپدانس مشخصه خطوط از ناحیه میانی پیونده بسوی دو انتهایش به تدریج افزایش می‌یابد و امپدانس مشخصه شاخه‌های انتهایی پیونده از نواحی میانی‌اش نیز به تدریج افزایش می‌یابد. با توجه به پهناهای



شکل ۷: طراحی پیونده خط شاخه‌ای برای امپدانسهای منبع و بار یکسان و تقسیم توان یکسان.



شکل ۸: منحنی توانهای خروجی نسبت به فرکانس برای پیونده با امپدانسهای منبع و بار یکسان و تقسیم توان متفاوت.

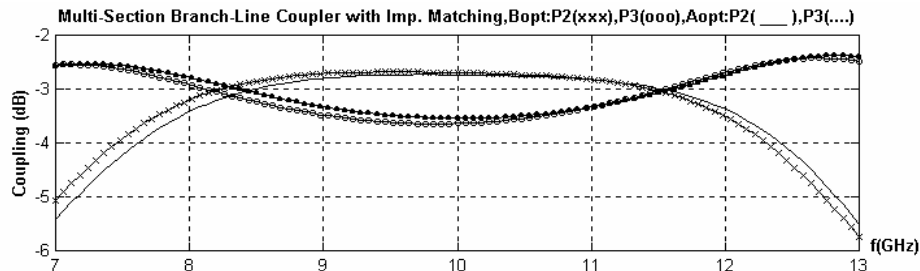
می‌رسد. در شکلها منحنی تغییرات آنها قبل و بعد از بهینه‌سازی رسم شده است. در صورتی که برای پیونده خط پیونیده، به عنوان یک پیونده ضعیف مرسوم است که مقادیر ضریب پیوند (C) ، سمتگرائی (D) و جداسازی (I) را نسبت به فرکانس رسم کنند. در هر حال، در یکی از مثالها برای پیونده خط شاخه‌ای، ضریب جداسازی یعنی توان نسبی رسیده به دهانه مجزا (دهانه ۴) نسبت به فرکانس و نیز توان بازگشتی یا منعکسه از دهانه ورودی (دهانه ۱) نسبت به فرکانس رسم شده است. (شکل ۱۱).

دو مثال برای طراحی پیونده خط شاخه‌ای توسط نرم‌افزار Serenade نیز تحلیل شد و با روش طراحی مقاله حاضر بر مبنای کمترین مربعات مقایسه شد و نتایج حاصل مطلوب بود. این دو مثال طراحی پیونده خط شاخه‌ای با تعداد N قسمت $(N=4)$ ، امپدانسهای $Z_i = Z_L = 50(\Omega)$ و ضرایب پیوند $C=3$ dB و $C=6$ dB توسط روش کمترین مربعات انجام شد و نتایج آن به ترتیب در شکلهای ۱۲ و ۱۳ ارائه شده است. تحلیل این مسئله توسط نرم افزار Serenade نیز به ترتیب در شکلهای ۱۴ و ۱۵ ارائه شده است که تطابق خوبی با شکلهای ۱۲ و ۱۳ دارد.

در شکلهای ۹ و ۱۰، طراحی پیونده خط شاخه‌ای برای $Z_1 = 50(\Omega)$ و $Z_2 = 100(\Omega)$ و نسبت تقسیم توان $P_2 = P_1 = 0.5 P_{inc}(W)$ و نیز $P_2 = 0.25 P_{inc}(W)$ و $P_1 = 0.75 P_{inc}(W)$ رسم شده است. در شکل ۱۱، توانهای بازگشتی P_1 و P_2 برای حالت اخیر رسم شده است. (شایان ذکر است که در شکلها، پهنای خطوط و شاخه‌ها به ترتیب با W و w و طولهایشان به ترتیب توسط L و l نمایش داده شده است).

از این مثالها مشاهده می‌شود که پاسخ پیونده به طول خط و شاخه حساس است. انتخاب یک طول اولیه خط باعث می‌شود که در مرحله اول طراحی پیونده توسط روش پیشنهادی، پاسخی به دست آید که حول فرکانس مرکزی که طول شاخه برابر $\lambda_g/4$ است، قرار گیرد. پس از بهینه‌سازی نسبت به طول شاخه و خط، پاسخ پیونده به سوی پهنای باند تعیین شده حرکت خواهد کرد.

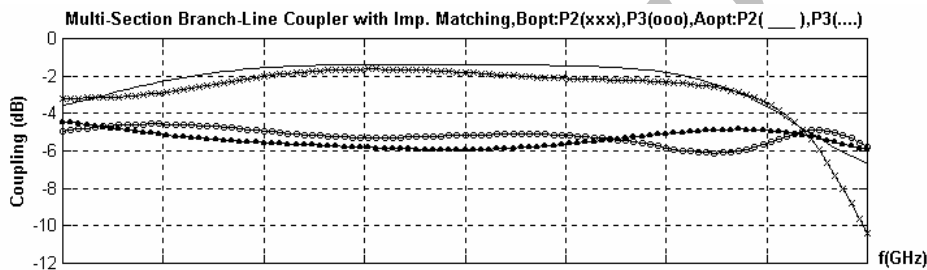
شایان ذکر است که پیونده خط شاخه‌ای عمدتاً به عنوان یک تقسیم‌کننده توان تلقی می‌شود و از خانواده ابزارها یا پیوند قوی محسوب می‌شود. بنابراین، متداول است که نسبت تقسیم توان یا توان در دو دهانه خروجی پیونده (دهانه‌های ۲ و ۳)، محاسبه و رسم شود. مثلاً، برای ضریب پیوند $C=3$ dB، نیمی از توان به دهانه ۲ و نیم دیگر به دهانه ۳



input values: N=3 K=40 er=9.8 Zi=50(ohm) ZL=100(ohm) C=3(dB) select=1 | Error-Bopt=0.15401
 fl=7.5(GHz) fu=12.5(GHz) eps=1e-007 t=0.005(mm) h=0.635(mm) Minw=0.010(mm) | Error-Aopt=0.0076018

initial values:(All mm)		Before optimization:(All mm)		After optimization:(All mm)		"Zo" for each Branch & Line
w(1)=0.03175	l(1)=1.5605	w(1)=0.55861	l(1)=1.5605	w(1)=0.010	l(1)=1.6472	Zow(1)=144.6196(ohm)
w(2)=0.3175	l(2)=1.5605	w(2)=0.64852	l(2)=1.5605	w(2)=0.24977	l(2)=1.467	Zow(2)=72.1281(ohm)
w(3)=0.03175	l(3)=1.5605	w(3)=0.47091	l(3)=1.5605	w(3)=0.010	l(3)=1.5671	Zow(3)=144.6196(ohm)
W(1)=0.635	L(1)=2.851	W(1)=0.35472	L(1)=2.851	W(1)=0.55948	L(1)=2.3086	ZoW(1)=52.2277(ohm)
W(2)=0.34042	L(2)=2.851	W(2)=0.41181	L(2)=2.851	W(2)=0.70238	L(2)=2.8339	ZoW(2)=46.7619(ohm)
W(3)=0.18929	L(3)=2.851	W(3)=0.29903	L(3)=2.851	W(3)=0.51293	L(3)=2.8602	ZoW(3)=54.318(ohm)
W(4)=0.087	L(4)=2.851	W(4)=0.06629	L(4)=2.851	W(4)=0.10439	L(4)=2.9916	ZoW(4)=93.5845(ohm)

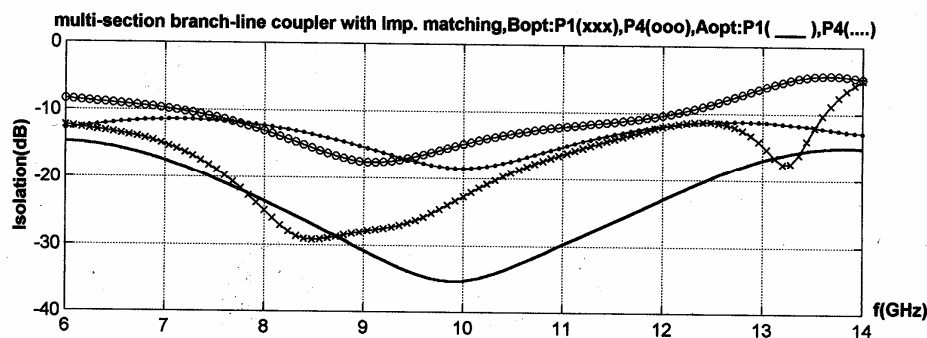
شکل ۹: طراحی پیونده خط شاخه‌ای برای امیدانه‌های منبع و بار متفاوت و تقسیم توان یکسان.



input values: N=4 K=30 er=9.8 Zi=50(ohm) ZL=100(ohm) C=6(dB) select=1 | Error-Bopt=72.5024
 fl=8(GHz) fu=12(GHz) eps=1e-007 t=0.005(mm) h=0.635(mm) Minw=0.005(mm) | Error-Aopt=4.873

initial values:(All mm)		Before optimization:(All mm)		After optimization:(All mm)		"Zo" for each Branch & Line
w(1)=0.03175	l(1)=1.5605	w(1)=0.9525	l(1)=1.5605	w(1)=0.005	l(1)=1.7439	Zow(1)=159.0104(ohm)
w(2)=0.0635	l(2)=1.5402	w(2)=2.753	l(2)=1.5402	w(2)=0.005	l(2)=2.0386	Zow(2)=159.0104(ohm)
w(3)=0.0635	l(3)=1.5402	w(3)=4.0259	l(3)=1.5402	w(3)=0.005	l(3)=1.041	Zow(3)=159.0104(ohm)
w(4)=0.03175	l(4)=1.5605	w(4)=1.6165	l(4)=1.5605	w(4)=0.005	l(4)=1.5619	Zow(4)=159.0104(ohm)
W(1)=0.635	L(1)=2.851	W(1)=0.60484	L(1)=2.851	W(1)=0.9525	L(1)=2.8394	ZoW(1)=39.9472(ohm)
W(2)=0.33979	L(2)=2.9299	W(2)=1.7482	L(2)=2.9299	W(2)=1.4861	L(2)=3.0364	ZoW(2)=30.634(ohm)
W(3)=0.22949	L(3)=2.974	W(3)=2.5564	L(3)=2.974	W(3)=1.2812	L(3)=4.461	ZoW(3)=33.6223(ohm)
W(4)=0.15538	L(4)=3.0118	W(4)=1.0265	L(4)=3.0118	W(4)=0.76941	L(4)=3.0242	ZoW(4)=44.7038(ohm)
W(5)=0.087	L(5)=3.0588	W(5)=0.08286	L(5)=3.0588	W(5)=0.13049	L(5)=3.2024	ZoW(5)=88.1838(ohm)

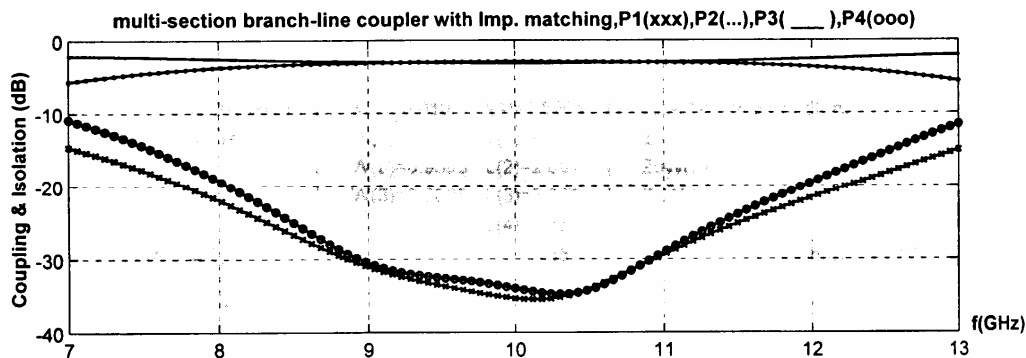
شکل ۱۰: منحنی توانهای خروجی نسبت به فرکانس برای پیونده با امیدانه‌های منبع و بار متفاوت و تقسیم توان متفاوت.



input values: N=4 K=30 er=9.8 Zi=50(ohm) ZL=100(ohm) C=6(dB) select=1 | Error-Bopt=72.5024
 fl=8(GHz) fu=12(GHz) eps=1e-007 t=0.005(mm) h=0.635(mm) Minw=0.005(mm) | Error-Aopt=4.873

initial values:(All mm)		Before optimization:(All mm)		After optimization:(All mm)		"Zo" for each Branch & Line
w(1)=0.03175	l(1)=1.5605	w(1)=0.9525	l(1)=1.5605	w(1)=0.005	l(1)=1.6045	Zow(1)=159.0104(ohm)
w(2)=0.0635	l(2)=1.5402	w(2)=2.753	l(2)=1.5402	w(2)=0.005	l(2)=1.6045	Zow(2)=159.0104(ohm)
w(3)=0.0635	l(3)=1.5402	w(3)=4.0259	l(3)=1.5402	w(3)=0.005	l(3)=1.6045	Zow(3)=159.0104(ohm)
w(4)=0.03175	l(4)=1.5605	w(4)=1.6165	l(4)=1.5605	w(4)=0.005	l(4)=1.6045	Zow(4)=159.0104(ohm)
W(1)=0.635	L(1)=2.851	W(1)=0.60484	L(1)=2.851	W(1)=0.9525	L(1)=2.7852	ZoW(1)=39.9472(ohm)
W(2)=0.33979	L(2)=2.9299	W(2)=1.7482	L(2)=2.9299	W(2)=1.4861	L(2)=2.709	ZoW(2)=30.634(ohm)
W(3)=0.22949	L(3)=2.974	W(3)=2.5564	L(3)=2.974	W(3)=1.2812	L(3)=2.7346	ZoW(3)=33.6223(ohm)
W(4)=0.15538	L(4)=3.0118	W(4)=1.0265	L(4)=3.0118	W(4)=0.76941	L(4)=2.8205	ZoW(4)=44.7038(ohm)
W(5)=0.08699	L(5)=3.0588	W(5)=0.08286	L(5)=3.0588	W(5)=0.13049	L(5)=3.027	ZoW(5)=88.1838(ohm)

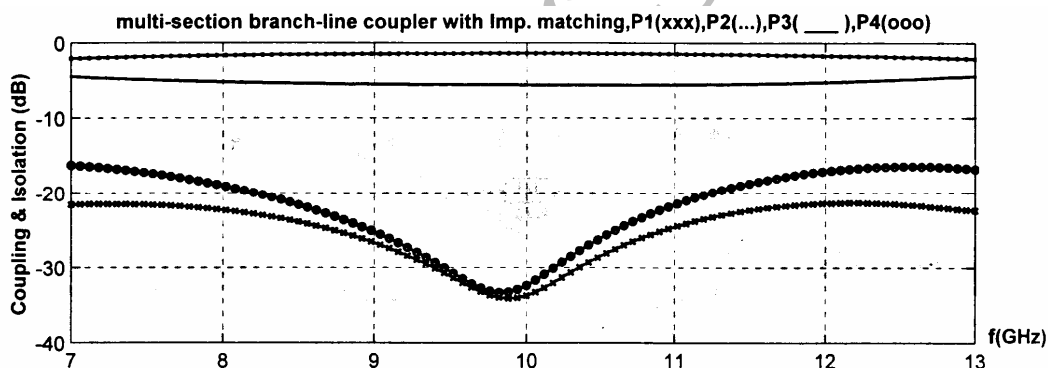
شکل ۱۱: منحنی توان منعکسه نسبت به فرکانس برای پیونده خط شاخه‌ای با امیدانه‌های متفاوت و تقسیم توان متفاوت.



input values: $N=4$ $K=30$ $\epsilon_r=9.8$ $Z_i=50(\text{ohm})$ $Z_L=50(\text{ohm})$ $C=3(\text{dB})$ $\text{select}=1$ | Error-Bopt=54.1289
 $f_i=9(\text{GHz})$ $f_u=11(\text{GHz})$ $\epsilon_{ps}=1e-007$ $t=0.005(\text{mm})$ $h=0.635(\text{mm})$ $\text{Min}w=0.010(\text{mm})$ | Error-Aopt=0.23789

initial values:(All mm)		After optimization:(All mm)		"Zo" for each Branch & Line
$w(1)=0.0317$	$l(1)=1.5605$	$w(1)=0.010$	$l(1)=1.5605$	$Z_{ow}(1)=144.6196(\text{ohm})$
$w(2)=0.0635$	$l(2)=1.5605$	$w(2)=0.0258$	$l(2)=1.5605$	$Z_{ow}(2)=125.7976(\text{ohm})$
$w(3)=0.0635$	$l(3)=1.5605$	$w(3)=0.02756$	$l(3)=1.5605$	$Z_{ow}(3)=124.3669(\text{ohm})$
$w(4)=0.0317$	$l(4)=1.5605$	$w(4)=0.010$	$l(4)=1.5605$	$Z_{ow}(4)=144.6196(\text{ohm})$
$W(1)=0.635$	$L(1)=2.851$	$W(1)=0.6985$	$L(1)=2.851$	$Z_{oW}(1)=46.8871(\text{ohm})$
$W(2)=0.762$	$L(2)=2.851$	$W(2)=0.61528$	$L(2)=2.851$	$Z_{oW}(2)=49.9625(\text{ohm})$
$W(3)=0.889$	$L(3)=2.851$	$W(3)=0.4445$	$L(3)=2.851$	$Z_{oW}(3)=57.8481(\text{ohm})$
$W(4)=0.762$	$L(4)=2.851$	$W(4)=0.6354$	$L(4)=2.851$	$Z_{oW}(4)=49.0299(\text{ohm})$
$W(5)=0.635$	$L(5)=2.851$	$W(5)=0.6874$	$L(5)=2.851$	$Z_{oW}(5)=47.25(\text{ohm})$

شکل ۱۲: طراحی پیونده خط شاخه‌ای برای $N=4$ ، $Z_i=Z_L=50(\Omega)$ و $C=3$ dB



input values: $N=4$ $K=30$ $\epsilon_r=9.8$ $Z_i=50(\text{ohm})$ $Z_L=50(\text{ohm})$ $C=6(\text{dB})$ $\text{select}=1$ | Error-Bopt=54.1289
 $f_i=9(\text{GHz})$ $f_u=11(\text{GHz})$ $\epsilon_{ps}=1e-007$ $t=0.005(\text{mm})$ $h=0.635(\text{mm})$ $\text{Min}w=0.010(\text{mm})$ | Error-Aopt=0.54724

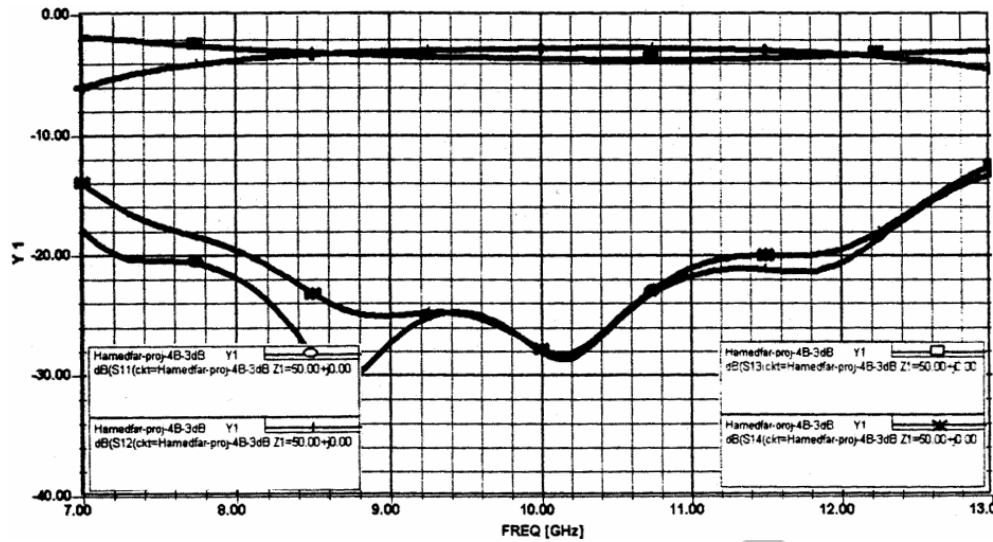
initial values:(All mm)		After optimization:(All mm)		"Zo" for each Branch & Line
$w(1)=0.0317$	$l(1)=1.5605$	$w(1)=0.010$	$l(1)=1.5605$	$Z_{ow}(1)=144.6196(\text{ohm})$
$w(2)=0.0635$	$l(2)=1.5605$	$w(2)=0.010$	$l(2)=1.5605$	$Z_{ow}(2)=144.6196(\text{ohm})$
$w(3)=0.0635$	$l(3)=1.5605$	$w(3)=0.010$	$l(3)=1.5605$	$Z_{ow}(3)=144.6196(\text{ohm})$
$w(4)=0.03175$	$l(4)=1.5605$	$w(4)=0.010$	$l(4)=1.5605$	$Z_{ow}(4)=144.6196(\text{ohm})$
$W(1)=0.635$	$L(1)=2.851$	$W(1)=0.762$	$L(1)=2.851$	$Z_{oW}(1)=44.9218(\text{ohm})$
$W(2)=0.762$	$L(2)=2.851$	$W(2)=0.9593$	$L(2)=2.851$	$Z_{oW}(2)=39.7893(\text{ohm})$
$W(3)=0.889$	$L(3)=2.851$	$W(3)=0.9695$	$L(3)=2.851$	$Z_{oW}(3)=39.5582(\text{ohm})$
$W(4)=0.762$	$L(4)=2.851$	$W(4)=1.065$	$L(4)=2.851$	$Z_{oW}(4)=37.5225(\text{ohm})$
$W(5)=0.635$	$L(5)=2.851$	$W(5)=0.762$	$L(5)=2.851$	$Z_{oW}(5)=44.9218(\text{ohm})$

شکل ۱۳: طراحی پیونده خط شاخه ای برای $N=4$ ، $Z_i=Z_L=50(\Omega)$ و $C=6$ dB

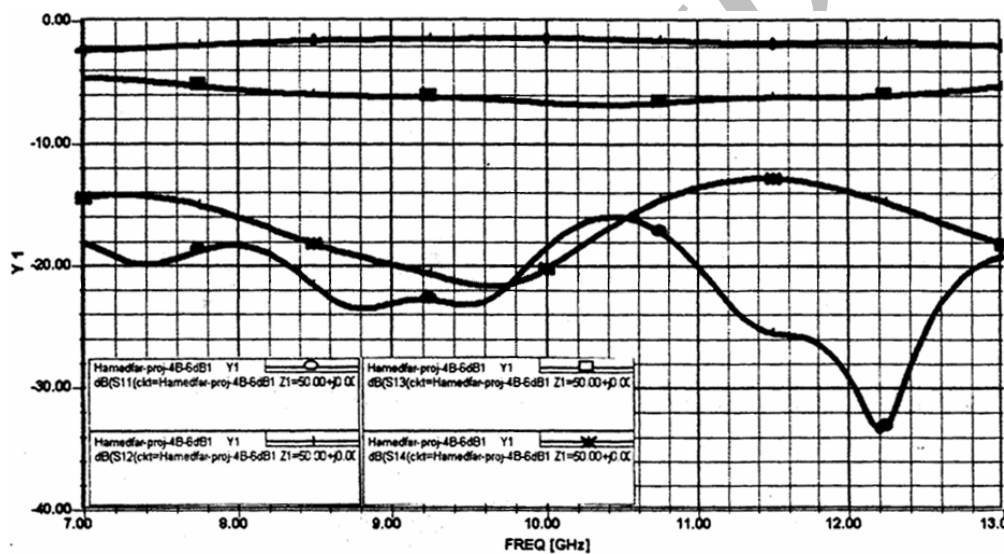
خطها و شاخه‌ها دارد، که باید به نحو مقتضی داده شود و الگوریتم آغاز به طراحی پیونده کند و سپس بهینه‌سازی را انجام دهد. این مقادیر اولیه را می‌توانیم از مدل‌های "کرش‌نینگ و جانسن" و "کوبایاشی" به دست آوریم. یک مجموعه منحنیهای مستخرج از این دو مدل، اندازه امپدانس مشخصه میکرواستریپ را نسبت به فرکانس با پارامتر پهنای نوار (W/h) در شکل‌های ۴ و ۵ به دست می‌دهد. دو مدل "کرش‌نینگ و جانسن" و "کوبایاشی" در شکل ۶ مقایسه شده‌اند و اندازه ϵ_{eff} را نسبت به فرکانس با پارامتر (W/h) رسم می‌کند.

اگر چه روش پیشنهادی می‌تواند تلفات عایقی زیرلایه و تلفات هدایتی میکرواستریپ را بسهولت منظور کند، ولی برای سادگی تدوین روش عددی و نوشتن نرم‌افزار برای برنامه‌های کامپیوتری، این تلفات در مقاله حاضر منظور نشده است. در هر حال، فرمولهای مربوط به تلفات را می‌توان بدون پیچیدگی در الگوریتمها به حساب آورد.

اصولاً، روش عددی کمترین مربعات نیاز به مقادیر اولیه متغیرها دارد. الگوریتم طراحی پیونده خط شاخه‌ای نیز نیاز به مقادیر اولیه پهنای نوار هادی خطها و شاخه‌ها (یا بطور معادل امپدانسهای مشخصه) و نیز طول



شکل ۱۴: نتایج تحلیل مثال شکل ۱۲ توسط Serenade.



شکل ۱۵: نتایج تحلیل مثال شکل ۱۳ توسط Serenade.

خروجی پیونده مشخص کرده و به دست آورد. برنامه کامپیوتری این روش طراحی پیونده خط شاخه‌ای بسهولت نوشته می‌شود. مثالهای متعدد طراحی نشان داده است که عملکرد پیونده به طول خطوط و شاخه‌ها حساس است و پاسخ مطلوب پیونده حول فرکانسی که طول خطوط و شاخه‌ها در حدود ربع طول موج است، قرار می‌گیرد. همچنین مشاهده می‌شود که پیونده خط شاخه‌ای نسبتاً باریک باند می‌باشد و پهنای باندش را نمی‌توان به سادگی افزایش داد.

پیوست الف

معادلات (۱۱) و (۱۲) را در اینجا برای سهولت مراجعه به دست می‌آوریم [۴۱]. شبکه‌ای دو دهانه‌ای را در نظر بگیرید. در دهانه ورودی ۱، ولتاژ تابش و منعکسه به ترتیب V_1^+ و V_1^- بوده و ضریب انعکاس ورودی Γ_{in} است. در دهانه خروجی ۲، ولتاژهای تابش و منعکسه، به ترتیب V_2^+ و V_2^- است. امپدانس مشخصه خط خروجی Z_2 بوده و امپدانس بار Z_L به خروجی وصل شده است. ضریب انعکاس بار Γ_L است.

ولتاژهای منعکسه بر حسب پارامترهای پراکندگی و ولتاژهای تابش عبارتند از:

۴- نتیجه گیری

روش عددی کمترین مربعات را می‌توان برای تحلیل و طراحی مسئله آنتن‌ها و ابزارهای میکروویو به کار برد. قبلاً این روش برای تحلیل مسئله پیونده موج‌برها به کار رفته است. موضوع مقاله حاضر، طراحی پیونده خط شاخه‌ای است که سابقه‌ای در مراجع ندارد. الگوریتم ارائه شده در این مقاله بر مبنای کمترین مربعات، یک پیونده خط شاخه‌ای را برای هر مجموعه مقادیر اولیه (یعنی پهنا و طول اختیاری خطها و شاخه‌ها در یک پهنای باند داده شده) طراحی می‌کند. پس از این طراحی اولیه، بهینه‌سازی پیونده برای بهبود مشخصات آن، با تغییر پهنای خطها و شاخه‌ها و نیز طول‌شان پی در پی انجام می‌گیرد.

روش عددی پیشنهادی برای طراحی پیونده خط شاخه‌ای بر مبنای روش کمترین مربعات امکان تعیین اندازه بهینه پهنای نوار میکرواستریپ و نیز طول خطها و شاخه‌های پیونده را برای عملکرد مطلوب در یک پهنای باند فرکانسی تعیین شده همراه با تطبیق امپدانس منبج و بار به دست می‌دهد. در این روش اثر پاشندگی یعنی بستگی ثابت دی‌الکتریک و امپدانس مشخصه به فرکانس توسط مدل‌های پاشندگی معمول بسهولت منظور می‌شود. نسبت‌های مختلف تقسیم توان را می‌توان بین دهانه‌های

$$I_1 = I_1^+ + I_1^- = \frac{1}{Z_1}(V_1^+ - V_1^-) \quad (۷-ب)$$

$$I_2 = -I_2^+ + I_2^- = \frac{1}{Z_2}(-V_2^+ + V_2^-) \quad (۸-ب)$$

توجه کنید که ولتاژها و جریانها بهنجار شده نیستند. معادلات (۵-ب) تا (۸-ب) را در معادلات (۱-ب) و (۲-ب) جایگزین می‌کنیم.

$$V_1^- - (A + Y_2 B)V_2^- = -V_1^+ + (A - Y_2 B)V_2^+ \quad (۹-ب)$$

$$V_1^- + (C + Y_2 D)V_2^- Z_1 = V_1^+ - (C - Y_2 D)Z_1 V_2^+ \quad (۱۰-ب)$$

ولتاژهای منعکسه از دو دهانه یعنی V_1^- و V_2^- را از حل همزمان دو معادله (۹-ب) و (۱۰-ب) به دست می‌آوریم. بالاخره، پارامترهای پراکندگی تعیین می‌شود.

$$S_{11} = \left. \frac{V_1^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \frac{A + Y_2 B - Z_1 C - Y_2 Z_1 D}{\Delta} \quad (۱۱-ب)$$

$$S_{12} = \left. \frac{V_1^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} = \frac{2(AD - BC)Z_1 Y_2}{\Delta} \quad (۱۲-ب)$$

$$S_{21} = \left. \frac{V_2^-}{V_1^+} \right|_{V_2^+ = 0} = \frac{2}{\Delta} \quad (۱۳-ب)$$

$$S_{22} = \left. \frac{V_2^-}{V_2^+} \right|_{V_1^+ = 0} = \frac{-A + Y_2 B - Z_1 C - Z_1 Y_2 D}{\Delta} \quad (۱۴-ب)$$

در اینجا

$$\Delta = A + Y_2 B + Z_1 C + Z_1 Y_2 D \quad (۱۵-ب)$$

مراجع

- [1] D. K. Paul, et al., "Broadband branchline coupler for S band," *Electronics Lett.*, vol. 27, no. 15, pp. 1318-1319, 18th Jul. 1991.
- [2] R. Levy, "A guide to the practical application of Chebyshev functions to the design of microwave components," in *Proc. IEE, C*, vol. 106, no. 6, pp. 193-199, Jun. 1959.
- [3] P. A. Rizzi, *Microwave Eng., Passive Circuits*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1988.
- [4] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 2nd Ed. New York: Wiley, p. 379, 1998.
- [5] R. Mongia, I. Bahl, and P. Bhartia, *RF and Microwave Coupled-Line Circuits*, Norwood, pp. 90-97, MA: Artech House, 1999.
- [6] G. L. Montgomery, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. New York: McGraw-Hill, 1964. (Reprinted by Artech House, Norwood, MA, 1980.)
- [7] T. C. Edwards, *Foundations for Microstrip Circuit Design*, 2nd Ed., New York: Wiley, 1992.
- [8] B. C. Wadell, *Transmission Line Design Data*. Norwood, MA: Artech House, 1991.
- [9] E. H. Fooks and R. A. Zakarevicius, *Microwave Engineering Using Microstrip Circuits*. Englewood Cliffs, p. 109, NJ: Prentice-Hall, 1990.
- [10] J. Reed and G. Wheeler, "A method of analysis of symmetrical four port network," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 4, no. 10, pp. 246-252, Oct. 1956.
- [11] R. Levy, "Directional couplers," *Advances in Microwave*, vol. 1, pp. 115-209, L. Young, Ed., New York: Academic, 1966.
- [12] W. E. Caswell and R. F. Schwartz, "The directional coupler- 1966," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, no. 2, pp. 120-123, Feb. 1967.

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \quad (۱-الف)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \quad (۲-الف)$$

و ضریب انعکاس بار در دهانه خروجی عبارتست از:

$$\Gamma_L = \frac{V_2^+}{V_2^-} = \frac{Z_L - Z_2}{Z_L + Z_2} = \frac{(Z_L/Z_2) - 1}{(Z_L/Z_2) + 1} = \frac{\bar{Z}_L - 1}{\bar{Z}_L + 1} \quad (۳-الف)$$

معادله (الف-۳) را در معادلات (الف-۱) و (الف-۲) جایگزین می‌کنیم.

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad (۴-الف)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad (۵-الف)$$

پس از معادله (الف-۵) داریم:

$$V_2^- = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L} V_1^+ \quad (۶-الف)$$

و سپس معادله (الف-۶) را در معادله (الف-۴) جایگزین می‌کنیم و ضریب انعکاس در دهانه ورودی شبکه را به دست می‌آوریم.

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (۷-الف)$$

که همان معادله (۱۱) در متن مقاله است. بالاخره از معادله (الف-۶) نیز ضریب انتقال شبکه دو دهانه‌ای را به دست می‌آوریم:

$$T = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

که همان معادله (۱۲) در متن مقاله است.

پیوست ب

معادلات (۱۴) تا (۱۸) را در اینجا برای سهولت مراجعه به دست می‌آوریم [۵]. شبکه‌ای دو دهانه‌ای را با امپدانس خطوط ورودی Z_1 و خروجی Z_2 در نظر بگیرید.

ادمیتانس خطوط ورودی $Y_1 = 1/Z_1$ و خروجی $Y_2 = 1/Z_2$ است. ولتاژ و جریان دهانه ورودی را بر حسب ولتاژ و جریان دهانه خروجی با استفاده از پارامترهای ABCD می‌نویسیم:

$$V_1 = AV_2 + BI_2 \quad (۱-ب)$$

$$I_1 = CV_2 + DI_2 \quad (۲-ب)$$

ولتاژهای منعکسه از دهانه‌های ورودی و خروجی را بر حسب ولتاژهای تابش بر آنها با استفاده از پارامترهای پراکندگی (S) می‌نویسیم.

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ \quad (۳-ب)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ \quad (۴-ب)$$

ولتاژهای کل در دو دهانه ورودی و خروجی عبارتند از:

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- \quad (۵-ب)$$

$$V_2 = V_2^+ + V_2^- \quad (۶-ب)$$

جریانهای کل در آنها عبارتند از:

- [37] A. Ashoka "Practical realization of difficult microstrip line hybrid couplers and power dividers," in *Proc. IEEE MTT- S Int'l Microwave Symp. Digest*, pp. 273-276, 1992.
- [38] E. Hammerstad and O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer - aided design," in *Proc. IEEE MTT- S Int'l Microwave Symp. Dig.*, pp. 407-409, 1980.
- [39] M. Kobayashi, "A dispersion formula satisfying recent requirements in microstrip CAD," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 8, pp. 1246-1250, Aug. 1988.
- [40] M. Kirschning and R. H. Jansen, "Accurate model for effective dielectric constant of microstrip and validity up to millimeter-wave frequencies," *Electron Lett.*, vol. 18, no. 3, pp. 272-273, 18th Mar. 1982.
- [41] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*, p. 254, Second Edition, p. 254, New York: McGraw-Hill, 1990

همایون عریضی دانشنامه کارشناسی مهندسی برق را در سال ۱۳۴۶ از دانشگاه آمریکائی بیروت، لبنان، دانشنامه‌های کارشناسی ارشد و دکتری را به ترتیب در سالهای ۱۳۴۸ و ۱۳۵۲ از دانشگاه سیراکیوز، ایالت نیویورک، آمریکا اخذ کرد. از سال ۱۳۵۳ تا ۱۳۵۳ به عنوان استادیار در دانشکده برق، دانشگاه صنعتی خواجه نصیرالدین طوسی تدریس کرد. از سال ۱۳۵۳ تا ۱۳۶۳ در یکان مخابرات صنایع الکترونیک ایران در شیراز به عنوان مهندس سیستم، سرپرست و رئیس بخش مهندسی سیستم و مشاور فنی یکان مخابرات در زمینه سیستمهای مخابرات HF/VHF/UHF فعالیت کرد. از سال ۱۳۶۳ تا ۱۳۶۴ به عنوان کارشناس فنی در قسمت مهندسی پشتیبانی مجتمع صنایع دفاع اصفهان کار کرد. در سال ۱۳۶۴ به عنوان استادیار به دانشکده مهندسی برق، دانشگاه علم و صنعت ایران منتقل شد. در سال ۱۳۷۳ به دانشیاری و در سال ۱۳۷۸ به استادی ارتقاء یافت. فعالیت آموزشی ایشان شامل تدریس دروس مختلف مهندسی الکترومغناطیس در گرایش میدانها و امواج گروه مخابرات می‌باشد. در یک دوره دو ساله به عنوان سرپرست گروه مخابرات انجام وظیفه کرد. سرپرستی پروژههای کارشناسی، کارشناسی ارشد و دکتری را برعهده دارد. کتب مختلفی را تالیف و ترجمه کرده است مانند: آشنائی با اسلام، الکترومغناطیس جلد اول الکتریسته ساکن، جلد دوم مغناطیس ساکن، میدانها و امواج، تحلیل و طراحی آنتن (به عنوان کتاب سال جمهوری اسلامی ایران در سال ۱۳۷۵ انتخاب شد)، میدانهای الکترومغناطیسی متناوب، و غیره. فعالیت پژوهشی ایشان در زمینه روشهای عددی برای تحلیل و طراحی آنتنها، ابزارهای میکروویو، انتشار امواج رادیویی و غیره می‌باشد. یکی از پروژههای تحقیقاتی ایشان در سال ۱۳۸۰ به عنوان طرح برگزیده دانشگاه علم و صنعت ایران برگزیده شد. پروژههای متعددی را در صنعت و دانشگاه اجراء و تکمیل کرده است. بیش از هفتاد مقاله علمی در مجلات و کنفرانسهای بین‌المللی ارائه نموده است. عضو ارشد انجمن مهندسين برق و الکترونیک (IEEE) است. در تابستان ۱۳۸۲ مدت دو ماه را به عنوان استاد مدعو در دانشگاه Tsukuba ژاپن گذراند.

جمال حامد فر دوره کاردانی الکترونیک را در سال ۱۳۶۶ در دانشگاه صنعتی امیرکبیر به پایان رسانید و در سال ۱۳۷۱ از دوره کارشناسی الکترونیک دانشگاه آزاد اسلامی واحد جنوب تهران فارغ التحصیل گردید. او دانشنامه کارشناسی ارشد مخابرات را در سال ۱۳۷۹ از دانشگاه علم و صنعت ایران اخذ کرد. در حال حاضر ایشان به عنوان کارشناس فنی شرکت ایران خودرو در زمینه نصب، نگهداری و تعمیرات دستگاههای CNC و CMM به فعالیت اشتغال دارد.

- [13] S. B. Cohn and R. Levy, "History of microwave passive components with particular attention to directional couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1045-1054, Sep. 1984.
- [14] B. M. Oliver, "Directional electromagnetic couplers," in *Proc. IEEE*, vol. 42, no. 11, pp. 1986-1992, Nov. 1954.
- [15] J. Reed, "The multiple branch waveguide coupler," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 6, no. 10, pp. 393-403, Oct. 1958.
- [16] P. D. Lomer and J. W. Crompton, "A new form of hybrid junction for microwave frequencies," in *Proc. IEE, B*, vol. 104, no. 5, pp. 261-264, May 1957.
- [17] D. A. Pierre, *Optimization Theory and Applications*. New York: Wiley, 1969.
- [18] L. Young, "Synchronous branch-guide directional couplers for low and high power applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 10, no. 11, pp. 459-475, Nov. 1962.
- [19] K. G. Patterson, "A method for accurate design of a broadband multibranch waveguide coupler," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 7, no. 11, pp. 466-473, Nov. 1962.
- [20] R. Levy and L. F. Lind, "Synthesis of symmetrical branch- guide directional couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 16, no. 10, pp. 80-89, Oct. 1959.
- [21] Y. Chen Ho, "Transform impedance with a branchline coupler," *Microwaves*, vol. 15, no. 5, pp. 47-52, May 1976.
- [22] M. Muraguchi, T. Yukitake, and Y. Natio, "Optimum design of 3-dB branch- line couplers using microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 8, pp. 674-678, Aug. 1983.
- [23] J. W. Gippich, "A new class of branch- line directional couplers," in *Proc. IEEE MTT-S Int'l Microwave Symp. Dig.*, pp. 589-592, 1993.
- [24] T. Hirota, A. Minakawa, and M. Muraguchi, "Reduced- size branch- line and rat- race hybrids for unipolar MMICS," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 3, pp. 270-275, Mar. 1990.
- [25] T. Anada, J. P. Hsu, and T. Okoshi, "New synthesis method for a branch- line 3dB hybrid: a hybrid approach comprising planar and transmission line circuit concepts," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 39, no. 6, pp. 969-976, Jun. 1991.
- [26] M. Muraguchi, T. Yukitake, and Y. Naito, "Optimum design of 3-dB branch- line couplers using microstrip lines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 31, no. 8, pp. 674-678, Aug. 1983.
- [27] C. Y. Lee and T. Itoh, "Full- wave analysis and design of a double-sided branch- line coupler and its complementary structure," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 8, pp. 1895-1901, Aug. 1995.
- [28] T. Kawai and L. Ohta, "Planar- circuit- type 3-dB quadrature hybrids," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 12, pp. 2462-2467, Dec. 1994.
- [29] C. H. Ho, L. Fan, and K. Chang, "A broad- band unipolar branch- line coupler using a coupled rectangular slotline ring," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 3, no. 6, pp. 175-176, Jun. 1993.
- [30] S. Banba, T. Hasegawa, and H. Ogawa, "Multilayer MIMIC branch- line hybrid using thin dielectric layers," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 1, no. 11, pp. 346-347, Nov. 1991.
- [31] M. H. Murgulescu, et al., "New small 90° hybrid coupler," *Electronics Lett.*, vol. 30, no. 16, pp. 1289-1290, 4th Aug. 1994.
- [32] D. K. Paul, et al., "Broadband branchline coupler for S band," *Electronics Lett.*, vol. 27, no. 15, pp. 1318-1319, 18th Jul. 1991.
- [33] B. Mayer, "New broadband branchline coupler," *Electronics Lett.*, vol. 26, no. 18, pp. 1477-1478, 30th Aug. 1990.
- [34] B. Mayer and R. Knochel, "Branchline- couplers with improved design flexibility and broad bandwidth," in *Proc. IEEE MTT- S Int'l Microwave Symp. Digest*, pp. 391-394, 8-10, May 1990.
- [35] F. Alessandri, et al., "Analysis of branch line coupler in suspended stripline with finite metallization thickness," in *Proc. IEEE MTT- S Int'l Microwave Symp. Digest*, pp. 1089-1092, 1993.
- [36] T. Becks, G. Grounau, and I. Wolff, "Efficient S - parameter calculation of branchline and patch couplers with the spectral domain analysis method," in *Proc. IEEE MTT- S Int'l Microwave Symp. Digest*, pp. 484-487, 1991.