

تصميم مرشح في مجال الأمواج الميكروية باستخدام أدلة الموجة الشرائحية ذات نصف النمط HMSIW

م. أسل الخضر*

د. فريز عبود**

الملخص

نقدم في ورقة البحث هذه مرشح أمواج ميكروية جديد يستخدم فجوات مرشحات الموجة الشرائحية المترابطة ذات نصف النمط HMSIW. حيث تبين ورقة البحث طريقة تصميم هذه الأنواع من المرشحات من خلال المرشح الذي تم تصميمه بما في ذلك العلاقات الرياضية اللازمة للتصميم. تم تصميم مرشح فجوات HMSIW مترابطة والذي يمكن تصنيعه بتقنية بطاقات الدارات المطبوعة. حيث تم اختيار مرشح بمواصفات محددة من حيث عرض المجال والتردد المركزي ومعامل التخميد داخل وخارج مجال التمرير. ومن ثم تمت محاكاة هذا المرشح باستخدام البرنامج CST Microwave Studio وهو برنامج لمحاكاة البنى الكهرومغناطيسية ثلاثية الأبعاد. وكانت نتائج المحاكاة قريبة جداً من النتائج المتوقعة من حيث عرض المجال والتردد المركزي والتخميد داخل وخارج مجال التمرير. وبعد تنفيذ هذا المرشح تم اختباره باستخدام محلل شبكات (VNA Vector Network Analyzer). بينت نتائج القياس أن طريقة التصميم المتبعة تؤدي إلى نتائج متطابقة نتائج محاكاة هذا المرشح.

الكلمات المفتاحية: أدلة الموجة الشرائحية SIW، فجوات أدلة الموجة ذات نصف النمط HMSIW

* أعد هذا البحث في سياق رسالة الماجستير للمهندس أسل الخضر بإشراف الدكتور فريز عبود – قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات – كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية – جامعة دمشق.

** قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات – كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية – جامعة دمشق.

1 مقدمة

تعتبر مرشحات الأمواج الميكروية من الدارات الأساسية في نظم الاتصالات الحديثة والنظم الرادارية. يتم العمل على تحسين أداء المرشحات لتلبي متطلبات النظام. كالحصول على حجوم صغيرة تتوافق مع دارات الأمواج الميكروية المتكاملة.

يمكن بناء مرشحات الأمواج الميكروية من خطوط نقل النمط TEM [1,2,3]. تعتبر هذه المرشحات صغيرة الحجم وتتناسب مع الدارات المسطحة أو الشرائحية. ومن أجل التطبيقات التي تحتاج عامل جودة Q عالي جداً أو إمكانية التعامل مع استطاعات عالية جداً، فإن المرشحات التي تستخدم مرشحات الموجة هي الأفضل. فهي تتألف من فجوات مترابطة من مرشحات الأمواج. وللاستفادة من مزايا هذين الصنفين من المرشحات تم دمجها للحصول على ما يسمى بمرشحات فجوات أدلة الموجة الشرائحية (Substrate Integrated Waveguide). تمتاز هذه المرشحات بحدية قطع sharpness جيدة مقارنةً بالمرشحات التي تعتمد خطوط النقل الشرائحية التقليدية، وبحجوم صغيرة مقارنةً بمرشحات أدلة الموجة التقليدية، بالإضافة إلى سهولة دمج هذه المرشحات مع دارات الأمواج الميكروية المتكاملة.

يمكن أن تأخذ المرشحات نوعين من البنى الهندسية topology، الأولى هي بنى هندسية in-line (التي تكون فيها الفجوات غير المتجاورة غير مترابطة) وهي معروفة ومنتشرة بشكل جيد [4]، حيث لها توابع استجابة نوع all-pole أي أنها ذات استجابة دون أصفار نقل عند ترددات محددة خارج مجال التميرير. النوع الثاني من البنى الهندسية هو البنى ذات الترابط التقاطعي أو العرضي cross-coupled وهي تُستخدم لزيادة انتقائية المرشح حيث نحصل على أصفار نقل عند ترددات محددة

[4] و [2]. كما يمكننا أن نستخدم الفجوات الرنانة ثنائية النمط من أجل إنقاص حجم ووزن المرشحات التي تستخدم أدلة الموجة [4].

تبدأ عملية التصميم بتحديد تابع التحويل الذي يقارب مواصفات المرشح المطلوبة. وهو ما يسمى بمسألة التقريب approximation. والمرحلة الثانية هي إيجاد نموذج الدارة المكافئة التي تعطي نفس مميزات تابع التحويل [1]. يسمى هذا النموذج بالنموذج الأولي منخفض التميرير والذي يمكن تحويله في مرحلة لاحقة إلى شبكة موزعة مكافئة.

تتضمن إجرائية التصميم تحويل بارامترات الدارة المكافئة إلى أبعاد فيزيائية للبنية الهندسية المختارة. وهناك إجرائيات تصميم مباشرة ولكنها مكلفة وغير عامة لتصميم مرشحات الأمواج الميكروية وهي تصلح من أجل بنى هندسية محددة كما أنها موثقة [1,5]. وتُستخدم تقنيات تصميم تقريبية بشكل عام في التصميم البدائي ويتم من ثم إيجاد النتائج وتحليلها باستخدام EM solvers ومن ثم تتم عملية الأمثلة optimization لتحقيق الاستجابة المطلوبة.

سنشرح في ورقة البحث هذه طريقة تصميم مرشحات أمواج ميكروية تعتمد على رنانات HMSIW، وذلك من خلال مثال يوضح طريقة التصميم وسنقوم بتنفيذ هذا المرشح لمقارنة النتائج بنتائج القياس. تمتاز الرنانات HMSIW بأن حجمها يقارب 50% تقريباً من حجم رنانة SIW التقليدية.

يعتمد تصميم مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم التقنية SIW على نفس مبدأ تصميم مرشحات الفجوات الرنانة المترابطة [9, 8, 7, 6]. وبما أن هذا النوع من المرشحات يُعتبر من مرشحات الفجوات الرنانة المترابطة فإن إجرائية تصميم المرشح تتبع الخطوات التالية:

W_{SIW} ولعرض نافذة الترابط w_i (شكل 2). وبالتالي يمكننا أن نحصل على مرشح بجمع عدة رنانات SIW باستخدام فتحات ترابط كما في أدلة الموجة التقليدية.

إن توزع الحقول الكهرطيسية في SIW مطابق له في دليل موجة مستطيل تقليدي [14] وبالتالي يمكننا أن نستخدم نفس طريقة التصميم المتبعة في دليل الموجة المستطيل [6,7,8,9]. يبين الشكل 2 الدارة المكافئة لمرشح تمرير مجال مؤلف من n فجوة SIW رنانة. يتم وصل المحارضة التفرعية المكافئة مع خط نقل SIW لتعمل كقالب ممانعة كما يبين الشكل 1b. وبالتالي يتم اختصار مسألة تصميم مرشح SIW ذو نوافذ الثقوب الممعدنة التحريضية إلى إيجاد قيمة قالب الممانعة والذي بدوره يحدد عرض الفتحة التحريضية. [14]

2-1 تحديد مواصفات المرشح

نهتم هنا بمرشح تمرير مجال BPF وسنختار التردد المركزي 5GHZ بعرض مجال 80MHz أي 1.6% بينما يكون التخميد في منطقة المنع بقدر 45dB على الأقل على بعد 200MHz عن مركز مجال التمرير وعلى جانبيه. نعتبر عرض مجال التمرير عند -0.1dB، ونختار المرشح من نوع Chebyshev من أجل تخميد يساوي 0.1dB ضمن مجال التمرير. وبالعودة إلى [1] يمكن إيجاد درجة المرشح في حال كان عامل التموج 0.1dB. حيث يبين الشكل 3 أهم بارامترات الاستجابة الترددية للنموذج الأولي منخفض التمرير والاستجابة الترددية لنموذج تمرير المجال. حيث ω' هو متحول التردد في النموذج الأولي منخفض التمرير ω'_1 هي تردد القطع له. وتتطلب عملية التحويل من النموذج الأولي منخفض التمرير إلى نموذج تمرير مجال تطبيق العلاقات التالية: [1]

- 1- تحديد مواصفات المرشح (نوع المرشح (LPF ، BPF ، HPF ...)) ترددات القطع، التخميد داخل وخارج مجال التمرير)
- 2- إيجاد البارامترات الكهربية للمرشح (عامل الجودة للفجوات الرنانة الخارجية ومعاملات الترابط بين الفجوات)
- 3- تحويل البارامترات الكهربية الواردة في البند السابق إلى أبعاد فيزيائية
- 4- تجميع المرشح والمحاكاة
- 5- التنفيذ والقياس

2- تصميم مرشح فجوات HMSIW مترابطة

سنشرح في هذه الفقرة بالتفصيل الطريقة المتبعة في تصميم مرشحات فجوات HMSIW المترابطة. حيث قمنا بتنفيذ المرشح الذي تم تصميمه.

بغرض شرح مرشحات فجوات SIW المترابطة يبين الشكل 1 بنية مرشح SIW مع الدارة الكهربية المكافئة له. يُبنى الـSIW من صفيين من الثقوب الممعدنة في شريحة عازلة، المسافة بينهما W_{SIW} [10-14]. نصف قطر كل من الثقوب الممعدنة D والمسافة بين اثنين متجاورتين منها B . (شكل 1 و 2) يمكننا أن نحصر جزء من الـSIW بصفيين آخرين من الثقوب الممعدنة المسافة بينهما $0.5\lambda_g$ (حيث λ_g هي طول الموجة ضمن الدليل أو طول الموجة المرشدة (guided wavelength)) لنحصل على فجوة SIW رنانة [14]، فإذا كان لدينا رنانتين متجاورتين فإنه يمكننا أن نخلق بينهما ترابطاً بأن نترك نافذة أو فتحة تحريضية inductive ضمن الجدار الفاصل بينهما كما هو مبين في الشكل 1 [13] مع الدارة الكهربية المكافئة لفتحة الترابط، ونتحكم بقيمة هذا الترابط عن طريق عرض نافذة الترابط. نرسم لطول الرنانة i بالرمز l_i ولعرضها بالرمز

المطلوب خارج مجال التمرير وبالتالي فإن النسبة $\frac{\omega'}{\omega_1}$

$$\frac{\omega'}{\omega_1} = \frac{2}{\omega_\lambda} \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}} \right) \quad (1)$$

تساوي نسبة عرض المجال عند التخميد المطلوب خارج مجال التمرير إلى عرض مجال المرشح المطلوب (عند -0.1dB) وهي تساوي في حالتنا 5 (400/80). نعتبر أن L_A هي التخميد المطلوب عند تردد معين خارج مجال التمرير والذي اخترناه في مثالنا 45dB على بعد 200MHz عن مركز مجال التمرير وبالتالي وبمساعدة مخططات يمكن إيجادها في بعض المراجع مثل [1] (المخطط الذي يعطينا درجة مرشح من نوع Chebyshev من أجل تخميد 0.1dB ضمن مجال التمرير) يمكننا أن نجد أن المرشح الذي يحقق المواصفات المطلوبة يجب أن يكون من الدرجة الرابعة على الأقل. كما يمكننا أن نجد من نفس المخطط أن عرض المجال عند -3dB سيكون تقريباً 100MHz.

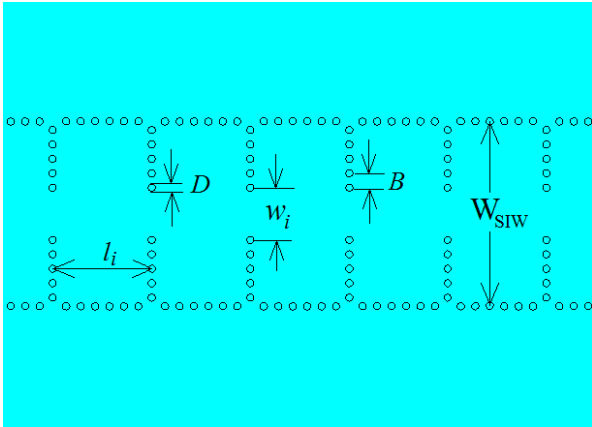
$$\omega_\lambda = \left[\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \right] = \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0} \right)^2 \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right) \quad (2)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2} \quad (3)$$

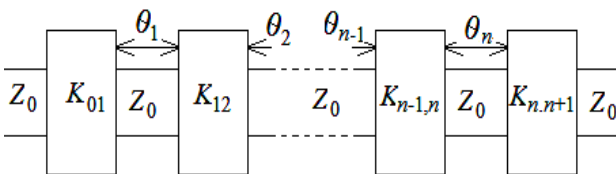
λ_{g0} و λ_{g1} و λ_{g2} هي أطوال الموجة المرشدة عند التردد المركزي وعلى حافتي مجال التمرير الدنيا والعليا عند -0.1dB .

بملاحظة العلاقات الثلاثة المذكورة يمكننا أن نجد أن

$$2 \left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}} \right)$$

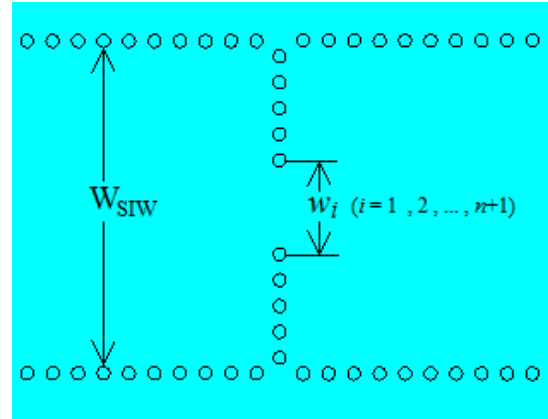


(a)

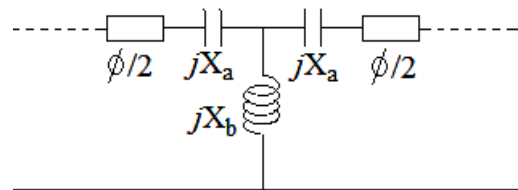


(b)

شكل 2 (a) مرشح SIW
(b) الدارة المكافئة لمرشح SIW



(a)



(b)

شكل 1 (a) نافذة تحريضية مشكلة بالثقوب
(b) الدارة المكافئة لنافذة تحريضية مشكلة بالثقوب

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \quad (8)$$

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right] \quad : k = 1, 2, \dots, n \quad (9)$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) \quad : k = 1, 2, \dots, n \quad (10)$$

أو يمكننا أن نستخدم جداول موجودة في [1] لإيجاد قيم g_i . إلا أن هذه الجداول موجودة من أجل قيم محددة لـ L_{Ar} وبالتالي فإذا كانت هذه الجداول لا تتضمن جدولاً من أجل قيمة معينة لـ L_{Ar} فإنه علينا أن نستخدم العلاقات الرياضية (4) (5) (6) لإيجاد قيم g_i .

بعد إيجاد قيم بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير علينا أن نوجد قيم معاملات الترابط بين رنانات المرشح K_{ij} . إن معاملات الترابط هذه تنتج عن وجود قنابات الممانعات في النموذج الأولي المبين في الشكل 4b أو عن وجود فتحات ترابط ضمن الجدران الفاصلة بين فجوات رنين المرشح الذي يستخدم أدلة الموجة، أو في حالتنا التي نسعى إليها تأتي من فتحات متروكة بين صفوف من الثقوب المعدنة تفصل بين فجوات SIW كما يبين الشكل 1. يتم حساب معاملات الترابط هذه من العلاقات التالية: [1]

2-2 إيجاد البارامترات الكهربائية للمرشح

تبدأ هذه الخطوة بإيجاد بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير المكافئ لمرشح تمرير المجال الذي نسعى لتصميمه، ويمكننا أن نستخدم العلاقات التالية لإيجاد قيم عناصر النموذج الأولي منخفض التمرير والواردة في الشكل 4 والذي هو المكافئ منخفض التمرير لمرشح دليل موجة ذو فجوات رنانة مترابطة. حيث $\omega'_1 = 1$ وهي تردد القطع للنموذج الأولي منخفض التمرير، و $g_0 = 1$ ومن أجل قيم اعتبارية لعامل التعرج L_{Ar} ضمن مجال التمرير والتي هي بحالة Chebyshev تساوي قيمة التخميد على حافة مجال التمرير أي 0.1dB [1]

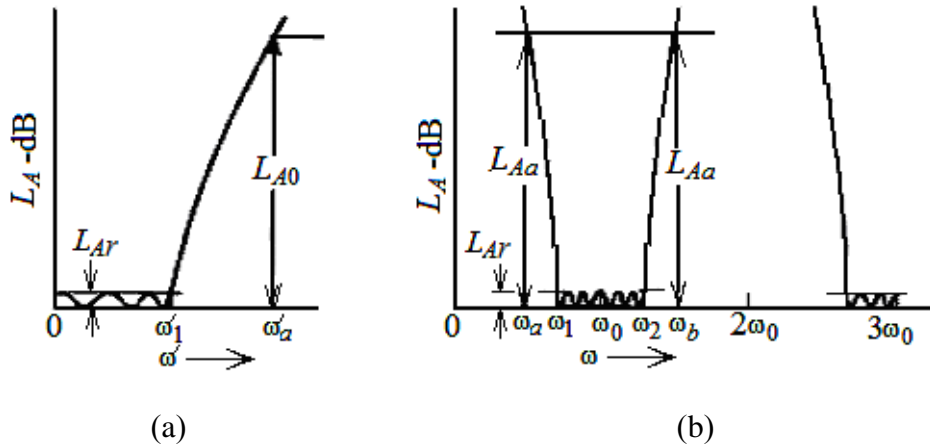
$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \quad (4)$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k = 2, 3, \dots, n \quad (5)$$

$$g_{n+1} \begin{cases} 1 & \text{for } n \text{ odd} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & \text{for } n \text{ even} \end{cases} \quad (6)$$

حيث:

$$\beta = \ln\left(\coth\frac{L_{Ar}}{17.37}\right) \quad (7)$$



شكل 3 مجال تمرير النموذج الأولي منخفض التمرير وتمرير المجال المكافئ له [2]

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2} \left[\tan^{-1} \left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_o} \right) + \tan^{-1} \left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_o} \right) \right] \text{ radians} \quad (15)$$

حيث يمكن استبدال قطعتي الناقل على طرفي الرديّة بعنصرين سعويين كل منهما يكافئ خط نقل طوله نصف الطول المحسوب من العلاقة السابقة لنحصل على الشكل 5b. ويمكننا أن نوجد بارامترات الدارة المكافئة للنافذة التحريضية من العلاقات التالية: [3,15]

$$\phi = -\tan^{-1}(2x_p + x_s) - \tan^{-1}(x_s) \quad (16)$$

$$jx_s = \frac{1 - S_{21} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{21}} \quad \text{حيث:}$$

$$jx_p = \frac{2S_{21}}{(1 - S_{11})^2 + (S_{21})^2}$$

حيث $x_p = \frac{X_a}{Z_o}$ و $x_s = \frac{X_b}{Z_o}$ و S_{ij} هي بارامترات

التشتت للنافذة أو الفتحة. وحيث يمكننا أن نضع المستوي

المرجعي على مسافة $\frac{\lambda_g}{2}$ عن النافذة. فإنه يمكننا أن

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1 \omega'_1}} \quad (11)$$

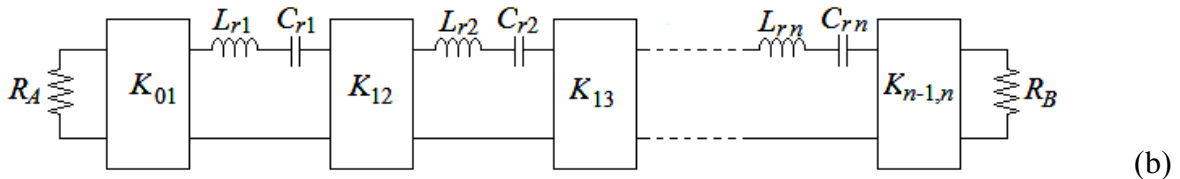
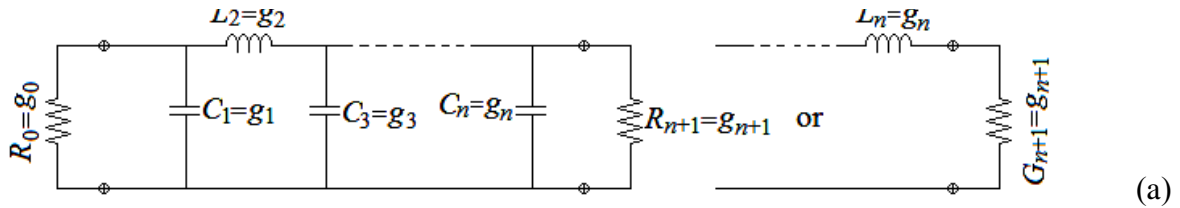
$$\frac{K_{j,j+1}}{Z_0} \Big|_{j=1 \text{ to } n-1} = \frac{\pi \omega_\lambda}{2 \omega'_j} \frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \quad (12)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2} \frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1} \omega'_1}} \quad (13)$$

حيث $K_{j,j+1}$ هي بارامترات القالبات. و Z_0 هي ممانعة الدليل.

ومن أجل حساب الدارة بالكامل علينا أن نحسب قيم عناصر قالب الممانعة (والتي تُستخدم في إيجاد الأبعاد الفيزيائية لفتحات الترابط المذكورة) وليس فقط عامل الترابط. يبين الشكل 5 الدارة المكافئة لقالب ممانعة بسيط يتألف من رديّة تفرعية وقطعتي خط نقل على طرفي الرديّة كما يوضح الشكل 5a. نحسب قيم الرديات التفرعية ومجموع الطولين الكهربائيين لقطع الناقلين (والذي يتم حسابه بعد حساب الرديات) من العلاقات التالية: [1]

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1 - \left(\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} \right)^2} \quad (14)$$



شكل 4 (a) النموذج المكافئ منخفض التمرير لمرشح دليل موجة ذو فجوات رنانة مترابطة [1]

(b) نموذج اولي لمرشح الرنانات المترابطة بقالبات ممانعات [1]

أن بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير للمرشح هي:

$$g_3 = 1.7704 \text{ و } g_2 = 1.3062 \text{ و } g_1 = 1.1088$$

$$g_5 = 1.3554 \text{ و } g_4 = 0.8181$$

يتم حساب معاملات الترابط هذه من العلاقات (11) (12) (13)، وذو عوامل الجودة للفجوات الطرفية على طرفي المرشح من العلاقات (20) (21). نجد أنها تأخذ القيم التالية:

$$Q_o = 92.19 \quad Q_i = 92.19$$

$$k_{23} = 0.0131521 \quad k_{12} = 0.0166188$$

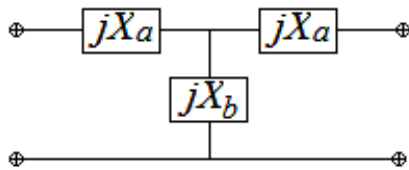
$$k_{34} = 0.0166188$$

2-3 تحويل البارامترات الكهربائية الواردة في البند السابق إلى أبعاد فيزيائية

علينا الآن تحويل البارامترات الكهربائية التي تم إيجادها في الفقرة السابقة إلى أبعاد فيزيائية من أجل المحاكاة والتنفيذ. فيمكننا مباشرة تحويل تردد الرنين إلى أبعاد فيزيائية للفجوات الرنانة باستخدام العلاقة: [5-10]

$$f_{m0n} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{l_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{p}{b}\right)^2 + \left(\frac{n}{w_{eff}}\right)^2}$$

حيث نعتبر هنا أن ارتفاع الشريحة العازلة أي ارتفاع الدليل SIW هو b والمقابل للبعد b في دليل الموجة التقليدي صغيراً جداً، ومن هنا فإن الدليل mpn في تردد الرنين



(b)

نحصل على قيمة قلب الممانعة للنافذة التحريضية ذات الطول L_i ($i = 1, 2, \dots, n$) وطول فجوة الـ SIW من العلاقات التاليتين: [1]

$$\frac{k}{Z_0} = \left| \tan\left(\frac{\phi}{2}\right) + \tan^{-1} x_p \right| \quad (17)$$

$$\theta_j = \pi + \frac{1}{2}(\phi_{j-1,j} + \phi_{j,j+1}) \quad (18)$$

$$L_j = \frac{\lambda_{g0}\theta_j}{2\pi} \quad (19)$$

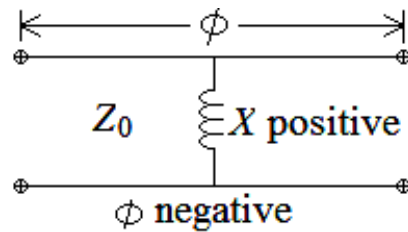
وكما هو معلوم، علينا أن نوصل المرشح مع الوسط المحيط (جهاز قياس أو عناصر أخرى). إن ما يحدد الشكل والأبعاد الفيزيائية لهذا الربط أو التوصيل هو عوامل الجودة الخارجية للفجوات الرنانة على طرفي المرشح، حيث يمكننا أن نحسب عوامل الجودة الخارجية للمرشح من العلاقات التاليتين: [1]

$$(Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 \omega'_1}{\omega} \quad (20)$$

$$(Q_e)_B = \frac{g_n g_{n+1} \omega'_1}{\omega} \quad (21)$$

$$\text{حيث } \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \text{ و } \omega = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}$$

وبأخذ مواصفات المرشح بعين الاعتبار أي من أجل عرض مجال 80MHz حول التردد المركزي 5GHz وباستخدام العلاقات (4) و (5) و (6) (أو الجداول [1]) يمكننا أن نجد



(a)

شكل 5 الدارة المكافئة لنافذة أو فتحة تحريضية ضمن جدار فاصل بين فجوتين رنانتين

معديتها ارتفاعها ثابت يساوي 5mm. إن هذه القيمة لارتفاع علبة التحجيب كبيرة نسبة لارتفاع الشريحة العازلة مقسوماً على الجذر التربيعي لثابت عازليتها، وهي قيمة كافية لنعبر أن أثر وجود علبة التحجيب على الفجوة صغير بما يكفي، حيث أن كثافة الحقول في المنطقة الهوائية ضمن العلبة صغير مقارنة بالكثافة ضمن الشريحة العازلة. وكما ذكرنا نستخدم هنا صفوف من الثقوب المطلوبة من الداخل بمعدن ناقل كجدران للفجوات المستخدمة، حيث تكون المسافة الفاصلة بين ثقبين متجاورين هي 0.8mm، إن هذه القيمة تحقق الشرطين (25) و (26). بينما يبين الشكل 7 وصل هذه الفجوة مع خطوط نقل شرائحية microstrip على دخلها وخرجها وذلك من أجل وصلها مع الوسط المحيط وهي البنية التي سنستخدمها في حساب تغير عامل جودة الفجوة المحملة مع تغير أبعادها.

إن الفجوات الرنانة هي عبارة عن جزئ من هذه الشرائح سطحها له شكل مستطيل طوله يساوي نصف طول الموجة عند التردد المركزي ولكن الموجة المنتشرة ضمن العازل الذي يشكل الشريحة، بينما ضعفي عرضه يساوي تقريباً نصف طول الموجة المنتشرة ضمن الفجوة عند التردد المركزي. حيث يعطى طول الموجة ضمن العازل λ_g من مقلوب f_{m0n} الواردة في العلاقة (22). وحيث ϵ_r هي ثابت عازلية الشريحة و $\mu_r = 1$ هو ثابت نافذيته المغناطيسية. وبالتالي بالعودة إلى العلاقة (22) وباعتبار أن نمط الرنين هو TE_{101} وأن $b = 0.8\text{mm}$ و من أجل $f_{mPn} = 5\text{ GHz}$ نجد أن $l_{eff} = w_{eff} = 20\text{ mm}$

أما عرض كل من فتحات الترابط فيمكننا أن نوجدها من علاقات أو منحنيات موجودة في بعض المراجع العملية مثل [1] و [15] إلا أن هذه المنحنيات والعلاقات ليست دقيقة بالنسبة لمرشحات SIW إذ لا يوجد منحنيات

للنمط TE_{mpn} سيصبح $m0n$ أي أن p يساوي الصفر حيث أن ارتفاع الدليل SIW أصغر من نصف طول الموجة، (p تمثل عدد أنصاف طول الموجة في ارتفاع الدليل). وبالتالي يكون:

$$f_{m0n} = \frac{c_0}{2\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{l_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{w_{eff}}\right)^2} \quad (22)$$

حيث l_{eff} و w_{eff} هما الطول والعرض الفعليين للفجوة SIW، واللذين يحسبان من العلاقات التالية: [9,10]

$$w_{eff} = w - \frac{D^2}{0.95B} \quad (23)$$

$$l_{eff} = l - \frac{D^2}{0.95B} \quad (24)$$

D هو قطر الثقوب الممعدنة و B هي المسافة بين اثنين متجاورين منها. c هي سرعة انتشار الضوء في الخلاء μ_r و ϵ_r هما ثابت نفاذية وثابت عازلية البطاقة العازلة التي بنى عليها الـ SIW [9,10].

تمثل صفوف الثقوب المطلوبة من الداخل بالمعدن الناقل جدران كهربائية مكافئة أي $E = 0$ إذا كانت المسافات الفاصلة بين الثقوب B صغيرة مقارنةً بنصف طول الموجة المنتشرة في الفجوة، وتحقق مع قطر الثقوب D الشرطين التاليين: [5-9]

$$B < \frac{\lambda_0 \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{2} \quad (25)$$

$$B < 4D \quad (26)$$

علينا الآن أن نوجد الأبعاد الفيزيائية للفجوات الرنانة. سنعتمد من أجل مرشحاتنا شرائح (substrate) FR4 المتوفرة في السوق المحلية، لهذه الشرائح ثابت عازلية يساوي 4.5 وسماكتها 0.8mm. يبين الشكل 6 شكل حجرة HMSIW حيث نرى أن الفجوة محجبة بعلبة

يُعطى عامل جودة الفجوة من استجابتها (S_{21}) بتقسيم تردد رنينها على عرض مجال تمريرها عند -3dB أي: [3]

$$Q = \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \quad (27)$$

ويتغير عامل الجودة مع تغير كل من عرض فتحة الترابط وعرض الجدار المشكل لفتحة الترابط (قطر الثقوب المشكلة له)، وبما أننا نثبت هنا عرض الجدار عند قيمة معينة (0.8mm) فإن عامل الجودة يتغير مع عرض فتحة الترابط (مع العلم هنا أن الممانعة المميزة لخطوط النقل الشرائحية هي 50Ω). بتغيير عرض فتحة الترابط وإجراء محاكاة للبنية المبينة في الشكل 7 من أجل قيم مختلفة لعرض فتحة الترابط، يمكننا أن نرسم منحنى تغير عامل الترابط مع عرض فتحة الترابط، ويبين الجدول 1 والشكل 9 تبعية عامل الجودة لفتحة الترابط للبنية المبينة في الشكل 7. أثناء المحاكاة وجدنا أن تردد رنين الفجوة الرنانة يتغير مع عرض فتحة الترابط، وبالتالي علينا إعادة إيجاد الأبعاد الأفقية الجديدة للفجوة من أجل إعادة تردد الرنين إلى التردد المركزي المطلوب 5GHz، ويبين الجدول 1 أيضاً قيمة طول الفجوة HMSIW الرنانة الجديد مع تغير عرض فتحة الترابط. حيث نعتبر هنا أن $w_i = w_o = W$ وعرض الفجوة $w_1/2$ ثابت يساوي 10mm.

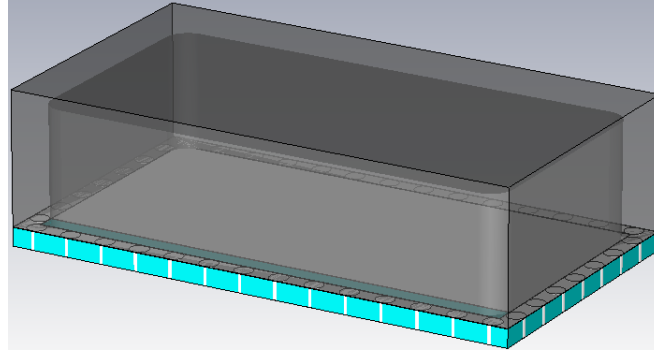
جدول 1 تغير عامل جودة الفجوة الشرائحية مع تغير عرض فتحة الترابط بين الفجوة HMSIW وخطوط النقل الشرائحية الميكروية على الدخل والخرج

l [mm]	$Q(w)$	W [mm]
19.917	111.5275	5.2
19.744	92.34463	5.4
19.638	78.76248	5.6
19.45	66.26642	5.8

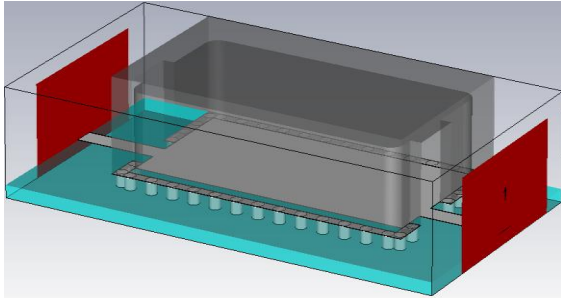
بالنظر بالشكل 9 أو الجدول 1 يمكننا أن نجد أن عرض

أو علاقات تمثل بدقة هذا النوع من فتحات الترابط، وبالتالي علينا أن نجري بعض التوليف للبارامترات الفيزيائية للفتحة باستخدام برامج المحاكاة. وبدلاً عن استخدام العلاقات الرياضية والجدول يلجأ المصممون إلى استخدام برامج المحاكاة في حساب أبعاد هذه الفتحات مباشرةً، وسنشرح هذه الطريقة في هذه الفقرة.

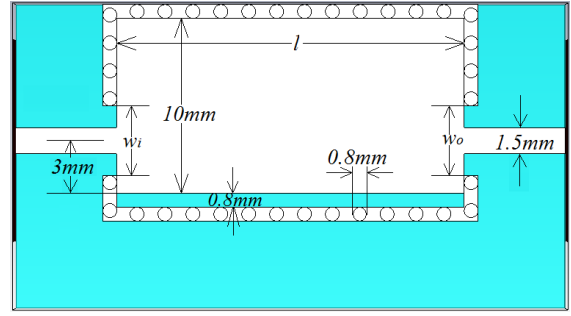
علينا الآن أن نقوم بتحويل عوامل الجودة على الدخل والخرج ومعاملات الترابط بين فجوات المرشح التي حسبناها سابقاً إلى أبعاد فيزيائية يمكن تطبيقها بتقنية HMSIW. وبدلاً عن المخططات والعلاقات الرياضية [1 و 15] عن سنعرض طريقة تُستخدم عادةً في حال عدم وجود حالات مطابقة لحالات المخططات الموجودة في تلك المراجع [1,15] وهي نفس الطريقة المتبعة لاستخراج تلك المخططات في [15]. يبين الشكل 7 طريقة لوصول فجوة رنانة شرائحية HMSIW مع خطوط نقل شرائحية Microstrip، مع الأبعاد الفيزيائية للفجوة ولمنطقة الوصل مع خط النقل الشرائحي الميكروبي. حيث طول وعرض الفجوة الشرائحية هما l و 10 mm وارتفاعها $b = 0.8\text{ mm}$ أما w فنرمز بها لعرض فتحة الترابط بين الفجوة الشرائحية وخط النقل الشرائحي، بينما نعتبر أن أقطار الثقوب المشكلة للجدران الجنبية يساوي 0.8mm والمسافات الفاصلة بينها 0.8 mm (المسافة بين محوري ثقوب يساوي 1.6 mm) وهذه القيم تحقق الشرطين (25) و (26). يأخذ بارامتر التشتت S_{21} والذي يمثل معامل النقل بين الدخل والخرج بشكل عام (من أجل قيمة اعتباطية لعرض فتحة الترابط) لهذه الفجوة الموصولة بخطوط النقل الشرائحية الشكل 8، حيث نحصل على منحنى الشكل 8 بإجراء محاكاة لبنية الشكل 7 باستخدام البرنامج CST Microwave Studio.



شكل 6 فجوة HMSIW رنانة محجبة

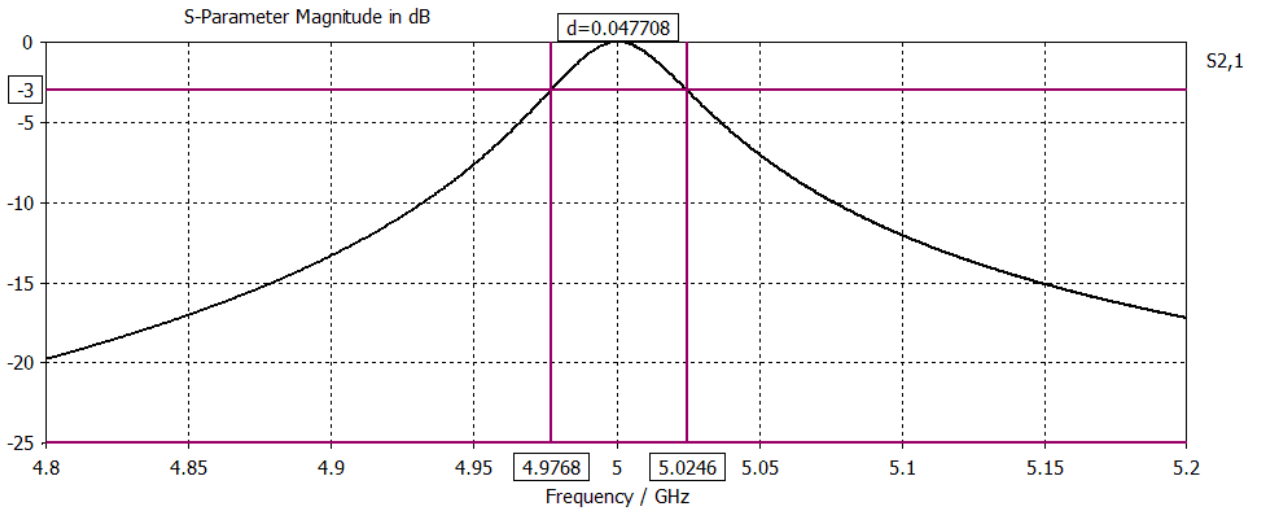


(b)



(a)

شكل 7 فجوة HMSIW موصولة مع خطوط نقل microstrip



شكل 8 تغيير معامل النقل بين دخل وخرج فجوة SIW موصولة مع خطوط نقل شوائحية microstrip (شكل 7)

طريق فتحة الترابط. إلا أننا هنا سنستخدم طريقة أخرى لإيجاد هذين الترددات، وهي باستخدام eigenmode solver وهو أحد الحلات التي تعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما وبالتالي يمكننا أن نحصل على هذين الترددات مباشرةً دون اللجوء إلى الترابط الضعيف بين كل من الفجوتين وخطوط نقل خارجية.

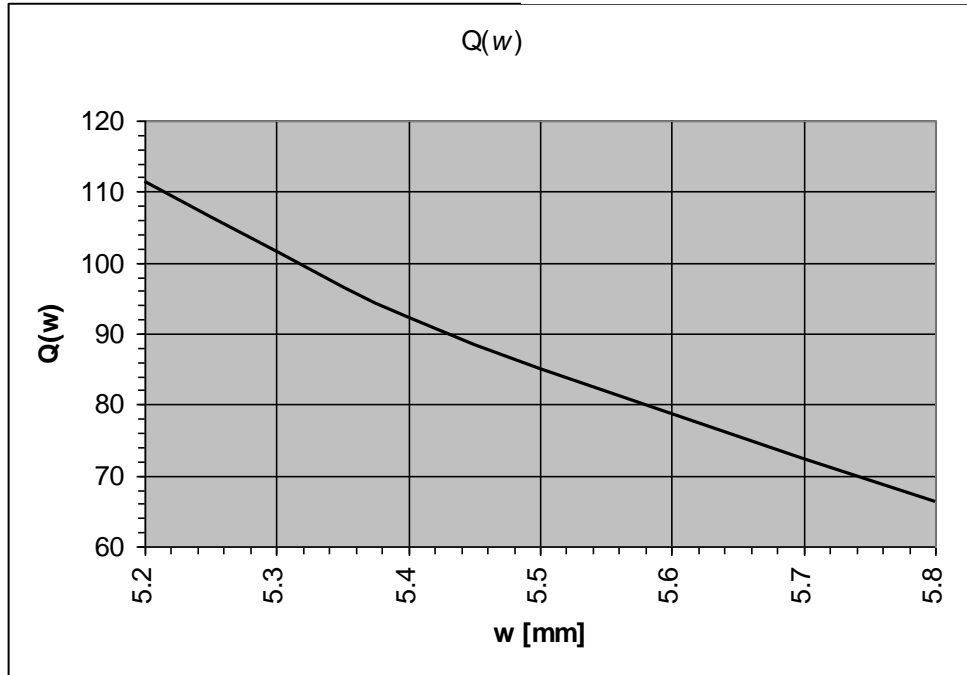
فإذا رمزنا لتردد الرنين المذكورين f_1 و f_2 فإنه يمكننا أن نحسب عامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطتين من ترددي الرنين المذكورين من العلاقة التالية: [15]

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (28)$$

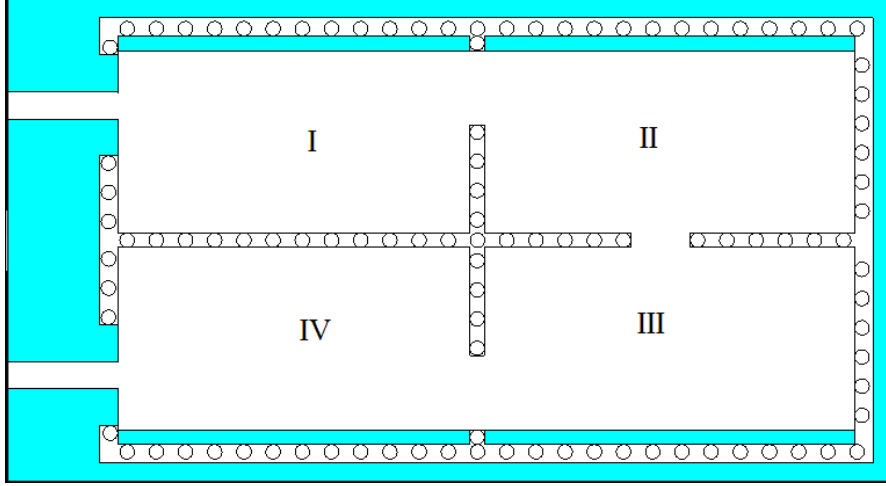
نستخدم هذه الطريقة لإيجاد عرض فتحة الترابط بين

فتحة الترابط التي تحقق عامل الجودة المطلوب (92.19) (بالتقريب الخطي) هو تقريباً $w_i = w_o = 5.4 \text{ mm}$. وتكون أبعاد الفجوات (الأولية) على طرفي المرشح $L_1 = 19.74 \text{ mm}$ ، (نستخدم هنا L_1 كرمز كبير للتمييز بينها وبين قيمة الطول النهائي للحجرة الأولى التي سنحسبها لاحقاً).

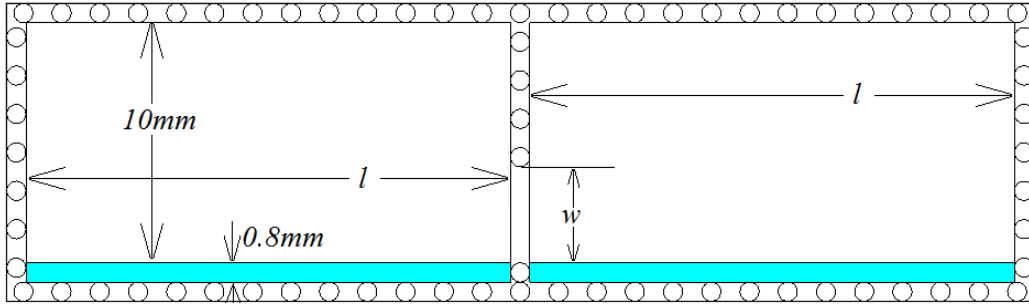
لإيجاد معامل الترابط بين فجوتين رنانتين مترابطتين عادةً ما يتم وصل كل من الرنانتين بخط نقل ما (مثلاً خط نقل شرائحي microstrip) حيث يكون الترابط بين خطوط النقل والفجوات ضعيف week coupling وعند إجراء محاكاة لاستخراج استجابة البنية الناتجة (S_{21}) فإننا نحصل على قمتين في الاستجابة، يتم استخدام الترددات المقابلين لهاتين القمتين من أجل حساب معامل الترابط. نحصل على هذين الترددات بسبب الربط بين الرنانتين حيث سيحدث الرنين من أجل الفجوة الأساسية ومن أجل فجوة جديدة ناتجة عن تحميل الفجوة الأساسية بفجوة أخرى عن



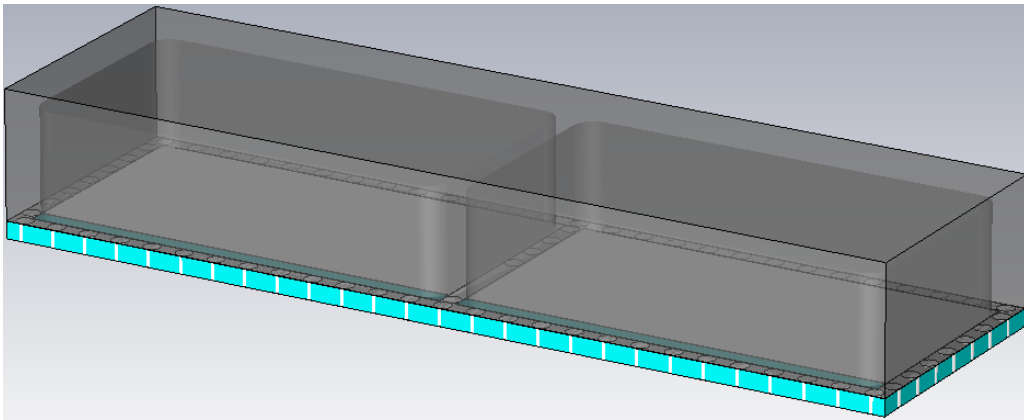
شكل 9 تغير عامل جودة الفجوة الشرائحية مع تغير عرض فتحة الترابط بين فجوة HMSIW وخطوط النقل الشرائحية على الدخل والخرج



شكل 10 الدارة المطبوعة لمرشح يتألف من أربعة فجوات HMSIW رنانة



(a) الدارة المطبوعة لفجوتي HMSIW رنانتين مترابطتين من الجانب الضيق



(b) فجوتي HMSIW رنانتين محببتين مترابطتين من الجانب الضيق

شكل 11 الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين HMSIW

بين فجوتي HMSIW الرنانتين المترابطين من الجانب الضيق المبيّنتين في الشكل 11 لعرض فتحة الترابط بينهما w . وجدنا أثناء المحاكاة أيضاً أن ترددي الرنين الذين نحصل عليهما ومع تغير عرض فتحة الترابط يبتعدان عن التردد المركزي المطلوب 5GHz وبالتالي أيضاً أعدنا ضبط طول الفجوات من أجل إعادة التردد المركزي بين ترددي الرنين إلى التردد المركزي للمرشح المطلوب 5GHz. ويبين الجدول 2 أيضاً قيمة l طول كل من الفجوتين المترابطين الجديدة والتي تجعل التردد المركزي بين ترددي رنينهما 5GHz.

جدول 2 تبعية معامل الترابط بين فجوتين رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (الترابط على الجانب الضيق من الفجوات)

l [mm]	$K(w)$	w [mm]
19.7793	0.009745	3.2
19.7127	0.012822	3.6
19.6455	0.016913	4
19.5791	0.019174	4.2

أيضاً يمكننا من الجدول 2 أو الشكل 12 أن نوجد عرض فتحة الترابط المقابلة لمعامل الترابط المطلوب (سماكة الجدار 0.8mm) أي بين الفجوتين I و II وبين الفجوتين III و IV نجد أن (باستخدام تقريب خطي) عرض فتحة الترابط هي:

من أجل $K_{12} = K_{34} = 0.0166188$ فإن عرض الفتحة يكون تقريباً $w_{12} = w_{34} = 3.96$ mm وتكون أطوال الفجوات $L_2 = 19.652$ mm

كما يبين الشكل 10 أن الترابط بين الفجوتين III و IV يكون بأن نترك فتحة الترابط بين الفجوتين على الجانب العريض من الفجوة وفي منتصف الجدار الفاصل بين الفجوتين. ولإيجاد تغير معامل الترابط بين فجوتين

الفجوات الرنانة والتي تعطينا معاملات الترابط المذكورة في البند السابق. وكما يبين الشكل 10 يمكننا أن نرى أنه يوجد لدينا شكلين للترابط بين الفجوات، الأول هو الترابط بين الفجوتين I و II وبين الفجوتين III و IV والنوع الثاني من الترابط هو الترابط بين الفجوتين II و III. وبالتالي علينا أن نوجد مخطط تغير عامل الترابط بين فجوتين من أجل كل من نوعي الترابط المذكورين. (بالرغم من أنه يمكن تشكيل المرشح بنوع واحد من الترابط إلا أننا قمنا بتشكيل المرشح بهذه الطريقة كي نوضح بأنه يمكن أن يكون لدينا أشكال مختلفة من الترابط بين الفجوات)

حيث يبين الشكل 10 أن الترابط بين الفجوتين I و II يكون بأن نترك فتحة الترابط بين الفجوتين على الجانب الضيق من الفجوة وعلى طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين. ولإيجاد تغير معامل الترابط بين فجوتين بينهما ترابط من هذا الشكل فإننا نجري محاكاة للبنية المبينة في الشكل 11 ونوجد من نتائج المحاكاة معامل الترابط بالطريقة المشروحة أعلاه ونعيد إجراء المحاكاة مع تغيير عرض الفتحة بين الفجوتين w وفي كل مرة نضبط أو نولد الطول l بحيث نحصل على التردد المركزي 5GHz. ولنلاحظ هنا أيضاً أننا نأخذ بالاعتبار وجود علة التحجيب، كما هي مبينة في الشكل 11b.

لإيجاد معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطين نستخدم كما ذكرنا eigenmode solver الذي يعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما وبالتالي يمكننا أن نحصل على ترددي رنين البنية مباشرةً ومن ثم نطبق العلاقة (28)

يبين الجدول 2 والشكل 12 تبعية معامل الترابط

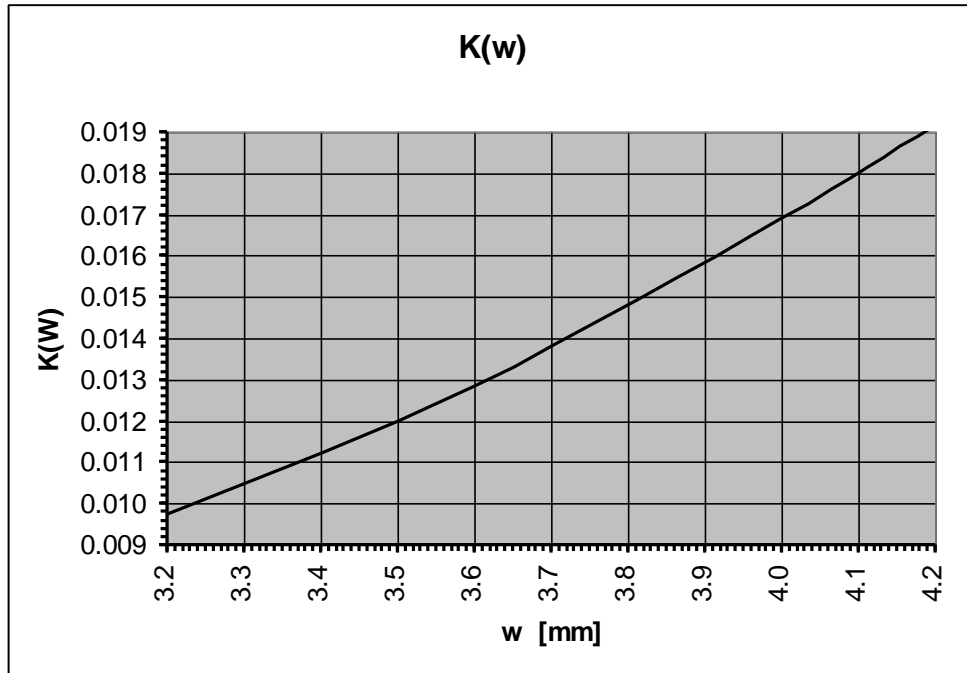
من الجانب العريض المبيّنتين في الشكل 12 لعرض فتحة الترابط بينهما w . وجدنا أثناء المحاكاة أيضاً أن ترددي الرنين الذين نحصل عليهما ومع تغير عرض فتحة الترابط يبتعدان عن التردد المركزي المطلوب 5GHz وبالتالي أيضاً أعدنا ضبط طول الفجوات من أجل إعادة التردد المركزي بين ترددي الرنين إلى التردد المركزي للمرشح المطلوب 5GHz. ويبين الجدول 3 أيضاً قيمة l طول كل من الفجوتين المترابطين الجديدة والتي تجعل التردد المركزي بين ترددي رنينهما 5GHz

جدول 3 تبعية معامل الترابط بين فجوتين رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما
(الترابط من الجانب العريض للفجوات)

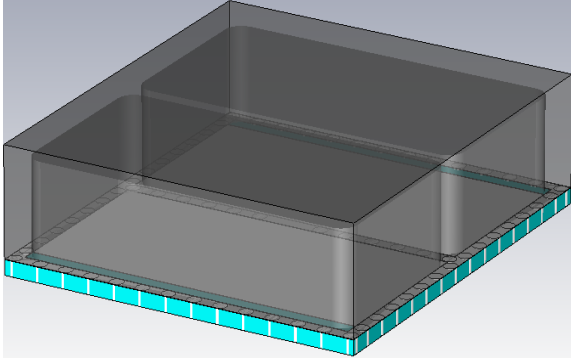
l [mm]	$K(w)$	W [mm]
20.47	0.00968	3
20.425	0.013079	3.4
19.375	0.017899	3.8

بينهما ترابط من هذا الشكل فإننا نجري محاكاة للبنية المبينة في الشكل 13 ونوجد من نتائج المحاكاة معامل الترابط بالطريقة المشروحة أعلاه ونعيد إجراء المحاكاة مع تغيير عرض الفتحة بين الفجوتين w وفي كل مرة نضبط أو نولف الطول l بحيث نحصل على التردد المركزي 5GHz بين ترددي رنين البنية. ولنلاحظ هنا أيضاً أننا نأخذ بالاعتبار وجود علبة التحجيب، كما هي مبينة في الشكل 13b.

لإيجاد معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطين III و IV نستخدم أيضاً eigenmode solver الذي يعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما وبالتالي يمكننا أن نحصل على ترددي رنين البنية مباشرةً ومن ثم نطبق العلاقة (28). ويبين الجدول 3 والشكل 14 تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW الرنانتين المترابطين

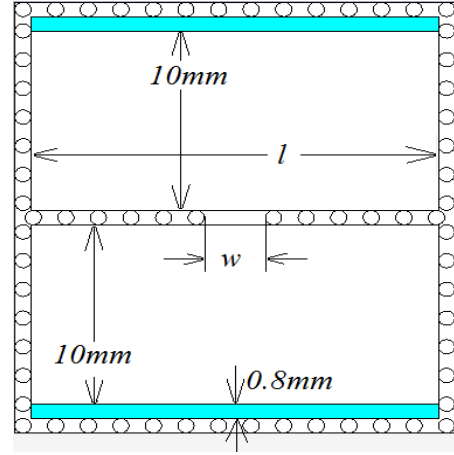


شكل 12 تبعية معامل الترابط بين فجوتين رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (فتحة الترابط على الجانب الضيق من الفجوة)



(b) فجوتي HMSIW محجبتين

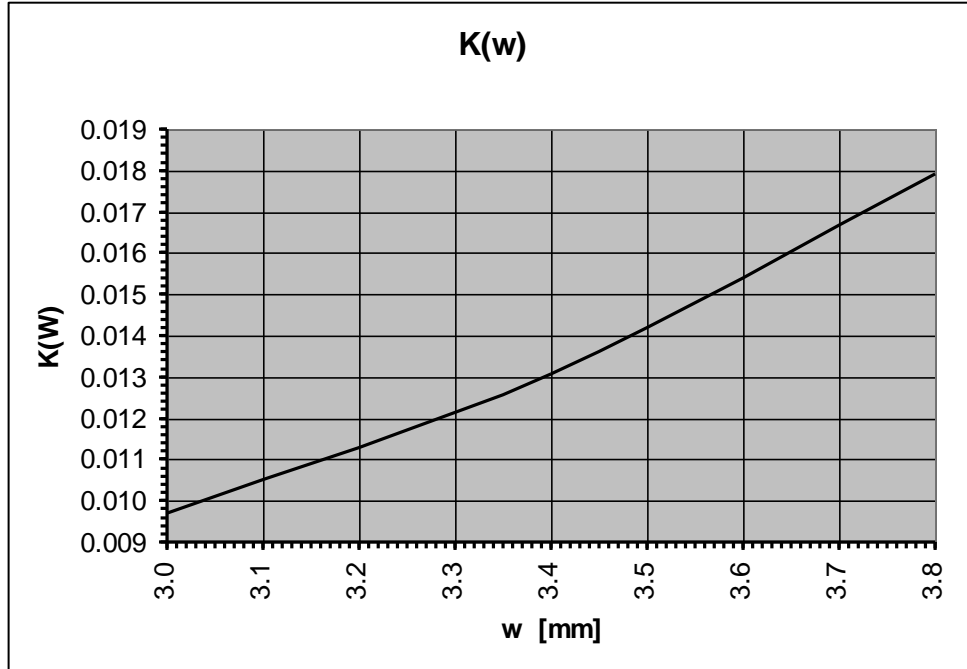
مترابطتين من الجانب العريض



(a) الدارة المطبوعة لفجوتي HMSIW

مترابطتين من الجانب العريض

شكل 13 الأول من أشكال الترابط بين فجوتين HMSIW



شكل 14 تبعية معامل الترابط بين فجوتين رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما

(فتحة الترابط على الجانب العريض من الفجوات)

ومن أجل حساب أبعاد الفجوة الثانية والثالثة يجب أن ننقص طول الفجوة الأساسية l بقدر فرق البعد بينها وبين الفجوة الأولى وفرق البعد بينها وبين الفجوة الثالثة، أي:

$$l_2 = l_3 = l - (l - L_2) - (l - L_3)$$

وبالتالي فإن الأبعاد النهائية لفجوات المرشح ستكون

$$l_2 = l_3 = 20.29 \text{ mm} \text{ و } l_1 = l_4 = 19.4 \text{ mm}$$

وباستخدام شريحة عازلة سماكتها 0.8mm

وثابت عزلتها 4.5 فإنه يمكننا تشكيل المرشح برنانات HMSIW من الأبعاد الفيزيائية المحسوبة في هذه الفقرة، حيث أن أقطار الثقوب المشكلة للجدران التي تحيط بالفجوات هي 0.8 mm والمسافة بين ثقبين متجاورين هي 0.8mm (أي أن المسافة بين محوري ثقبين متجاورين هي 1.6mm)، وعرض خط النقل الشرائحي الميكروي microstrip هو 1.5 mm (ممانته المميزة 50Ω). ومنه فإننا نحصل على المرشح المبين في الشكل 16. حيث يبين الشكل 16a شكل الدارة المطبوعة بينما يبين الشكل 16b شكل المرشح ثلاثي الأبعاد مع علبة التحجيب. ويبين الشكل 17 استجابة هذا المرشح والتي نحصل عليها بإجراء محاكاة لهذا المرشح باستخدام البرنامج CST MicroWave Studio.

يبين الشكل 17 أن استجابة المرشح تحقق

أيضاً يمكننا من الجدول 3 أو الشكل 14 أن نوجد عرض فتحة الترابط المقابلة معامل الترابط المطلوب (سماكة الجدار 0.8mm) أي بين الفجوتين II و III نجد أن (باستخدام تقريب خطي) عرض فتحة الترابط هي:

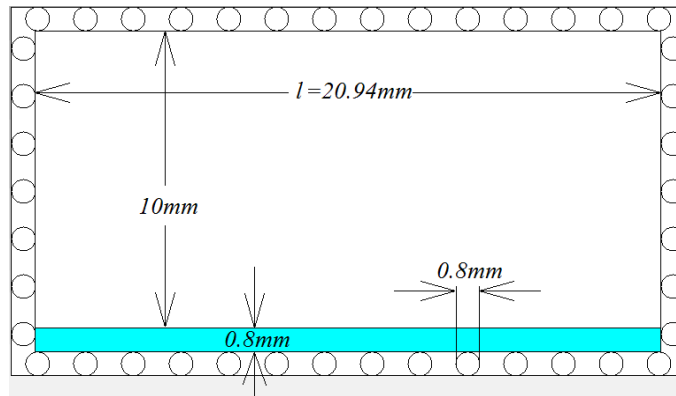
من أجل $K_{23} = 0.0131521$ فإن عرض الفتحة يكون تقريباً $w_{23} = 3.4 \text{ mm}$ وتكون أطوال الفجوات

$$L_3 = 20.48 \text{ mm}$$

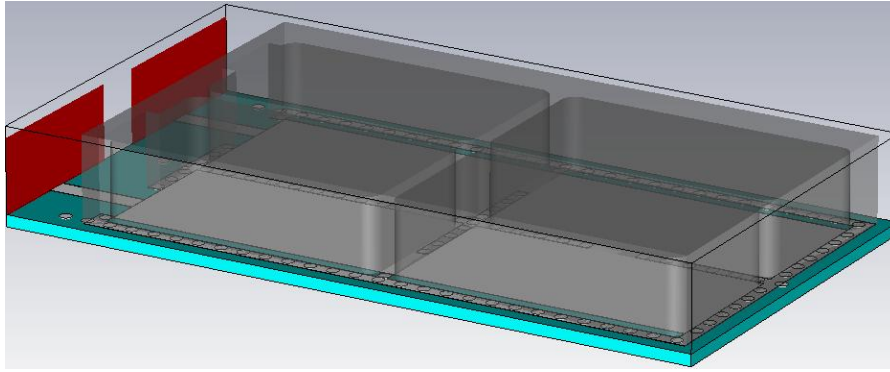
عند حساب الفجوة الرنانة الشرائحية باستخدام

HMSIW وحدها نجد أنه من أجل تردد رنين 5 GHz يجب أن يكون طول الفجوة $l = 20.94 \text{ mm}$. يبين الشكل 6 شكل الفجوة HMSIW المحببة، بينما يبين الشكل 15 أبعاد الدارة المطبوعة لهذه الفجوة. أن أطوال الفجوات بوجود فتحات الترابط تنقص عنها في حال وجودها وحدها دون فتحات ترابط وذلك بسبب وجود فتحات الترابط. وبالتالي من أجل حساب أبعاد الفجوة الأولى (والأخيرة) يجب أن ننقص طولها المحسوب بقدر نصف الفرق بين البعد الأساسي للفجوة وحدها والفجوة بوجود خطوط الربط microstrip وأيضاً بقدر الفرق بين بعد الفجوة الأساسية والفجوة بوجود فتحة الترابط بينها وبين الفجوة الثانية. أي:

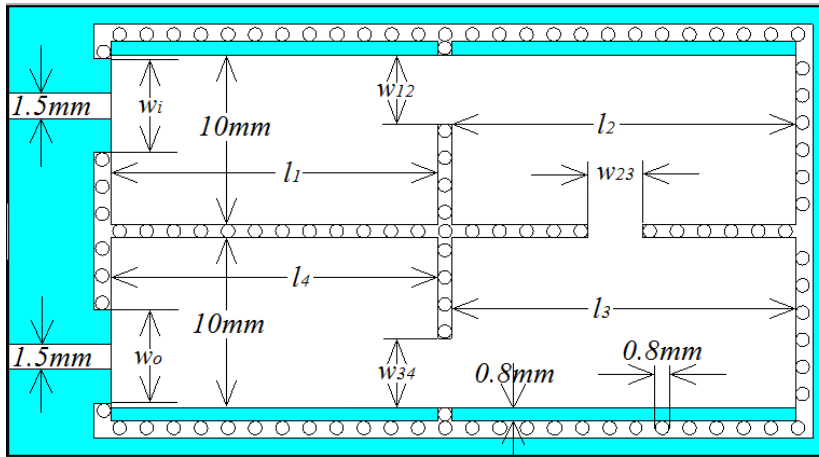
$$l_1 = l_4 = l - (l - L_1)/2 - (l - L_2)$$



شكل 15 شكل الدارة المطبوعة لفجوة HMSIW (تردد رنين هذه الفجوة هو 5GHz)

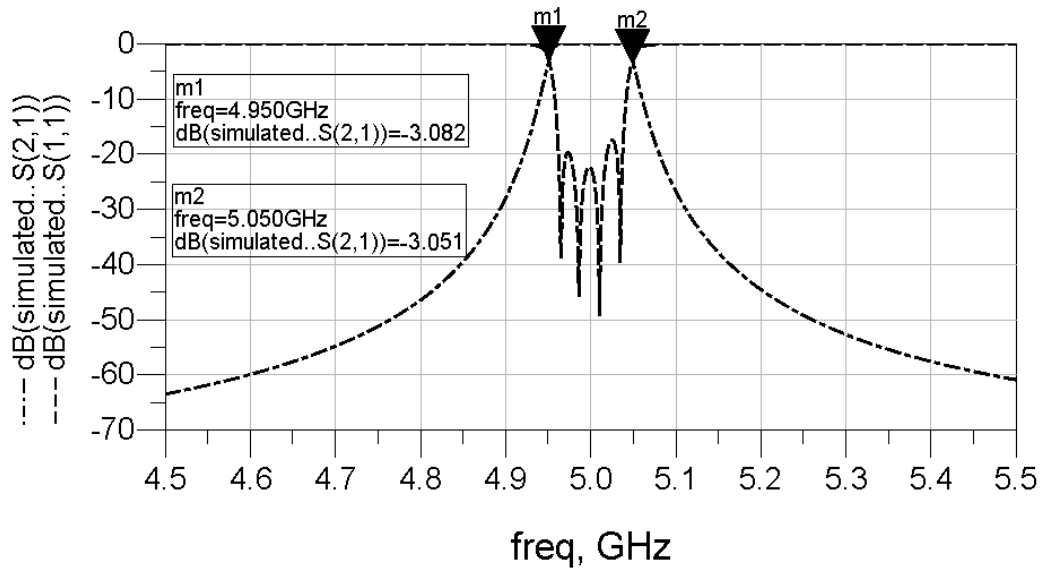


(a) شكل ثلاثي الأبعاد لمرشح مؤلف من 4 فجوات HMSIW مترابطة



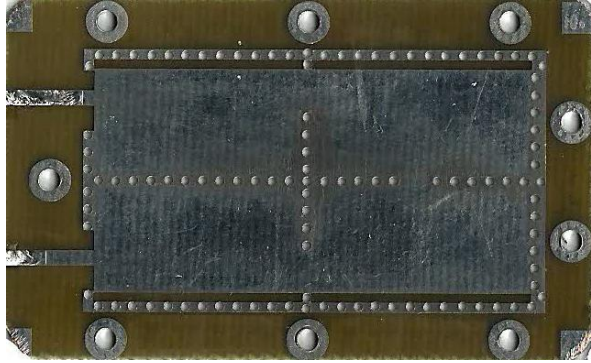
(b) شكل الدارة المطبوعة لمرشح مؤلف من أربعة فجوات HMSIW مع أبعادها العنصرية

شكل 16 مرشح من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات HMSIW مترابطة

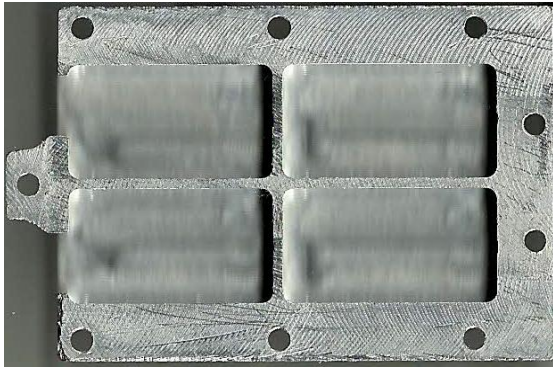


شكل 17 الاستجابة الترددية لمرشح الفجوات الشرائحية HMSIW الرنانة المترابطة والوارد في الشكل 16

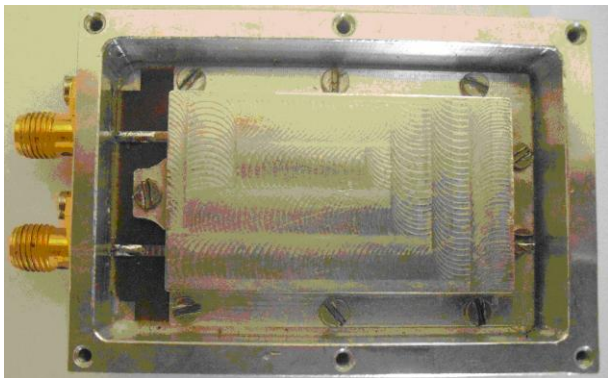
تتوافق مع جهاز القياس المستخدم وهو محلل شبكات network analyzer من شركة road and choirtz، ويبين الشكل 20 شكل المرشح بعد وضعه ضمن العلبة المعدنية ووصله مع الموصلات SMA.



شكل 18 مرشح تمرير من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات HMSIW



شكل 19 علبة تحجيب للمرشح المبين في الشكل 18



شكل 20 المرشح المبين في الشكل 18 بعد تعليبه

المواصفات المطلوبة حيث أن عرض مجال التمرير عند -3dB يساوي 100MHz أما عرض المجال عند -0.1dB فيساوي تقريباً 80MHz ويكون معامل الانعكاس ضمن هذا المجال أصغر من -16.2dB وبالتالي فإن معامل التمرير أكبر من -0.1dB، بالإضافة إلى أن المرشح يحقق متطلبات التخميد خارج مجال التمرير إذ أن التخميد على بعد 200MHz عن التردد المركزي 5GHz أكبر من 45dB. سدرى في الفقرة 3 التنفيذ العملي لهذا المرشح ونتائج قياس هذا المرشح مع مقارنة بين نتائج القياس ونتائج المحاكاة.

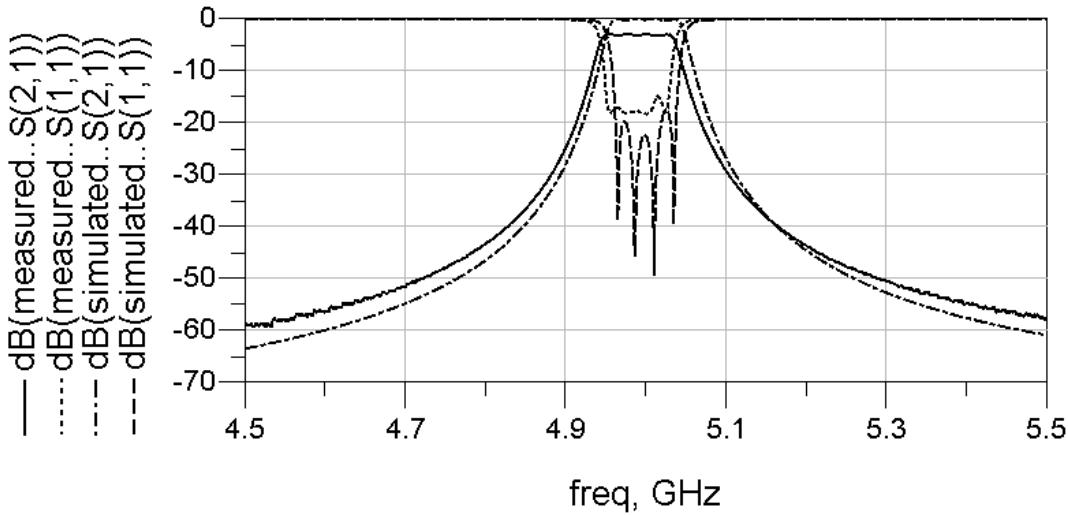
3 التنفيذ العملي للمرشح ونتائج القياس

لتنفيذ المرشح نستخدم شريحة من نوع FR4 والتي لها ثابت عازلية كهربائية 4.5 وثابت نفاذية مغناطيسية 1، وهي متوفرة في السوق المحلية وتُستخدم في تصنيع بطاقات الدارات المطبوعة. سماكة الشريحة المستخدمة 0.8 mm. ويتم تصنيع الشريحة المستخدمة في المرشح بنفس طريقة تصنيع بطاقات الدارات المطبوعة PCB. إلا أن مفايد العازل لهذه الأنواع من الشرائح عالية جداً حيث يمكن أن تتجاوز $tg(\delta)$ للشرائح FR4 القيمة 0.03 عند التردد 5 GHz (بينما تكون هذه القيمة حوالي 0.001 في الشرائح التي تُستخدم في تصميم دارات الأمواج الميكروية)، ما يجعلنا نتوقع أن المرشح سيسبب تخميدياً عالياً ضمن مجال التمرير. حيث يبين الشكل 18 صورة لشريحة المرشح بعد التصنيع. بينما يتم تصنيع علبة التحجيب باستخدام مادة الألمنيوم، حيث يتم تشكيل علبة التحجيب باستخدام آلة تفريز أيضاً متوفرة في السوق المحلية، ويبين الشكل 19 صورة لعلبة التحجيب المصنعة. ومن أجل قياس المرشح يجب وضعه ضمن علبة معدنية ووصله مع موصلات connectors حيث تم استخدام موصلات SMA والتي يشيع استخدامها في دارات الأمواج الميكروية، كما أنها

4 الخاتمة

قمنا في ورقة البحث هذه بشرح مفصل لطريقة تصميم مرشحات أمواج ميكروية نوع تمرير مجال باستخدام رنانات فجوات أدلة موجة شرائحية مشكلة من أدلة موجة شرائحية. وقمنا بتصميم وتنفيذ مرشح باستخدام حجرات شرائحية ذات نصف النمط HMSIW بمواصفات محددة. حيث وجدنا تطابق جيد بين نتائج محاكاة المرشح الذي قمنا بتصميمه ونتائج قياس المرشح بعد تنفيذه. تنتج بعض الأخطاء بين الاستجابتين اللتين حصنا عليهما من المحاكاة والقياس عن اختلاف مواصفات المادة المستخدمة كشريحة عازلة بالإضافة إلى بعض الأخطاء في التصنيع وخصوصاً الأبعاد الفيزيائية لعلبة التحجيب وانطباقها على الشريحة العازلة.

تم قياس المرشح باستخدام محلل شبكات من شركة road and choirtz حيث يمكن أن نحصل من جهاز القياس هذا على S_{11} و S_{21} . ويبين الشكل 21 نتائج قياس المرشح المصنَّع بالمقارنة مع نتائج محاكاة هذا المرشح. حيث يمكننا أن نرى من الشكل 21 أن التردد المركزي مُزاح عن القيمة 5 GHz، ما يدل على أن قيمة ثابت العازلية الكهربائي للشريحة FR4 المستخدمة أقل بقليل من القيمة 4.5، بالإضافة إلى أن عرض مجال تمرير المرشح أصغر من القيمة التي حصلنا عليها من المحاكاة. كما يمكننا أن نلاحظ أن تخميد المرشح ضمن مجال التمرير كبير مقانئاً بنتيجة المحاكاة، والسبب في ذلك كما ذكرنا ارتفاع قيمة مفاqid العازل الذي تُصنع منه الشريحة المستخدمة.



شكل 21 الاستجابة الترددية المقاسة لمرشح الفجوات الشرائحية HMSIW الرنانة المترابطة والوارد في الشكل 20 مع المقارنة بنتيجة محاكاة المرشح نفسه

المراجع العلمية:

- [10] Teis Johan Coenen thesis Analysis and Design of Post-Wall Waveguides for Application in SIW, 2010
- [11] Jose E. Rayas-Sanchez, Vladimir Gutierrez-Ayala, A General EM-Based Design Procedure for Single-Layer Substrate Integrated Waveguide Interconnects with Microstrip Transitions IEEE, 2008
- [12] Xiao-Ping Chen, Ke Wu ,Low-Loss Ultra-Wideband Transition between Conductor-Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide, IEEE, 2009
- [13] Yuan Dan Dong, Wei Hong and Hong Jun Tang, A Novel Millimeter Wave Substrate Integrated Waveguide Filter Using TE₃₀₁ Mode Cavities, from IEEE Xplore 2008
- [14] ZhangCheng Hao, Wei Hong, Hao Li, Hua Zhang, Ke Wu, A Broadband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter , IEEE 2005
- [15] M.Marcuvitz, Waveguide Handbook 1985
- [1] G. L. Matthaei, L. Jones and E.M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures, New York: McGraw-Hill, 1964.
- [2] I. C. Hunter, Theory and Design of Microwave Filters, London: IEE Press, 2001.
- [3] D.M. Pozar, Microwave Engineering, second ed. New York, NY: John Wiley and Sons, Inc, 1998.
- [4] J. S. Hong and M. J. Lancaster, Microstrip Filters for RF/Microwave Applications, New York: Wiley, 2001.
- [5] ZhangCheng Hao, Wei Hong, Hao Li, Hua Zhang, Ke Wu, A Broadband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter , IEEE 2005
- [6] Yuan Dan Dong, Wei Hong and Hong Jun Tang, A Novel Millimeter Wave Substrate Integrated Waveguide Filter Using TE₃₀₁ Mode Cavities, GSMM Proceeding 2008
- [7] Yun Tao, Wei Hong and Hongjun Tang, Design of A Ka-Band Bandpass Filter Based on High Order Mode SIW, IEEE 2010
- [8] Shen Kai, Wang Guang-Ming, Zeng Xiang-Neng, TRANSVERSE MENTAL IRIS FILTER BASED ON SUBSTRATE INTEGRATE WAVEGUIDE CAVITIES, Downloaded on April, IEEE, 2010
- [9] Cao Tri Bui , Petr Lorenz , Mustafa Saglam , Wilhelm Kraemer , Rolf H. Jansen , Investigation on Some Novel Multi-Layered Cross-Coupled Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circular Cavity Filters, Proceedings of the 38th European Microwave Conference, October 2008, Amsterdam, The Netherlands