

تصميم مرشح تمرير أمواج ميكروية ثنائي المجال باستخدام تقنية الرنانات المشطية المتداخلة

م. معتز البيك⁽¹⁾ أ. د. فريز عبود⁽²⁾ د. علاء الدين سرحان⁽³⁾

الملخص

تقدم هذه الورقة البحثية منهجية تحليلية لتصميم مرشح ميكروي ثنائي مجال التمرير، باستخدام التحويل الترددي بين مجال الترددات المنسوبة ومجال الترددات الحقيقية للمرشح. إن الطريقة المقترحة هي طريقة تحليلية بحتة في عملية إيجاد مصفوفة الترابط التي تحقق مواصفات المرشح المطلوبة، دون الحاجة إلى إجراء أمثلة عددية على مصفوفة الترابط من أجل الحصول على الاستجابة ثنائية مجال التمرير. تتضمن الطريقة أيضاً إجراءات لإيجاد الدارة المكافئة لهذا النوع من المرشحات، والتي تتضمن ربط كل من الرنانات الأساسية للمرشح برنانة مسؤولة عن مجال المنع لنحصل على رنانة ثنائية ترددات الرنين. قمنا بالتحقق من علاقة التحويل الترددي من خلال مثال. كما قمنا بالتحقق من الدارة المكافئة ومصفوفة الترابط المستنتجين تحليلياً أيضاً من خلال نفس المثال. ثم باستخدام برنامج محاكاة البنى الكهروضوئية تم إجراء تصميم لمرشح رنانات مشطية متداخلة ثنائي مجال التمرير يحقق مواصفات المرشح المثال المطروح، وأظهرت نتائج المحاكاة إمكانية تحقيق المواصفات المطلوبة من الاستجابة الترددية للمرشح.

الكلمات المفتاحية: مرشح رنانات مشطية متداخلة، التحويل الترددي، المرشحات ثنائية مجال التمرير، مصفوفة الترابط.

Design of dual band microwave filter by using interdigital technology

Eng. Moutaz Albik⁽¹⁾ Prof. Dr. Fariz Abboud⁽²⁾
Dr. Alaaeddin Sarhan⁽³⁾

ABSTRACT

This paper presents an analytical methodology for designing a dual passband filter, using frequency transformation between the normalized frequency domain and the actual frequency domain of the filter. The proposed methodology is purely analytical method in the process of finding the coupling matrix that fulfills the required filter specifications, without the need to perform numerical optimization of the coupling matrix in order to obtain the two-pass prototype domain response. The procedure also includes finding the equivalent circuit for this type of filters, which includes connecting each of the primary resonators of the filter with a resonator responsible for the stop band in order to obtain dual frequency resonance resonators. The frequency transformation is verified through an example. The derived equivalent circuit and coupling matrix are also analytically validated through the same example. Using electromagnetic structures simulation program, a dual bandpass interdigital filter is designed, the filter met the filter specifications for the example presented. The simulation results showed that the required specifications of the filter's frequency response could be achieved.

Key Words: Interdigital filter, Frequency transformation, Dual bandpass filter (DBPF), coupling matrix.

1- المقدمة:

أن تكون فعاليته عرضة للتساؤل (خاصةً في الأحوال التي نحتاج فيها لانتقائية ترددية عالية). هناك تقنية أخرى لتصميم مرشحات التمرير ثنائية المجالات (DBPF)، تتم بتوضيح مرشح عريض المجال مع مرشح منع مجال [13] على التوالي، إلا أن هذا التصميم أيضاً يعتمد على الأمثلة العددية.

قدّم المؤلفون في [17] طريقةً لتصميم مرشح متعدد مجالات التمرير ذو مجالات تمرير متناظرة، أي أن مجالات التمرير لها نفس الاستجابة. في حين تم في [19] تقديم مقاربتين لتصميم مرشحات أمواج ميكروية ثنائية مجال التمرير، وذلك عن طريق خلق أصفار نقل وتوضيغها ضمن مجال المنع المطلوب. أدت الطريقة الأولى إلى استجابة متناظرة (مجال التمرير لهما نفس العرض، وتتوضع أصفار النقل بشكل متناظر ضمن مجال المنع)، أما الاستجابة في الطريقة الثانية كانت غير متناظرة (لكل من مجال التمرير عرض مختلف عن الآخر وكانت أصفار النقل متوضعة عند نفس التردد في مجال المنع). تعتمد كلتا الطريقتين على التحويل الترددي وعلى تقنية تركيب النموذج الأولي المعروفة [21] [22]، أما تنفيذ المرشحات في ذلك البحث [19] فقد اعتمد على الحجرات الرنانة المترابطة. اقترح المؤلفون في [13] تقنية تركيب وتصميم مرشحات ثنائية وثلاثية مجالات التمرير لها استجابات ترددية متناظرة من نوع Chebyshev و Elliptic باستخدام تقنية أدلة الموجة الشرائحية. بينما ركز المؤلفون في [20] على طريقة التركيب والتصميم وكيفية خلق مجال المنع باستخدام أصفار النقل، عن طريق ربط رنانات مسؤولة عن أصفار النقل في مجال المنع. وتم استخدام تقنية

مع تطور أنظمة الاتصالات اللاسلكية الحديثة، ازداد الطلب على مرشحات الأمواج الميكروية عالية الجودة. إلا أن النظام الراديوي يمكن أن يعمل ضمن مجال ترددي عريض، ما يجعل النظام عرضة لإشارات تداخل قد تتواجد ضمن مجاله الترددي، وبالتالي كان لا بد من وضع عدة مجالات منع ضمن مجال عمل النظام [1]، وهذا ما يكافئ تقسيم المجال الترددي إلى عدة مجالات ترددية. كما أن ظهور أنظمة الاتصالات الحديثة التي تعمل على عدة مجالات ترددية، إما باستخدام ترددات قفازة أو من أجل مستقبلات تعمل بعدة وظائف على عدة مجالات ترددية كما في أنظمة الاتصالات عبر السواتل، أدى إلى الحاجة إلى مرشحات تمرير متعددة المجالات تواكب حاجيات هذه الأنواع من الأنظمة [6]. لقد شكلت المرشحات متعددة المجالات الترددية في الآونة الأخيرة موضوع بحث ملحوظ [2] - [8].

تمت مواجهة تصميم مرشحات ثنائية مجالات التمرير أو متعددة المجالات بصنفيين من الطرق. يعتمد الصنف الأول على توابع الترشيح حيث يتم تركيب تابع الترشيح اعتماداً على كثيرات الحدود كما في [9]. في حين يعتمد الصنف الثاني الأكثر انتشاراً على تقنيات التحويل الترددي [10]. تطورت طرق الصنف الثاني اعتماداً على تابع Zolotarev [11] و [12]، إلا أن تلك المقاربة لا تسمح بالتحكم بالتخميد بين مجال التمرير (ضمن مجال المنع). يمكن أن يتم تركيب هذا النوع من المرشحات تحليلاً باستخدام تقنية توضيح أقطاب وأصفار النقل كما في [9] و [13] و [14]، إلا أن هذه التقنية تعتمد على الأمثلة العددية [15]، حيث أن التقارب قد لا يكون مضموناً ويمكن

ضمن مجالات التمرير بالإضافة إلى ترددات حواف مجالات التمرير للمرشح المطلوب. تم اقتراح تقنية أدلة الموجة في تصميم هذه الأنواع من المرشحات في بعض المنشورات العلمية مثل [6] [2]. نقترح نحن استخدام تقنية الرنانات المشطية المتداخلة المترابطة في تصميم مرشح ثنائي مجالات التمرير. تم اقتراح هذه التقنية في بعض المنشورات العلمية مثل [19] و [9]، إلا أن المقترح في [19] كان يتطلب ترابطاً تقاطعياً بين رنانات المرشح المباشر inline ما يزيد من تعقيد البنية، أما في [9] تم اقتراح طوبولوجيتين باستخدام الرنانات المشطية، إحداها تعتمد أيضاً الترابط التقاطعي، في هذه الطريقة والطريقة المقترحة في [19]، يحتاج تركيب مصفوفة الترابط إلى الأمثلة العددية. أما الطريقة الثانية في [9] فكانت باستخدام رنانات ثنائية النمط، إلا أن الترابط بين نمطي الرنانة، والمسؤول عن مجال المنع، مقيد جداً بالأبعاد الهندسية للرنانات مما يضيف قيود على المواصفات التي يمكن أن يحققها المرشح من حيث عرض مجال المنع. تسمح الطوبولوجيا المقترحة بالحصول على مجالات أوسع لقيم الترابط بين الرنانة الأساسية للمرشح المسؤولة عن مجال التمرير الكلي والرنانة المسؤولة عن مجال المنع.

2- تقنية تركيب المرشح ثنائي مجالات

التمرير

تقدم المنهجية المقترحة، والمشروحة في هذه الفقرة، طريقة تمكننا من تصميم مرشح ثنائي مجالات التمرير باستخدام إجرائية تركيب تحليلية. ما يميز هذه التقنية عن غيرها، هو أنها تنتج مجالات تردد اعتبارية غير متناظرة وتتحكم في مكان مجال المنع دون استخدام

خطوط النقل الشرائحية في تصميم بعض الأمثلة للتحقق من طريقة التركيب.

عُرِضَتْ في [18] طريقة تركيب مرشح ثلاثي مجالات التمرير اعتماداً على التحويل الترددي بين المجال الترددي المنسوب ومجال الترددات الحقيقية. حيث تم الحصول على طوبولوجيا جديدة تحوي ترابط تقاطعي. يمكن وفقاً لهذه الطريقة حساب معاملات الترابط وعوامل الجودة الخارجية تحليلياً. من أجل التحقق من طريقة التركيب النظرية، قام المؤلفون بتصميم وتنفيذ مرشح ثلاثي مجالات التمرير بتقنية خطوط النقل الشرائحية.

في كل الطرق السابقة لتركيب المرشح، يتم الحصول على مصفوفة الترابط التي تمثل معاملات الترابط بين رنانات المرشح (بما في ذلك الرنانات المسؤولة عن مجالات المنع أو معاملات الترابط التقاطعي).

نقترح في هذه المقالة طريقة جديدة لتركيب مرشح ثنائي مجالات التمرير تعتمد على التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية، انطلاقاً من الطرق التي تعتمد على التحويل الترددي، حيث يتم تطبيق هذا التحويل على النموذج الأولي منخفض التمرير لنحصل على مرشح ذو رنانات مترابطة (ندعوها بالرنانات الأساسية أو الرنانات المسؤولة عن مجالات التمرير) على شكل خط مباشر inline يتربط مع كل منها رنانة، تكون هذه الرنانات الجديدة مسؤولة عن توضع أصفار النقل ضمن مجال المنع، دون وجود ترابط تقاطعي. تشكل الطريقة المقترحة منهجاً دقيقاً للحصول على مصفوفة الترابط انطلاقاً من المواصفات المطلوبة من المرشح، وهي: درجة المرشح وفقد الانعكاس أو معامل التعرج

$$\varepsilon = \sqrt{10^{\frac{L_{Ar}}{10}} - 1} \quad (1)$$

حيث $L_{Ar}(dB)$ ($L_{Ar} > 0$) هو مقدار التعرج ضمن مجال التمرير، وهو يرتبط بمعامل فقد الانعكاس $RL (dB)$ ($RL < 0$) بالعلاقة [21]:

$$L_{Ar} = -10 \log_{10} \left(1 - 10^{\frac{RL}{10}} \right) \quad (2)$$

ويُعطى معامل النقل S_{21} ومعامل الانعكاس S_{11} بالعلاقين التاليين [21]:

$$|S_{21}(j\Omega)|^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 \cdot T_n^2(\Omega)} \quad (3)$$

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (4)$$

حيث Ω تمثل التردد المنسوب و T_n هو تابع Chebyshev ويُعطى بالعلاقة [21]:

$$T_n(\Omega) = \begin{cases} \cos(n \cdot \cos^{-1}\Omega) & |\Omega| \leq 1 \\ \cosh(n \cdot \cosh^{-1}\Omega) & |\Omega| > 1 \end{cases} \quad (5)$$

يبين الشكل (a.1) مثال لاستجابة نموذج أولي منخفض التمرير من الدرجة الخامسة ذات معامل انعكاس RL يساوي -20 dB. كما يبين الشكل (b.1) شكل الاستجابة ضمن مجال التمرير، ويوضح مقدار التعرج ضمنه والذي يساوي 0.043 dB. سنستخدم هذه القيم في مثالنا المتبع في هذه المقالة في الفقرات التالية.

2-1- الخطوة الثانية: التحويل الترددي

إن المقصود بالتحويل الترددي هو الحصول على استجابة مرشح ثنائي مجالات التمرير انطلاقاً من استجابة النموذج الأولي منخفض التمرير. يوضح الشكل (2) هذا التحويل.

الأمثلة العددية [15] على مصفوفة الترابط. وفقاً لتقنية التركيب هذه، يتم اشتقاق ما يسمى ببارامترات مؤقتة أو مرحلية interim parameters (تردد الرنين، وبارامتر ميل التأثيرية susceptance لكل رنانة) مباشرة من حدود مجالات التمرير المطلوبة، وتكون البارامترات المؤقتة بالإضافة إلى بعض القيم من النموذج الأولي منخفض التمرير، كافية لحساب بارامترات تصميم المرشح الكامل (مصفوفة الترابط وعوامل الجودة Q الخارجية). هذه الطريقة التحليلية أكثر فعالية من طرق الأمثلة.

تتكون إجرائية التركيب من ثلاثة خطوات رئيسية. تتمثل الخطوة الأولى في تركيب نموذج أولي منخفض التمرير ذو استجابة من أحد الأنواع (اخترنا في مثالنا المقترح في هذه المقالة مرشح من نوع Chebyshev متعدد الأقطاب)، وتتمثل الخطوة الثانية في تطبيق التحويل من التمرير المنخفض إلى نموذج ثنائي المجالات (نرمز لهذا التحويل بالرمز $D(\omega)$ الذي يقوم بتحويل استجابة النموذج منخفض التمرير إلى استجابة غير منسوبة (أي في مجال الترددات الحقيقية) ثنائية مجالات التمرير. الخطوة الثالثة هي إيجاد مصفوفة الترابط للمرشح. بناءً على إجرائية التركيب، يمكن التحقق من صحة التركيب من خلال الاستجابة التي يمكن أن نحصل عليها من مصفوفة الترابط أو من المرشح نفسه.

2-1- الخطوة الأولى: إيجاد النموذج الأولي منخفض التمرير

نختار في دراستنا نموذج أولي منخفض التمرير ذو استجابة من نوع Chebyshev. تتميز استجابة المرشح بدرجة المرشح n ومعامل التعرج ε الذي يُعطى بالعلاقة [21]:

حيث b_1 و b_2 هي بارامترات ميل التأثرية و ω_{01} و ω_{02} هي ترددات الرنين للرنانات. تُعرّف كل من البارامترات b_1 و ω_{01} و b_2 و ω_{02} التحويل الترددي في هذه العلاقة. من الجدير بالذكر أنه بالإضافة إلى تعريف التحويل الترددي، فإن هذه البارامترات المؤقتة الأربعة تحدد مادياً أو فيزيائياً جميع الرنانات في المرشح ثنائي المجالات المقترح. نورد المزيد من التفاصيل في الفقرات التالية.

إن التحويل الترددي الوارد في العلاقة (6) يقوم بالتحويل من مجال الترددات الحقيقية إلى مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي. إلا أن التحويل المطلوب من أجل التصميم يجب أن يكون بالاتجاه المعاكس، أي من مجال الترددات المنسوبة (لنموذج منخفض التمرير) إلى مجال الترددات الحقيقية. ومن أجل إجراء هذا التحويل لا بد من الحصول على البارامترات المؤقتة أولاً من مواصفات مجال التمرير ومن ثم نوجد العلاقة العكسية للعلاقة (6) أي:

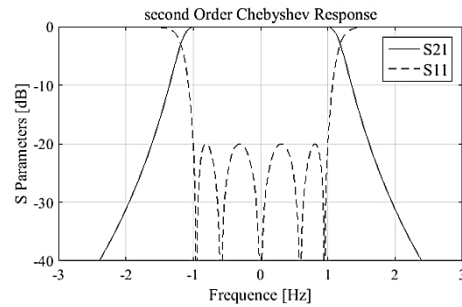
$$\omega = D^{-1}(\Omega) \quad (7)$$

وبالتالي من أجل الحصول على التحويل المطلوب، لا بد أولاً أن نوجد البارامترات المؤقتة.

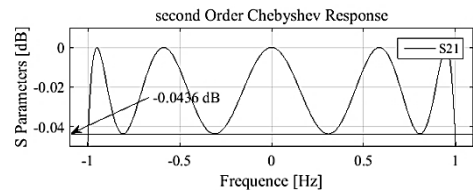
إيجاد البارامترات المؤقتة

تم في إيجاد العلاقة بين البارامترات المؤقتة (b_1 و ω_{01} و b_2 و ω_{02}) ومواصفات مجالات تمرير المرشح (ω_{L1} و ω_{H1} و ω_{L2} و ω_{H2})، استخدام الطريقة المعتمدة في [10]. تُعرّف هذه العلاقة بالتحويل الترددي. إذا طبقنا علاقة التحويل الترددي (6) سيتم تحويل حدي مجال التمرير الأدنى ω_{L1} و ω_{L2} من مجال الترددات الحقيقية غير المنسوبة إلى

في الشكل (2)، ω_{L1} و ω_{H1} و ω_{L2} و ω_{H2} هي حدود مجالي التمرير الأول والثاني كما هي موضحة في الشكل (2)، وهي تمثل مواصفات مجالات التمرير للمرشح المطلوب. ω_{02} هي تردد أصفار النقل بين مجالي التمرير. في تقنية التركيب، ليس من الضروري أن يكون لمجالي التمرير نفس العرض (أي أن الاستجابة ستكون غير متناظرة). ومع ذلك، سيكون لكلا مجالي التمرير نفس شكل الاستجابة داخل المجال وخارجه، ويتم تحديد ذلك من خلال استجابة النموذج الأولي منخفض التمرير. تُعطى علاقة التحويل من ترددات النموذج ثنائي مجالات التمرير أو مجال الترددات الحقيقية إلى ترددات النموذج منخفض التمرير أو مجال الترددات المنسوبة بالعلاقة التالية [10]:



(a) استجابة نموذج أولي منخفض التمرير ذو $RL = -20$ dB



(b) الاستجابة الواردة في الشكل (a) مع إجراء تكبير ضمن مجال التمرير

الشكل (1): استجابة نموذج أولي منخفض التمرير ذو $RL = -20$ dB

$$\Omega = b_1 \left(\frac{\omega}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega} \right) - \frac{1}{b_2 \left(\frac{\omega}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega} \right)} \quad (6)$$

حيث أن قيم z_i في هذه العلاقة تابعة لحدود مجالات التمرير. وهي تُعطى بالعلاقات التالية:

$$z_3 = \omega_{L1} + \omega_{L2} - \omega_{H1} - \omega_{H2} \quad (12.1)$$

$$z_2 = \omega_{L1} \cdot \omega_{L2} + \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} - (\omega_{L1} + \omega_{L2}) \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2}) \quad (12.2)$$

$$z_1 = \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} \cdot (\omega_{L1} + \omega_{L2}) - \omega_{L1} \cdot \omega_{L2} \cdot (\omega_{H1} + \omega_{H2}) \quad (12.3)$$

$$z_0 = \omega_{L1} \cdot \omega_{L2} \cdot \omega_{H1} \cdot \omega_{H2} \quad (12.4)$$

كما يمكننا أن نعيد كتابة العلاقة (9) باستخدام العلاقة (6) بتوحيد المقامات والتحويل إلى كسر بسطه ومقامه كثيري حدود، وبعد نسبة البسط والمقام إلى أمثال أكبر أس في البسط يمكننا أن نكتب $ZD(\omega)$ بدلالة البارامترات المؤقتة على الشكل التالي:

$$ZD(\omega) \equiv \omega^4 + \left(-\frac{\omega_{01}}{b_1}\right)\omega^3 + \left(\omega_{01}^2 + \omega_{01}^2 + \frac{\omega_{01}\omega_{01}}{b_1b_2}\right)\omega^2 + \left(\frac{\omega_{01}\omega_{02}^2}{b_1}\right)\omega^1 + \frac{\omega_{01}\omega_{01}}{b_1b_2} = 0 \quad (13)$$

التردد 1- في مجال الترددات المنسوبة أو ترددات المجال منخفض التمرير للنموذج الأولي، بينما يتم تحويل حدي المجال العلويين ω_{H1} و ω_{H2} إلى التردد +1 كما هو موضح في الشكل (2). يمكننا أن نعبر عن ذلك باستخدام العلاقة (6) على الشكل التالي:

$$D(-\omega_{L1}) = D(-\omega_{L2}) = D(\omega_{H1}) = D(\omega_{H2}) = 1 \quad (8)$$

لنعيد كتابة العلاقة (6) على الشكل التالي:

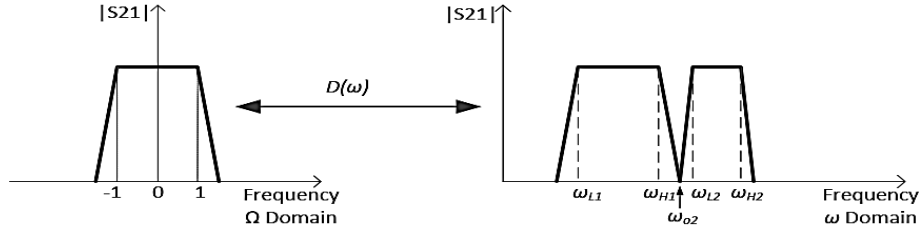
$$VD(\omega) = D(\omega) - 1 = \frac{ZD(\omega)}{PD(\omega)} \quad (9)$$

حيث $ZD(\omega)$ و $PD(\omega)$ هما كثيري حدود بـ ω بحيث تكون أمثال أكبر أس في البسط تساوي الواحد. أي يمكننا أن نكتب $D(\omega) - 1$ على شكل كسر بسطه ومقامه كثيري حدود. وبما أن هذا الكسر ينعدم عند كل من ω_{H1} و ω_{L1} و ω_{H2} و ω_{L2} فإن هذه الترددات تشكل أصفاراً للبسط $ZD(\omega)$ أي أن:

$$ZD(\omega) \equiv (\omega + \omega_{L1}) \cdot (\omega + \omega_{L2}) \cdot (\omega - \omega_{H1}) \cdot (\omega - \omega_{H2}) = 0 \quad (10)$$

نستطيع بالتالي أن ننشر هذه العلاقة لنحصل على كثير حدود من الدرجة الرابعة أمثال أكبر أس فيها يساوي الواحد. وبالتالي فهي تأخذ الشكل التالي:

$$ZD(\omega) \equiv \omega^4 + z_3\omega^3 + z_2\omega^2 + z_1\omega^1 + z_0 = 0 \quad (11)$$



الشكل (2) التحويل الترددي بين استجابة النموذج منخفض التمرير والاستجابة ثنائية مجال التمرير

وبذلك نكون قد حسبنا قيم البارامترات المؤقتة بدلالة مواصفات مجالات التمرير المطلوبة بطريقة تحليلية بحتة. حيث تُعطى قيم Z بالعلاقات (12).

التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية

بعد أن أوجدنا البارامترات المؤقتة، أصبح بإمكاننا أن نوجد علاقة التحويل العكسي التي تسمح لنا بإيجاد الاستجابة في مجال الترددات الحقيقية (أي استجابة المرشح الحقيقي) انطلاقاً من الاستجابة في مجال الترددات المنسوبة (أو استجابة النموذج منخفض التمرير). وهي، من أجل مرشح ثنائي مجالات التمرير، معادلة من الدرجة الرابعة يمكن حلها باستخدام Matlab. سنستخدم Matlab من أجل التحقق من علاقة التحويل من خلال المثال الذي سنطرحه في الفقرة التالية.

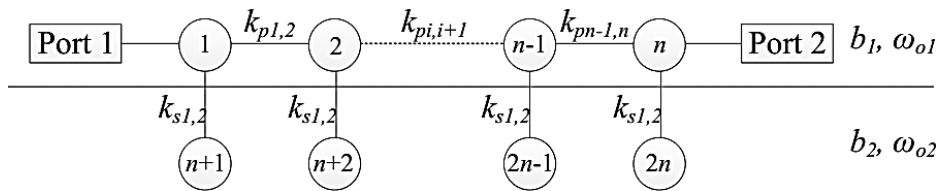
بالمطابقة بين (11) و (13) نجد أن:

$$\omega_{01} = \sqrt{-\frac{Z_0 \cdot Z_3}{Z_1}} \quad (14.1)$$

$$\omega_{02} = \sqrt{-\frac{Z_1}{Z_3}} \quad (14.2)$$

$$b_1 = \sqrt{-\frac{Z_0}{Z_1 \cdot Z_3}} \quad (14.3)$$

$$b_2 = \frac{Z_1 \cdot Z_3^2}{Z_1 \cdot Z_2 \cdot Z_3 + Z_1^2 - Z_0 \cdot Z_3^2} \cdot \sqrt{-\frac{Z_1}{Z_3}} \quad (14.4)$$



الشكل (3) نموذج مكافئ لمرشح ثنائي مجالات التمرير يستخدم مجموعة من الرنانات

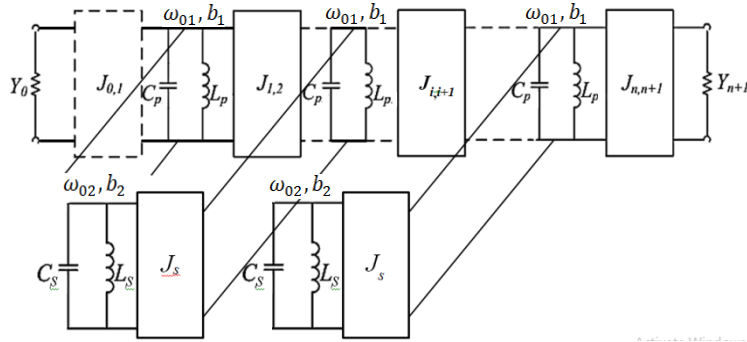
2-3- الخطوة الثالثة: إيجاد مصفوفة الترابط

لنأخذ بعين الاعتبار مرشح ثنائي المجالات يحتوي على $2n$ رنانة كما هو مبين في الشكل (3). الرنانات

من بين البارامترات المؤقتة، يصف ω_{01} و b_1 رنانات تمرير المجال من 1 حتى n ، بينما يصف b_2 و ω_{02} رنانات منع المجال من $n+1$ حتى $2n$. وسنوضح فيما يلي طريقة إيجاد عناصر مصفوفة الترابط وعناصر الدارة المكافئة.

تمثل الدوائر في الشكل (3) الرنانات بينما تمثل الخطوط المستمرة بينها الترابط بين الرنانات. الرنانتان الطرفيتان متصلتان مع بوابتي الدخل والخرج بواسطة محولي السماحية الطرفيين $J_{0,1}$ و $J_{n,n+1}$ الموضحين في الدارة المكافئة في الشكل (4) أو عن طريق عوامل الجودة Q_{eL} و Q_{eS} على الدخل والخرج في الشكل (3). ترتبط كل من الرنانات المسؤولة عن مجالات

التمرير برنانة مسؤولة عن مجال المنع لتشكلا ماً ما يسمى بالرنانة ثنائية مجال التمرير-dual passband resonator. تمثل Y_{n+1} ، Y_0



الشكل (4) نموذج مكافئ لمرشح ثنائي مجالات التمرير يستخدم مجموعة من الرنانات

b_2 هما تردد الرنين و بارامتر ميل التأثيرية للرنانات المسؤولة عن مجال المنع. تشكل استجابة الجزء الواقع فوق الخط في الشكل (3) استجابة all pole Chebyshev، بينما تشكل الرنانات الموجودة تحت الخط المستمر مجال المنع بين مجالي تمرير المرشح.

من 1 إلى n هي رنانات تمرير المجال، وكلها ترن عند التردد ω_{01} . الرنانات من $n+1$ إلى $2n$ هي الرنانات المسؤولة عن مجال المنع، وكلها ترن عند التردد ω_{02} . يوجد بالتالي n رنانة متطابقة ثنائية ترددات الرنين في المرشح ثنائي مجالات التمرير ذو الدرجة $2n$. كل من هذه الرنانات تشكل الوحدة الدورية لمرشح التمرير ثنائي المجالات، حيث يمكن اعتبارها اللبنة الأساسية للبنية [10]. بالنسبة لطوبولوجيا المرشح ثنائي مجالات التمرير، نستخدم التحويل الترددي الوارد في (6)؛ استجابة هذه البنية تحتوي على مجالي تمرير، ولكن كل مجال تمرير سيكون له استجابة Chebyshev من الدرجة n .

يبين الشكل (4) الدارة المكافئة للبنية الموضحة في الشكل (3)، هذه الدارة موصوفة بالبارامترات المؤقتة ومحوالات سماحيات J المتصلة برنانات تمرير المجال.

في الشكل (4) السماحية المنسوبة عند الدخل والخرج. تمثل $J_{i,i+1}$ قيمة محول السماحية بين الرنانتين اللتين لهما الترتيب i و $i+1$ ، بينما تمثل J_s قيمة محول السماحية بين كل من الرنانات المسؤولة عن مجال التمرير ورنانة مسؤولة عن مجال المنع. ω_{01} و b_1 هما تردد الرنين وبارامتر ميل التأثيرية للرنانات المسؤولة عن مجالات التمرير في حين أن ω_{02} و

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{L2} \cdot \omega_{H1}} \quad (20)$$

وتُعطى عوامل الجودة على الدخل والخرج على التوالي بالعلاقات التالية [21]:

$$q_{e1} = \frac{b_1}{J_{01}^2} = b_1 \cdot g_0 \cdot g_1 \quad (21)$$

$$q_{en} = \frac{b_1}{J_{n,n+1}^2} = b_1 \cdot g_n \cdot g_{n+1} \quad (22)$$

إيجاد عناصر الدارة المكافئة

يمكن أن نحصل على قيم محولات السماحيات J في الدارة المكافئة من إجرائية تصميم all pole Chebyshev بالعلاقات التالية [21]:

$$\left. \begin{aligned} J_{01} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_0 \cdot g_1}} \\ J_{i,i+1} &= \sqrt{\frac{1}{g_i \cdot g_{i+1}}} \\ J_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{Y_o}{g_n \cdot g_{n+1}}} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

$$J_s = 1 \quad (24)$$

أما قيم باقي عناصر الدارة (الملفات والمكثفات) فتعطى بالعلاقة التالية:

$$\begin{aligned} b_i &= \omega_{0i} \cdot C_i \\ &= \begin{cases} p \text{ or } s \text{ for } C_i \text{ and } L_i \\ 1 \text{ or } 2 \text{ for } b_i \text{ and } \omega_i \end{cases} \end{aligned} \quad (25)$$

$$\omega_{0i} = \frac{1}{\sqrt{L_i \cdot C_i}} \quad (26)$$

إيجاد عناصر مصفوفة الترابط:

تُعطى مصفوفة الترابط للمرشح ثنائي المجالات المقترح بالعلاقة التالية:

$$M = \begin{bmatrix} M_p & M_{ps} \\ M_{ps} & M_s \end{bmatrix} \quad (15)$$

أي أنها تتألف من تركيب لأربعة مصفوفات نعرف كل منها على الشكل التالي: حيث [21] [22] [23]:

$$M_p = \begin{bmatrix} k_{1,1} & k_{1,2} & \dots & 0 \\ k_{1,2} & k_{2,2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & k_{n,n-1} \\ 0 & \dots & k_{n-1,n} & k_{n,n} \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{cases} k_{i,i} = \frac{\omega_0}{\omega_{01}} - \frac{\omega_{01}}{\omega_0} \\ k_{i,i+1} = k_{i+1,i} = \frac{1}{b_1 \sqrt{g_i g_{i+1}}} \end{cases} \quad (17)$$

$$M_s = \begin{bmatrix} k_{n+1,n+1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & k_{2n,2n} \end{bmatrix}$$

$$k_{i,i} = \frac{\omega_0}{\omega_{02}} - \frac{\omega_{02}}{\omega_0} \quad (18)$$

$$M_{ps} = \begin{bmatrix} k_{1,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & 0 \\ 0 & \dots & 0 & k_{n,n} \end{bmatrix}$$

$$k_{i,i} = \frac{1}{\sqrt{b_1 b_2}} \quad (19)$$

حيث:

نقوم في هذه الفقرة بإجراء تصميم لمرشح تمرير ثنائي المجالات ضمن المجال X له المواصفات التالية:

المرشح من الدرجة الخامسة

مجالات التمرير

مجالات التمرير (حيث معامل الانعكاس ضمن

مجالات التمرير دون -20 dB)

[8 – 9.575] GHz

[10.05 - 11] GHz

التقنية: مرشح رنانات مشطية متداخلة Interdigital

Filter

3-1- التحقق من التحويل الترددي

قمنا أولاً بالتحقق من التحويل الترددي، إذ قمنا بتطبيق

التحويل الترددي على استجابة من نوع Chebyshev

من الدرجة الخامسة، حيث يُعطى معامل النقل S_{21}

ومعامل الانعكاس S_{11} من العلاقتين (27) و (28).

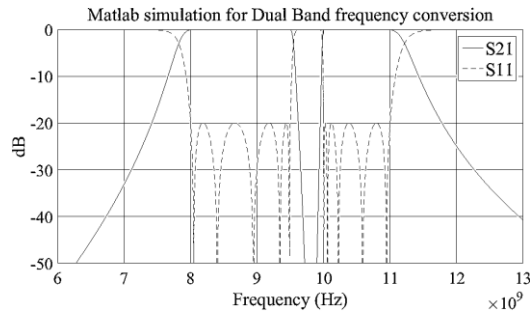
بإجراء التحويل الترددي المتمثل بالعلاقة (7) على

معاملي النقل والانعكاس (27) و (28) مباشرةً

باستخدام برنامج Matlab، فإننا نحصل على

الاستجابة المبينة في الشكل (5). يتضح من الشكل

أن الاستجابة تحقق المواصفات المطلوبة من المرشح.



الشكل (5) نتيجة التحويل الترددي من نموذج منخفض التمرير إلى ثنائي المجالات

$$i = \begin{cases} p \text{ or } s \text{ for } C_i \text{ and } L_i \\ 1 \text{ or } 2 \text{ for } b_i \text{ and } \omega_i \end{cases}$$

استجابة المرشح ثنائي مجالات التمرير

بعد أن أوجدنا الدارة المكافئة وعناصر مصفوفة

الترابط، يمكننا أن نوجد استجابة المرشح إما بمحاكاة

الدارة المكافئة في برنامج لمحاكاة الدارات مثل ADS

أو office MW أو غيرها من البرامج المستخدمة في

محاكاة دارات الأمواج الميكروية. أو باستخدام

مصفوفة الترابط. تُعطى استجابة المرشح بالعلاقة

التالية [9] [21]:

$$S_{21} = \frac{2}{\sqrt{q_{e1} \cdot q_{en}}} \cdot [A]_{n1}^{-1} \quad (27)$$

$$S_{11} = \mp \left(1 - \frac{2}{q_{e1}} \cdot [A]_{11}^{-1} \right) \quad (28)$$

حيث A هي مصفوفة سماحيات الدارة المكافئة [9]

[21] التي تُعطى كما يلي:

$$[A] = [q] + p[U] - j[m] \quad (29)$$

$[m]$ هي مصفوفة الترابط التي تُعطى عناصرها

بالعلاقات (16) – (19). أما $[U]$ هي المصفوفة

الواحدية و p هو التحويل الترددي أي العلاقة (6).

و $[q]$ هي مصفوفة الجودة، جميع عناصرها تساوي

الصفر ماعدا العنصر الأول من القطر الرئيسي الذي

يساوي مقلوب عامل الجودة عند الدخل أي $1/q_{e1}$ ،

والعنصر الأخير من القطر الرئيسي ويساوي مقلوب

عامل الجودة عند الخرج أي $1/q_{en}$ ، وهما معطين

بالعلاقتين (21) و(22).

3- التحقق من إجرائية التركيب وعلاقة

التحويل

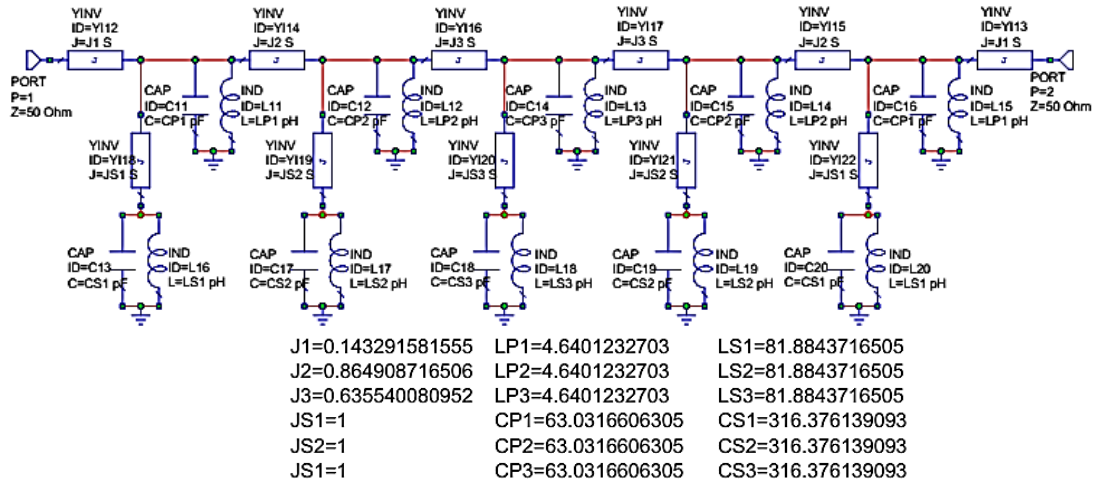
نتيجة المحاكاة، أيضاً نلاحظ أن هذه النتيجة مطابقة تماماً للنتيجة المبينة في الشكل (5). إن هذا التطابق بديهي حيث أننا نأخذ قيم العناصر المكافئة بدقة.

3-3- التحقق من مصفوفة الترابط

بتطبيق العلاقتين (27) و (28) باستخدام برنامج Matlab فإننا نحصل على نفس الاستجابة المبينة في الشكل (8). وهذا بديهي إذ أن مصفوفة الترابط تشكل نموذجاً رياضياً للمرشح يؤدي إلى نتيجة دقيقة من حيث الاستجابة.

3-2- التحقق من نموذج الدارة المكافئة

باستخدام نموذج الدارة المكافئة الوارد في الشكل (4) العلاقات (23) و (24)، أوجدنا الدارة المكافئة للمرشح ثنائي مجالات التمرير، وحصلنا على نموذج الدارة المكافئة المبين في الشكل (6). حيث يبين الشكل نموذج الدارة المكافئة مع قيم عناصر الدارة (قيم المكثفات والملفات بالإضافة إلى قيم محولات السماحيات). قمنا بمحاكاة هذه الدارة باستخدام برنامج MW Office، ويبين الشكل (7)



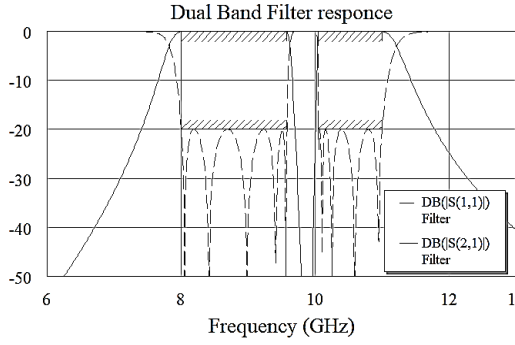
الشكل (6) الدارة المكافئة لمرشح ثنائي مجالات التمرير المستخدم في المثال

(الشكل). تمثل هذه الأصابع الرنانات المتداخلة (على شكل تناوب بين إصبع بارز من أسفل التجويف وإصبع بارز من أعلاه). ترتبط الرنانتان (الإصبعان) الطرفيتان بموصلين محوريين للربط بين المرشح والوسط المحيط (يمكن أن يكون جهاز القياس، أو في حالة المحاكاة، بوابتي الدخل والخرج). يتم ضبط أطوال الأصابع أو الرنانات بحيث ترن كل منها عند

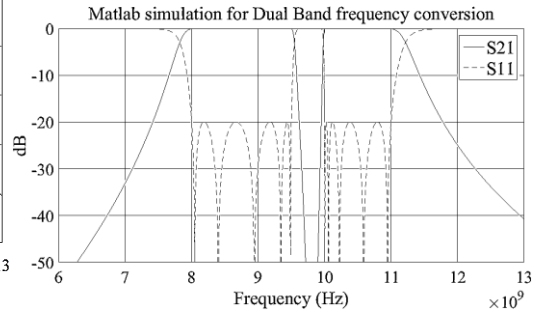
4- تصميم المرشح والمحاكاة:

يأخذ مرشح الرنانات المشطية المتداخلة المترابطة البنية المبينة في الشكل (9)، حيث يتألف من تجويف هوائي ضمن معدن (يبين الشكل (9.a) هذا التجويف دون المعدن المحيط به)، يحتوي هذا التجويف مجموعة من الأصابع المعدنية البارزة ضمنه (خمسة أصابع بارزة ضمن التجويف كما هو مبين في

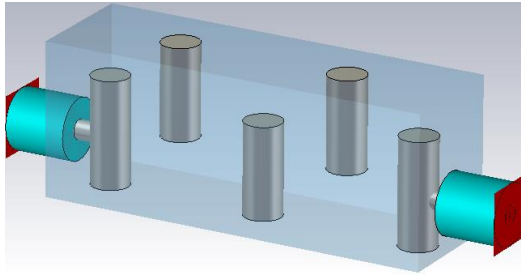
تردد الرنين المركزي للمرشح. يمكن أثناء التصميم أن نجد أن أطوال الأصابع قد تكون غير قابلة للتحقيق



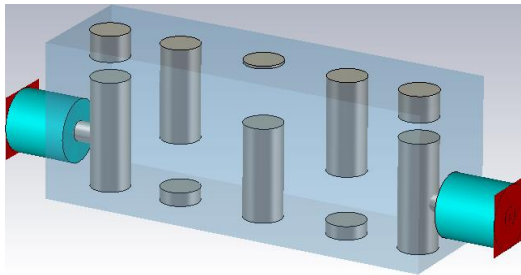
الشكل (7) استجابة الدارة المكافئة للمرشح باستخدام برنامج MW office



الشكل (8) استجابة مصفوفة الترابط للمرشح المثالي باستخدام Matlab



(a) بنية مرشح رنانات مشطية متداخلة



(b) دخال براغي على مرشح رنانات مشطية متداخلة

الشكل (9): مرشح رنانات مشطية متداخلة interdigital

عملياً كأن يكون الطول المطلوب مثلاً بوحدة المليمتر يحوي جزءاً عشرياً صغيراً جداً لا يمكن تنفيذه عملياً. لذلك يتم تقريب هذه الأطوال إلى أرقام يمكن تحقيقها عملياً (في حالتنا رقم واحد بعد الفاصلة العشرية باعتبار الأطوال بوحدة mm أي يتم التقريب إلى أقرب مئة مايكرومتر)، في حين يتم تعويض الخطأ الناتج عن هذا التقريب، في تردد الرنين الناتج، بإدخال برغي معايرة له قطر اختياري (اخترناه في تصميمنا مساوياً لقطر الإصبع أو الرنانة) مقابل للرنانة أو الإصبع كما هو موضح في الشكل (9.b).

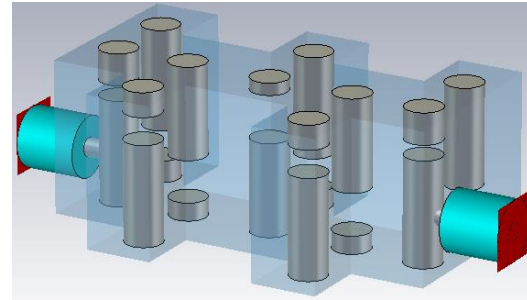
وتكون بنية المرشح ثنائي مجال التمرير المكافئة للشكل (3) كما هو مبين في الشكل (10.a)، حيث أدخلنا الرنانات المسؤولة عن مجال المنع بالتناوب عن

عملية إيجاد أطوال الرنانات ومكان توضع الموصل المحوري والمسافات بين الرنانات أو العناصر، وذلك بعد اختيار عرض التجويف الذي يحوي الرنانات. ونلخص هذه الإجراءات كما يلي:

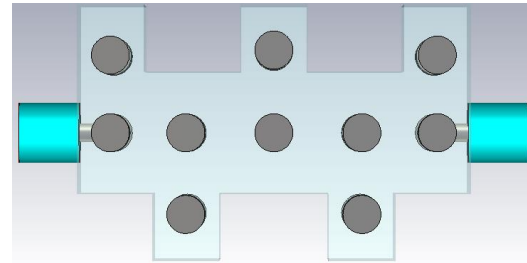
4-1- إيجاد أطوال الرنانات (الأصابع):

قمنا بإيجاد أطوال الرنانات المسؤولة عن مجالات التمرير ومجال المنع باستخدام المحاكاة eigenmode solver الموجود في برنامج CST على الشكل التالي: من أجل إيجاد أطوال الرنانات المسؤولة عن مجالات التمرير، يبين الشكل (11) الحجرة التي تحوي هذه الرنانة، نقوم بإيجاد طول الرنانة الذي يؤدي إلى تردد رنين أعلى بقليل من التردد المطلوب ω_{01} بحيث يكون الطول مقرباً إلى رقم واحد بعد الفاصلة العشرية (الأطوال بوحدة mm)، مع الانتباه إلى أن هذا التردد نحصل عليه دون وجود برغي المعايرة. بإدخال برغي المعايرة ينخفض تردد الرنين مع زيادة طول البرغي، كما هو مبين في الشكل (12). يمكننا من منحنى الشكل (12) أن نحدد طول البرغي الذي يؤدي إلى تردد الرنين المطلوب ω_{01} بعد تثبيت طول الرنانة أو الإصبع كما ذكرنا (ذلك بعد أن نختار قطر الإصبع مع أبعاد الحجرة بحيث تكون ممانعة الرنانة تساوي تقريباً 70 أوم من أجل ضمان أقل قيمة مفاقد [22]). من أجل إيجاد أطوال الرنانات المسؤولة عن مجال المنع وبشكل مشابه، يبين الشكل (13) الحجرة التي تحوي هذه الرنانة، نقوم بإيجاد طول الرنانة الذي يؤدي إلى تردد رنين أعلى بقليل من التردد المطلوب ω_{02} بحيث يكون الطول مقرباً إلى رقم واحد بعد الفاصلة العشرية، دون وجود برغي المعايرة. الآن وبإدخال برغي المعايرة ينخفض تردد الرنين مع زيادة طول

يمين ويسار الرنانات الأساسية المسؤولة عن مجالات التمرير ضمن تجاويف هوائية، كما هو موضح في المسقط العلوي للمرشح والمبين في الشكل (10.b)، مع ملاحظة أنه يمكن إدخالها جميعاً من جهة واحدة، ولكننا فضلنا إدخالها بالتناوب لأنه من الممكن أن نحتاج أن يكون عرض التجاويف الجانبية، التي تحوي الرنانات الإضافية المسؤولة عن مجال المنع، أثناء التصميم كبير بحيث يمكن أن يؤدي إلى تداخل بين التجاويف.



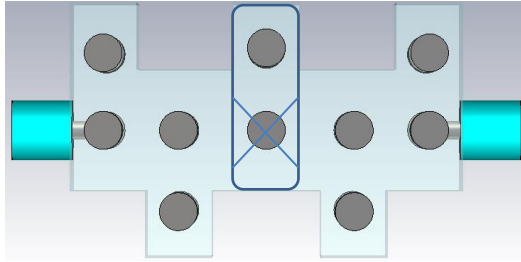
(a) بنية المرشح ثنائي مجالات التمرير المكافئة



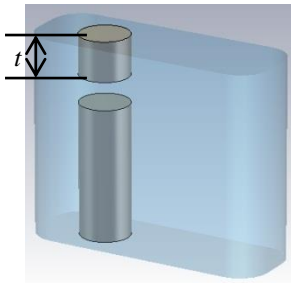
(b) المسقط العلوي للمرشح

الشكل (10) مرشح رنانات مشطية متداخلة interdigital

وتتحول إجراءات التصميم إلى إيجاد الأبعاد الهندسية للمرشح المبين في الشكل (10) انطلاقاً من ترددات الرنين ومصفوفة الترابط وعوامل الجودة على الدخل والخروج الواردة في العلاقات (14.1) و (14.2) و (16) - (22). تتضمن إجراءات إيجاد الأبعاد الهندسية

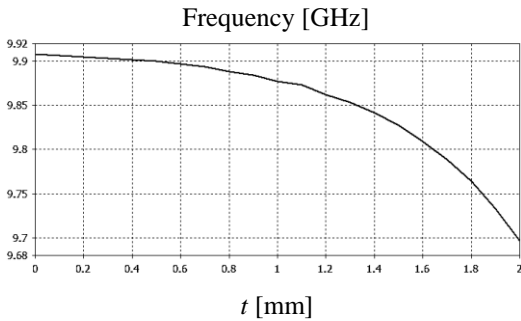


(a)



(b)

الشكل (13): رنانة مسؤولة عن مجال المنع لمرشح
رنانات مشطية متداخلة interdigital

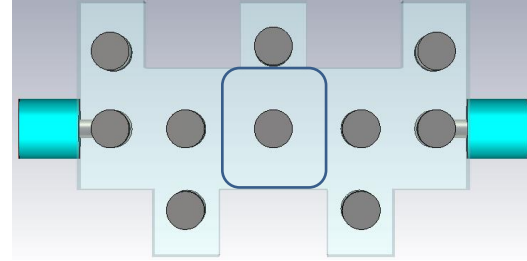


الشكل (14) علاقة تغير تردد الرنين مع تغير طول برغي
المعايرة لرنانة مسؤولة عن مجال المنع

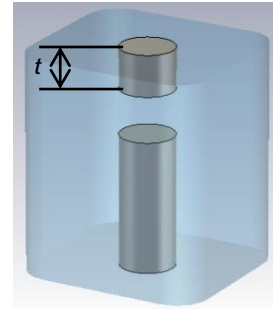
4-2- إيجاد الأبعاد الهندسية لمناطق التوصيل مع
الموصلات الخارجية على الدخل والخرج:

باستخدام FD Solver في برنامج CST يمكننا أن
نوجد استجابة الموصلات عند ربطها مع رنانة واحدة
فقط، كما هو مبين في الشكل (15). حيث يبين هذا
الشكل رنانة أو إصبع وحيد متصل مع نموذجي

البرغي، كما هو مبين في الشكل (14). يمكننا من
منحني الشكل (14) أن نحدد طول البرغي الذي يؤدي
إلى تردد الرنين المطلوب ω_{02} بعد تثبيت طول الرنانة
أو الإصبع كما ذكرنا.

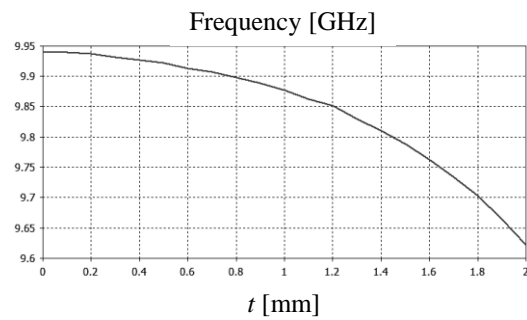


(a)



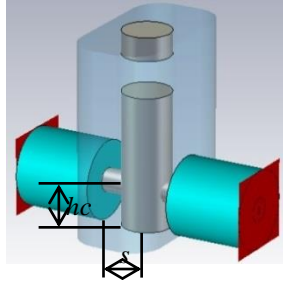
(b)

الشكل (11) رنانة مسؤولة عن مجالات التمرير لمرشح
رنانات مشطية متداخلة interdigital

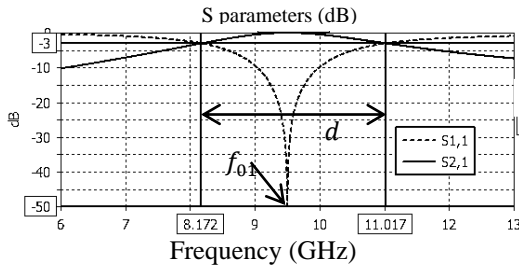


الشكل (12) علاقة تغير تردد الرنين مع تغير طول برغي
المعايرة لرنانة مسؤولة عن مجالات التمرير

م. معتز البيك. أ. د. فريز عبود. د. علاء الدين سرحان. تصميم مرشح تمرير أمواج ميكروية ثنائي المجال باستخدام تقنية الرنانات المشطية المتداخلة



(a) رنانة طرفية في مرشح رنانات مشطية متداخلة



(b) استجابة الرنانة الطرفية في المرشح بعد وصلها

بموصلات محورية

الشكل (15) رنانة طرفية في مرشح رنانات مشطية متداخلة مع استجابتها

4-3- إيجاد المسافات الفاصلة بين الرنانات أو الأصابع:

إن البعد الفيزيائي المسيطر على عامل الترابط بين رنانتين متجاورتين هو المسافة الفاصلة بينهما. وعلينا إيجاد المسافات الفاصلة بين الرنانات انطلاقاً من قيم عناصر مصفوفة الترابط (16) - (19). ولدينا في بنية المرشح نوعين من الترابط، أحدهما بين رنانتين متجاورتين مسؤولتين عن مجالات تمرير المرشح كما هو مبين في الشكل (17.a)، والآخر بين رنانة مسؤولة عن مجالات التمرير وأخرى مسؤولة عن مجال المنع كما هو موضح في الشكل (17.b). فإذا أخذنا بداية النوع الأول، أي الترابط بين رنانتين مسؤولتين عن مجالات

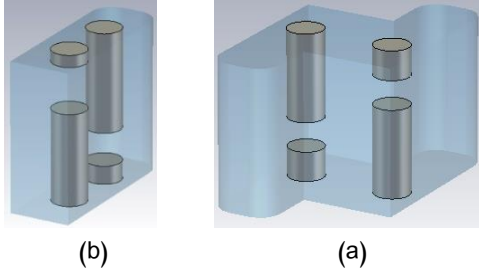
موصل نوع SMA. من هذه الاستجابة يمكننا أن نوجد عامل الجودة باستخدام العلاقة التالية [21]:

$$q = d/f_{01} \quad (30)$$

حيث d هي عرض المجال الترددي عند -3dB ، أما $f_{01} = \omega_{01}/2\pi$ فهي التردد المركزي، كما هو مبين في الشكل (15.b). إن العوامل التي تؤثر على عامل الجودة هما البعدين: hc أو ارتفاع نقطة الوصل بين الرنانة والموصل، و s المسافة الفاصلة بين جدار الحجرة والرنانة أو الإصبع، كما هو مبين في الشكل (15.a). يمكننا بالتالي أن نقوم بتثبيت أحدهما وتغيير الآخر بحيث نحصل على عامل الجودة المطلوب.

اخترنا تثبيت قيمة s وتغيير قيمة hc . يبين الشكل (16.a) علاقة تغير عامل الجودة مع الارتفاع hc . مع ملاحظة أن تردد الرنين المركزي يتغير مع تغير الارتفاع hc ، يجب بالتالي أن نقوم بإعادة معايرة طول البرغي بحيث نعيد ضبط تردد الرنين على القيمة المطلوبة f_{01} ، ويبين الشكل (16.b) علاقة تغير تردد الرنين مع طول البرغي. وبالتالي يجب اختيار الارتفاع hc بحيث نحصل على عامل الجودة المطلوب، وطول البرغي الذي يؤدي إلى إعادة ضبط التردد المركزي إلى قيمته المطلوبة.

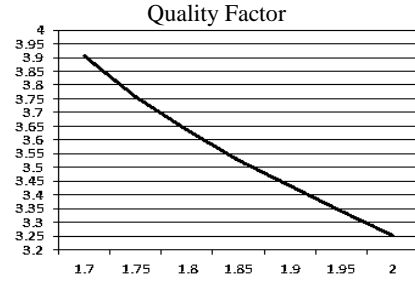
حساب لمعامل الترابط، وذلك عن طريق إعادة ضبط براغي المعايرة، ويبين الشكل (18.b) علاقة طول برغي المعايرة مع المسافة بين الرنانتين. وبذلك يمكننا من المنحنيات المبينة في الشكل (18) أن نوجد المسافة المطلوبة بين رنانتين انطلاقاً من قيمة معامل الترابط بينهما مع ضبط أطوال البراغي بشكل مناسب.



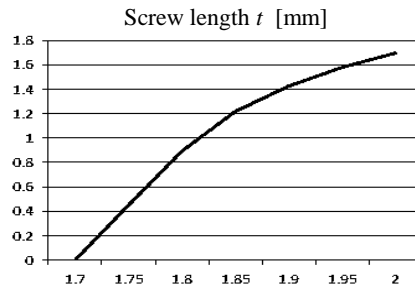
الشكل (17) بنى الترابط بين رنانتين في مرشح رنانات مشطية متداخلة

(a) الترابط بين رنانتين مسؤولتين عن مجالات التمير
(b) الترابط بين رنانتين مسؤولتين عن مجال المنع

ومن أجل النوع الثاني، أي الترابط بين رنانة مسؤولة عن مجالات التمير وأخرى مسؤولة عن مجال المنع، يمكننا أن نعتبر البنية المبينة في الشكل (17.b). إن محاكاة هذه البنية باستخدام eigenmode solver يؤدي أيضاً كما في الحالة الأولى إلى ترددي رنين متقاربين لهذه البنية. من هذين الترددات يمكننا أن نوجد عامل الترابط من خلال العلاقة (31). يبين الشكل (19.a) علاقة تغير معامل الترابط مع تغير المسافة بين رنانتين من هذا النوع. أيضاً هنا يتغير التردد المركزي بين الترددات f_1 و f_2 مع تغير المسافة بين الرنانتين كما تُظهر المحاكاة. وبالتالي لا بد أيضاً من إعادة التردد المركزي إلى التردد المركزي المطلوب لمجال المنع ω_{02} عند كل عملية حساب لمعامل الترابط، وذلك عن طريق إعادة ضبط برغي المعايرة



(a) تغير عامل الجودة



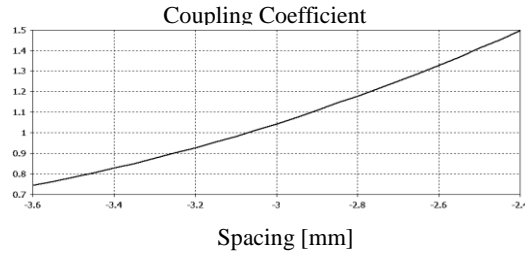
(b) تغير طول برغي المعايرة

الشكل (16) تغير كل من عامل الجودة وطول برغي المعايرة مع تغير hc

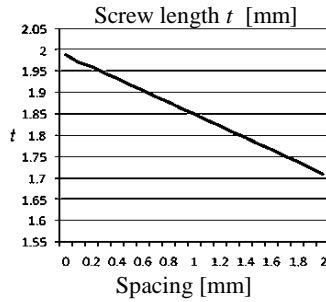
التمير، يمكننا أن نعتبر البنية المبينة في الشكل (17.a). إن محاكاة هذه البنية، باستخدام المحاكاة eigenmode solver في برنامج CST، يؤدي إلى ترددي رنين متقاربين لهذه البنية. من هذين الترددات يمكننا أن نوجد عامل الترابط من خلال العلاقة التالية [9]:

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \quad (31)$$

يبين الشكل (18.a) علاقة تغير معامل الترابط مع تغير المسافة بين رنانتين متجاورتين. تجدر الإشارة إلى أن التردد المركزي بين الترددات f_1 و f_2 يتغير مع تغير المسافة بين الرنانتين كما تُظهر المحاكاة. وبالتالي لا بد من إعادة التردد المركزي إلى التردد المركزي المطلوب للمرشح ω_{01} عند كل عملية



(a) تغير عامل الترابط بين رنانتين متجاورتين مع المسافة بينهما



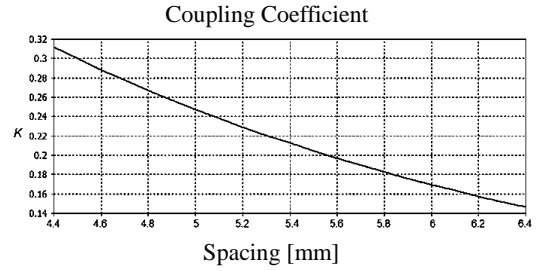
(b) تغير طول برغي المعايرة مع تغير المسافة بين رنانتين متجاورتين

الشكل (19) أثر تغير المسافة بين رنانة مجالات تمرير ورنانة منع مجال

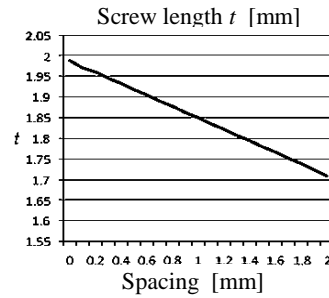
باستخدام المحاكى FD Solver في البرنامج CST، وكانت النتيجة كما هو مبين في الشكل (20)، المنحنيات المشر إليها بالأدلة (Before Tuning). كما يبين الشكل (20) أيضاً استجابة المرشح بعد إجراء توليف بسيط على براغي المعايرة، والمشار إليها بالأدلة (Tuned). نلاحظ أن الاستجابة قريبة من المواصفات المطلوبة من المرشح، من حيث مجالات التمرير ومجال المنع بالإضافة إلى معامل الانعكاس، الواردة في الشكل (5). إن الفارق بين نتيجة المحاكاة قبل وبعد التوليف ينتج عن التقريبات التي قمنا بها لبعض الأبعاد الفيزيائية. ولكن بإجراء التوليف نلاحظ أن المرشح قد قارب جداً المواصفات المطلوب منه، من حيث عرض مجالي التمرير، وعرض مجال المنع، ومعامل فقد الانعكاس ضمن مجالات التمرير.

بينما يبين الشكل (b.20) تكبيراً للاستجابة الترددية ضمن مجال التمرير. نلاحظ من هذه الاستجابة أن

التابع للرنانة المسؤولة عن مجال المنع، ويبين الشكل (19.b) علاقة طول برغي المعايرة مع المسافة بين الرنانتين. وبذلك يمكننا من منحنيات الشكل (19) أن نوجد المسافة المطلوبة بين رنانتين انطلاقاً من قيمة معامل الترابط بينهما مع ضبط أطوال البراغي بشكل مناسب.



(a) تغير عامل الترابط بين رنانتين متجاورتين مع المسافة بينهما



(b) تغير طول برغي المعايرة مع تغير المسافة بين رنانتين متجاورتين

الشكل (18) أثر تغير المسافة بين رنانتين مجالات تمرير متجاورتين

4-4- رابعاً محاكاة المرشح:

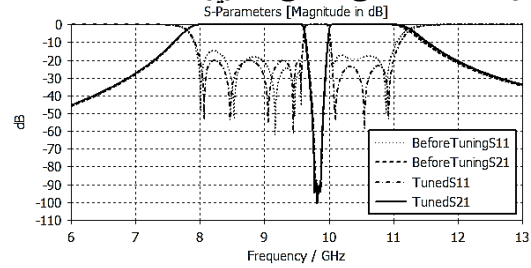
بعد أن حصلنا على الأبعاد الفيزيائية كاملةً للمرشح ثنائي مجالات التمرير قمنا بتقريب بعض الأبعاد إلى أقرب مئة مايكرومتر كالمسافات الفاصلة بين الرنانات، وارتفاع موصلي الدخل والخرج، والمسافة بين الرنانتين الطرفيتين والجدارين المجاورين لهما، وأطوال الرنانات. ومن ثم أجرينا محاكاة للمرشح

المرشح في [7] من حيث مجالات التمرير المطلوبة، إلا أن المرشح الناتج أظهر انتقائية سيئة مقارنةً بالمرشح المقدم في هذه الورقة البحثية خصوصاً في منطقة المنع بين مجالي التمرير.

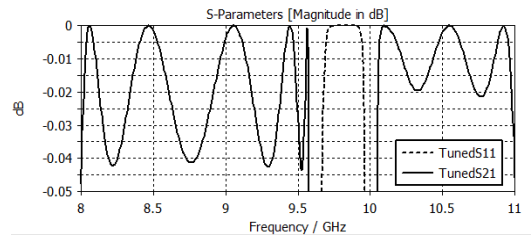
5- الخاتمة والأعمال المستقبلية

قمنا في هذه المقالة بوضع منهجية تحليلية لتصميم مرشح ثنائي مجالات التمرير باستخدام التحويل الترددي بين مجال الترددات المنسوبة أو مجال ترددات النموذج الأولي منخفض التمرير، ومجال الترددات الحقيقية للمرشح. كانت الطريقة المقترحة تحليلية بحتة في عملية إيجاد مصفوفة الترابط التي تحقق مواصفات المرشح المطلوبة دون الحاجة إلى إجراء أمثلة عددية على مصفوفة الترابط من أجل الحصول على الاستجابة ثنائية مجالات التمرير. تتضمن الإجراءات أيضاً إيجاد الدارة المكافئة لهذا النوع من المرشحات، والتي تتضمن ربط كل من الرنانات الأساسية للمرشح برنانة مسؤولة عن مجال المنع لنحصل على رنانات ثنائية ترددات الرنين. قمنا بالتحقق من علاقة التحويل الترددي من مجال الترددات المنسوبة إلى مجال الترددات الحقيقية من خلال مثال. كما قمنا بالتحقق من الدارة المكافئة ومصفوفة الترابط المستنتجين تحليلياً أيضاً من خلال نفس المثال. قمنا، باستخدام برنامج محاكاة البنى الكهروضوئية، بإجراء تصميم لمرشح رنانات مشطية متداخلة يحقق مواصفات المرشح المثال المطروح، وأظهرت نتائج المحاكاة إمكانية تحقيق المواصفات المطلوبة من الاستجابة الترددية للمرشح.

التعرج المحقق بالمحاكاة يحقق عامل التعرج المطلوب، وهذا يتوافق مع قيم S_{11} ضمن مجال التمرير والمشار إليها "TunedS11" في الشكل (a.20) والتي هي دون -20dB على مجالي التمرير.



(a) الاستجابة الترددية للمرشح ثنائي مجال التمرير المصمم



(b) الاستجابة الواردة في الشكل (a) مع إجراء تكبير ضمن مجال التمرير

الشكل (20) استجابة المرشح ثنائي تمرير المجالات ذو الرنانات المشطية المتداخلة

كما يمكننا وبالمقارنة مع الشكل (5) (أو أحد الشكلين (7) أو (8)) ان نلاحظ أن الانتقائية ضمن مجال المنع بين مجالي التمرير كانت جيدة جداً على الرغم من أن المرشح المصمم لم يحقق الانتقائية خارج مجالي التمرير من الأعلى والأدنى.

بالمقارنة مع بعض الأعمال التي وردت في بعض المراجع العلمية الحديثة، يمكننا أن نلاحظ أن المواصفات المطلوبة من المرشح المصمم قد تحققت (بالمحاكاة)، في حين كان هناك تجاوز في قيمة S_{11} للقيم المطلوبة في [2] على الرغم من أن قيمة S_{11} المعتمدة في [2] كانت -15dB مقارنة بالقيمة -20dB في حالة المرشح المصمم والمعروض في هذه الورقة البحثية. في حين تحققت المواصفات المطلوبة من

- [7] K. Yoon and K. Kim, (2021) "Design of Dual Ultra-Wideband Band-Pass Filter Using Stepped Impedance Resonator $\lambda/4$ Short Stubs and T-Shaped Band-Stop Filter," Electronics.
- [8] M. Faisal, S. Khalid, M. U. Rehman, and M. A. Rehman, (2021) "Synthesis and Design of Highly Selective Multi-Mode Dual-Band Bandstop Filter," Electronics.
- [9] R.J. Cameron, C.M. Kudsia and R.R. Mansour, (2018) " Microwave Filters for Communication Systems," Second Edition, John Wiley & Sons, Inc.
- [10] Y. Wu, E. Fourn, P. Besnier and C. Quendo, (2019) " Direct Synthesis of Quad-Band Band-Pass Filter by Frequency Transformation Methods," Journées Nationales Microondes, Caen, France.
- [11] R. Levy, (1970) "Generalized rational function approximation in finite intervals using Zolotarev functions," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-18, no. 12, pp. 1052–1064.
- [12] H. C. Bell, (2001) "Zolotarev bandpass filters," in IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium, Dig., Phoenix, AZ, pp. 1495–1498.
- [13] A. Mohan¹, S. Singh and A. Biswas, (2012) " Generalized Synthesis and Design of Symmetrical Multiple Passband Filters," Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 42, 115-139.
- [14] Y. T. Kuo, J. C. Lu, C. K. Liao, and C.-Y. Chang, (2010) " New Multiband Coupling Matrix Synthesis Technique and Its Microstrip Implementation, "

المراجع: Reference

- [1] Federal Communications Commission, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, First Report and Order, FCC 02.V48, Apr. (2002).
- [2] Y. Leong, S. Cheab, S. Soeung, and P. W. Wong, (2020) "A New Class of Dual-Band Waveguide Filters Based on Chebyshev Polynomials of the Second Kind, " IEEE Access,
- [3] Y. X. Wang, Y. L. Chen, W. H. Zou, W. C. Yang, and J. Zen, (2021) "Dual-Band Bandpass Filter Design Using Stub-Loaded Hairpin Resonator and Meandering Uniform Impedance Resonator," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 95, 147–153.
- [4] M. H. Weng, F. Z. Zheng, H. Z. Lai and S.-K. Liu, (2020) " Compact Ultra-Wideband Bandpass Filters Achieved by Using a Stub-Loaded Stepped Impedance Resonator," Electronics.
- [5] P. Zhang, L. Liu, D. Chen, M. H. Weng and R. Y. Yan, (2020) "Application of a Stub-Loaded Square Ring Resonator for Wideband Bandpass Filter Design," Electronics.
- [6] A. Lalbakhsh, A. Ghaderi, W. Mohyuddin, R. B. V. B. Simorangkir, N. B. Makou, M. S. Ahmad, G. H. Lee and K. W. Kim, (2020) " A Compact C-Band Bandpass Filter with an Adjustable Dual-Band Suitable for Satellite Communication Systems," Electronics.

- [19] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, (2005) "Design Techniques for Dual-Passband Filters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 53, no. 11.
- [20] A. G. Lampérez, and M. S. Palma, (2011) "Single-Band to Multiband Frequency Transformation for Multiband Filters," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 59, no. 12.
- [21] J. S. Hong, and M. J. Lancaster, (2001) "Microstrip Filters for RF/Microwave Applications," John Wiley and Sons Ltd, United Kingdom.
- [22] G. L. Matthaei, L. Young, and E.M.T. Jones, (1964) "Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures" McGraw-Hill.
- [23] Y. Zhang, K. A. Zaki, J. A. Cruz and A. E. Atia, (2007) "Analytical Synthesis of Generalized Multi-band Microwave Filters," 1- 4244-0688-9/07/\$20.00 C IEEE.
- [15] L. Gang, (2019) " Coupling Matrix Optimization Synthesis for Filters with Constant and Frequency-Variant Couplings," Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 82, 73–80.
- [16] L. C. Tsai and C. W. Hsue, (2004) "Dual-band bandpass filters using equal length coupled-serial-shunted lines and Z-transform technique," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 52, no. 4, pp. 1111–1117.
- [17] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, (2005) "A design technique for symmetric dual-band filters," presented at the IEEE MTT-S Int. Microwave Symp., Long Beach, CA.
- [18] A. G. Lampérez and M. S. Palma, (2011) " Single-Band to Multiband Frequency Transformation for Multiband Filters, " IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 59, NO. 12.