مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية
المجلد42 العدد (3) – 2026: 235- 256

Damascus University Journal for engineering sciences
Vo 42 number (3) -2026: 235-256

تطوير نوع جديد من الرنانات المشطية ثلاثية النواقل ثنائية النمط

عبد الهادي الفوال[*1] عبد الكريم السالم[2] أسل الخضر[3]

[*1]. طالب دكتوراه، جامعة البعث، هندسة اتصالات.
abdalhady.fawal@damascusuniversity.edu.sy

[2]. استاذ دكتور، جامعة البعث، هندسة اتصالات.
assalem1@Al-Baathuniversity.edu.sy

[3]. دكتور، باحث في المهعد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا، هندسة الاتصالات
a-alkhoder@hotmail.com

الملخص:

نقدم في هذه الدراسة نوع جديد ومحسَّن من الرنانات المشطية ذات مميزات ثنائية النمط. تتكون الرنانة المقترحة من ثلاثة نواقل معدنية: غلاف خارجي ودعامتين داخليتين. تؤمن هذه البنية نمطي رنين غير متزامنين يمكن استخدامهما لتحقيق مرشحات أمواج ميكروية ثنائية مجالات التمرير. يمكن أن تؤمن مثل هذه البنى مرشحات ثنائية المجال منخفضة التكلفة وذات حجوم صغيرة وسهلة التصنيع مقارنةً بمرشحات الرنانات التقليدية ثنائية النمط، مع تخفيض إضافي للحجوم نظراً لحقيقة أن الحجرة الفيزيائية الواحدة تؤمن رنانتين كهربائيتين. بالإضافة إلى ذلك، تقدم الحجرة الجديدة نمط رنين معاكس لنمطي الرنين الأساسيين ما يمكن استثماره كصفر نقل في مجال المنع في المرشحات ثنائية المجال، مما يعزز انتقائية المرشح، مع الحفاظ على البنية الداخلية البسيطة والمصغرة. بيَّنت نتائج الدراسة والمحاكاة، التي تم إجراؤها على الرنانة ثنائية النمط المقترحة، تحسيناً في عامل الجودة مع تصغير للحجم الكلي للرنانة مقارنةً بالرنانات التقليدية، مع المحافظة على الممانعة المميزة للرنانة عند ترددي نمطي الرنين، بالإضافة إلى المحافظة على تغيرات صغيرة في قيمة عاملي الجودة عند النمطين عند تغيير ترددات الرنين. وتشير الدراسة أيضاً إلى تحسين في العزل بين نمطي الرنين الناشئين عن الرنانة مقارنة بالرنانات التقليدية ثنائية النمط التي تؤمن عزلاً جيداً بين النمطين، الأمر الذي ينعكس على ثبات تردد أحد نمطي الرنين عند محاولة توليف الآخر. كما أشارت الدراسة المنفذة إلى أن موقع تردد الرنين المعاكس بالنسبة لترددي الرنين يبقى ثابتاً.

الكلمات المفتاحية: رنانات ثنائية النمط DMR، مرشحات ثنائية المجال، خط مشطي ثلاثي النواقل، المقطع العرضي المتداخل.

تاريخ الإيداع: 2023/9/16
تاريخ القبول: 2024/1/23

حقوق النشر: جامعة دمشق – سورية، يحتفظ المؤلفون بحقوق النشر بموجب CC BY-NC-SA

Development of a new type of Dual Mode Triple Conductor Combline Resonators

Abd ElHadi Faoual[*1] AbdelKareem Essalem[2] Assal AlKhoder[3]

[*1]. PhD Student, AlBaath University, Communication Engineering, abdalhadyfawal@gmail.com.

[2]. PhD, Professor in AlBaath University, Communication Engineering, assalem1@gmail.com

[3]. Researcher in SSRC, Communication Engineering, a-alkhoder@hotmail.com.

Received: 16/9/2023
Accepted: 23/1/2024

Copyright: Damascus University- Syria, The authors retain the copyright under a

CC BY- NC-SA

ABSTRACT:

In this study, we present a novel improved type of combline resonator with dual mode characteristics. The proposed resonator consists of three metal conductors: an enclosure and two inner conductor posts. This architecture provides two asynchronous resonance modes that can be used to implement dual band pass microwave filters. Such architectures can provide low-cost, compact and easy-to-manufacture dual-band filters compared to conventional dual mode resonator filters, with a further reduction in size due to the fact that one physical cavity provides two electrical resonators. In addition, the new cavity introduces an anti-resonance mode opposite to the two primary resonance modes; this mode can be used as a transmission zero inside the rejection band in dual band filters, which enhances the filter selectivity, while maintaining the simple and miniaturized internal structure. The results of the study and the simulation, which were conducted on the proposed dual mode resonator, showed an improvement in the quality factor with a reduction in the overall size of the resonator compared to conventional resonators, while maintaining the characteristic impedance of the resonator at the two frequencies of the two resonant modes, in addition to maintaining small changes in the two modes quality factors values as resonance frequencies change. The study also indicates an improvement in the isolation between the two resonance modes compared to the traditional dual mode resonators that provide good isolation, which is reflected in the stability of one of the resonator resonance frequencies when trying to tune the other. The implemented study also indicated that the location of the anti-resonance frequency remains constant with respect to the two resonance frequencies.

Keywords: Dual mode resonators DMR, dual-band filters, triple-conductor combline, re-entrant cross section.

المقدمة (Introduction):

في بنى المرسلات والمستقبلات التقليدية، يؤدي استخدام مجالات ترددية مختلفة إلى تخصيص كل من الخدمات بمسار إشارة مستقل، مما يؤدي إلى مزيد من حجم وكتلة النظام (Xie, 2020)، أو باستخدام مرشح عريض المجال مع مرشح (أو مرشحات) منع مجال من أجل تجزئة مجال التمرير إلى عدة مجالات (Zhu, 2017)، وفي النهاية، ستؤدي هذه العمليات إلى مفاقيد أعلى، لأنه يتم إدخال المزيد من العناصر في النظام العامل عند الترددات الراديوية. للتغلب على هذه المشكلة، تم اقتراح إدخال أصفار نقل ضمن مجال التمرير لمرشح عريض المجال من أجل تجزئته إلى مجالين (أو عدة مجالات) (Zhu, 2017)، (Weng, 2021)، (Lalbakhsh, 2020). إلا أن هذه البنى منها ما يعتمد على أمثلة مصفوفات الترابط من أجل التموضع الصحيح لأصفار النقل، ومنها ما يعتمد على تقنيات التحويل الترددي. تقدم تقنيات التحويل الترددي حلاً تحليلياً دقيقاً لمصفوفات الترابط، ولكن تنشأ محدوديتها من التكنولوجيا التي يمكن اعتمادها من أجل تنفيذ الرنانات. ومن هنا ظهرت أهمية الرنانات ثنائية النمط.

نُفِّذَ في الآونة الأخيرة العديد من المرشحات ثنائية المجال اعتماداً على رنانات ثنائية النمط باستخدام تقنيات مختلفة كالشرائحية وأدلة الموجة والرنانات المشطية المحملة برنانات عازلة والرنانات العازلة ورنانات أدلة الموجة المدمجة بشرائح عازلة والتي اعتمدت تكنولوجيا LTCC (Low Temperature Coffired Ceramic). من بين هذه التقنيات، تمثل تقنية الرنانات المشطية حلاً جيداً في التطبيقات التي تتطلب التعامل مع استطاعات عالية مثل محطات القاعدة في الأنظمة الخلوية (Doumanis,2018)، حيث أنها تقدم حلاً وسيطاً بين فقد الإدخال IL وعامل الجودة وإمكانية التعامل مع الاستطاعات العالية والحجوم المتوسطة. إن الرنانات المشطية المستخدمة في تصميم المرشحات هي رنانات خطوط نقل محورية، حيث تعتبر رنانة خط النقل المحوري ذات تكلفة تنفيذ منخفضة مع إمكانيات تقنية عالية من حيث سهولة التصنيع والتشكيل. بالإضافة إلى ذلك، تسمح بمجال توليف مناسب ومجال منع عريض بعد مجالات التمرير للمرشح متعدد المجالات. تم في الآونة الأخيرة اقتراح حل لرنانة ثنائية النمط باستخدام خط نقل محوري ثلاثي النواقل مع تطبيق لها في المرشحات ثنائية المجالات (Matthaei, 1985) وقد أدت الطريقة المقترحة إلى حجوم منخفضة ولكن على حساب المرونة في التصنيع والمحدودية في الأداء. ويمكننا أن نجد بعضاً من أهم الرنانات المحورية المتداخلة التي شاع تداولها في المرشحات ثنائية المجالات في بعض المراجع العلمية مثل (Doumani, 2018)، (Musonda, 2015)، (Hallet, 2018)، (Widaa, 2023).

1. الدراسات المرجعية (Literature Review):

لقد استُخدِمت المرشحات القائمة على الرنانات المشطية في صناعة الاتصالات لعدة عقود (Wenzel, 1971). فهي تُستخدم على وجه الخصوص الآن في تطبيقات المحطة القاعدية اللاسلكية لأنها ذات تكلفة إنتاج منخفضة مع حجم مناسب وعامل جودة غير محمل ($\boldsymbol{Q}$-unloaded) $\boldsymbol{u}$ مرتفع نسبياً (Mansour, 2004). مع ازدياد الطلب في الآونة الأخيرة على مرشحات ثنائية المجال (ومتعددة المجال) من أجل زيادة تحسين الواجهات الأمامية front-ends العاملة عند الترددات الراديوية والميكروية، يمكن اعتماد المرشحات المشطية في تصميم المرشحات ثنائية ومتعددة المجالات. إن الرنانات المشطية كما ذكرنا هي رنانات محورية، وبالتالي يمكن أن تكون هذه الرنانات ثنائية النمط بالاعتماد على الرنانات المحورية المتداخلة (Musonda, 2015).

تم إذاً تطوير الرنانات المحورية ثنائية النمط عن الرنانات المحورية المتداخلة. قدم Musonda (2015)مرشح تمرير مجال باستخدام الرنانات المتداخلة يعمل في مجال الأمواج

http://journal.damascusuniversity.edu.sy/index.php/index/index
ISSN (online): 2789-6854

الميكروية. الفكرة المفتاحية هي أن كل من الرنانات المتداخلة يولد نمط رنين في مجال التمرير وصفر نقل فوق مجال التمرير. وبالتالي تمكن Musonda (2015) من الحصول على نمطي رنين يمكن استثمارهما في مرشح ثنائي مجالات التمرير. تتشكل الرنانات المحورية المتداخلة من قطع من خطوط نقل محورية متداخلة ثلاثية النواقل. وتُعتبر الخطوط المحورية المتداخلة خوط محورية ذات ثلاثة نواقل متداخلة بحيث يُعتبر الناقل الخارجي وكل من الناقل الداخلي (أو الوسيط) أرضي بالنسبة للناقل الآخر أي الوسيط (أو الأرضي) (Musonda, 2015). في تشكيل الرنانات من هذه الأنواع من خطوط النقل، يتم وصل إحدى نهايتي كل من الناقل الداخلي والوسيط مع الأرضي، وبالتالي فإن الناقل الداخلي (وكذلك الوسيط) له سماحية معدومة مع الأرضي، وهذا ما يجعل هذه الرنانات مناسبة لتصميم المرشحات الميكروية بتقنية المرشحات المشطية.

قدم Doumanis (2018) تشكيلة رنانة ثنائية المجالات حيث يكون هناك جدار وسيط ضمن حجرة تحوي على دعامة يغطيها الجدار الوسيط. يسمح هذا الجدار بانتشار نمطين، ما يسمح بإمكانية بناء مرشح ثنائي المجالات باستخدام هذه الأنواع من الرنانات. تتألف الرنانة من مغلف خارجي ومغلف وسيط بالإضافة إلى الدعامة الأساسية. يسمح المغلف الوسيط بتجزئة الوسط داخل المغلف الخارجي إلى حجرتين معزولتين كهربائياً. تتوضع الدعامة تحت المغلف الوسيط مرتكزةً على القاعدة السفلى للمغلف الخارجي. يلعب الجدار الأفقي للمغلف الوسيط دور النهاية المفتوحة للحجرة السفلى ودعامة بالنسبة للحجرة العليا. أي أن المسافة بين الدعامة والمغلف الوسيط تشكل الحمل السعوي للرنانة الدنيا، بينما المسافة بين السطح العلوي للمغلف الوسيط والمغلف الخارجي تشكل الحمل السعوي للحجرة العليا. إلا أن سيئة استخدام هذا النوع من الرنانات هو التخميد غير الكافي ضمن مجال المنع للمرشح الناتج، وذلك بسبب عدم وجود أصفار نقل، بالإضافة إلى أن توليف الدعامة يحتاج إلى استخدام برغي معايرة ضمنها وهذا صعب من الناحية التكنولوجية. والسيئة الأخرى هو أنه من الصعب جداً تعميم هذه الطريقة لنحصل على رنانات ثلاثية النمط أو ذات عدد أكبر من الأنماط، وبالتالي عدم إمكانية تشكيل مرشحات ثلاثية المجالات (أو أكثر من ثلاثية) باستخدام هذه الرنانات.

اقترح Widaa (2023) تشكيلة رنانة من أنواع الرنانات المحورية المتداخلة من أجل تطبيقات مرشحات محورية ذات استجابات شبه بيضوية quasi elleptic. حيث قام بمناقشة تحليل وتصميم الرنانة المقترحة بالتفصيل ونمذجتها بدقة كرنانة نصف طول موجة ذات ممانعة خطوية محملة سعوياً والتي تتميز بالحجم الصغير وعامل الجودة العالي والاستجابة الإضافية الطفيلية غير المرغوبة spurious المحسنة بالمقارنة مع رنانات المشطية التقليدية ذات الطول المساوي لنصف طول الموجة. بالإضافة إلى ذلك، تتميز تلك الرنانة المقترحة بإمكانية توليف تردد العمل من خلال المسافة بين الرنانات المحورية دون الحاجة لعناصر توليف أخرى ومع المحافظة على عامل جودة ثابت.

المفهوم الأساسي لخط النقل المحوري المتداخل هو أنه شكل من أشكال خط النقل المحوري الثلاثي النواقل متحدة المحور، أحدها مؤرض. إن الناقل الداخلي (والوسيط) مفتوح أو معزول عن الأرضي في الحالة العامة، وبالتالي فإنه سيكون ذو سماحية معدومة مع الأرضي، ما يسمح بتشكيل رنانتين متداخلتين أو رنانة واحدة ثنائية النمط كعنصر في مرشح أمواج ميكروية. في الواقع، ووفقاً للدارسة أعلاه، تجعل هذه الخاصية وحدها الخط المتداخل مفيداً جداً في تصميم الرنانات ثنائية النمط على عكس خط النقل المحوري ثنائي النواقل التقليدي.

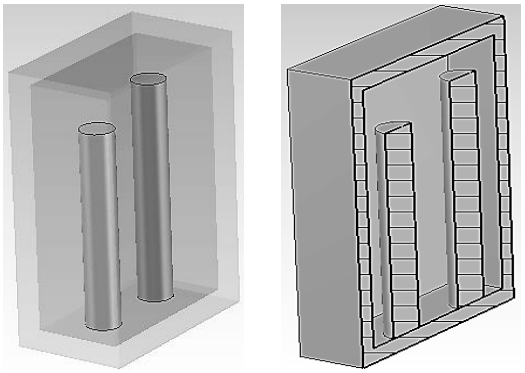
قدم Ruitz (2012) دراسة عن رنانة ثنائية النمط ترن عند ترددي رنين أساسيين وتردد رنين معاكس anti-resonance. إن رنانة Ruitz هي رنانة ثلاثية النواقل تتألف من مغلف معدني خارجيى ومغلف وسيط ودعامة داخلية. تعتبر هذه الرنانة من الرنانات ثلاثية النواقل، حيث تتميز الرنانات ثلاثية النواقل بأنها ثنائية النمط، أي ترن عند ترددي رنين أساسيين. أجرى Ruitz دراسة حول توزع الحقول ضمن هذه الرنانة وأوجد الدارة المكافئة لها. ومن ثم استخدم Ruitz هذه الرنانة في بناء مرشح ثنائي مجالات التمرير كي يتحقق من المفهوم الذي اقترحه. إلا أن رنانة Ruitz، بالرغم من أنها حققت بعض المواصفات المطلوبة منها في تصميم المرشحات، إلا أنها كانت تعاني من بعض المساوئ التي ذكر Ruitz (2012) بعضها، والتي سنشير لها في متن هذا البحث.

إن المبدأ الأساسي لهذه الأنواع من الرنانات هو خطوط النقل متعددة النواقل. ففي هذه الحالة هي الخطوط ثلاثية النواقل. حيث تؤمن النواقل الثلاثة انتشار نمطين. فإذا شكلنا رنانة باستخدام خط ثلاثي النواقل سينشأ نمطي رنين مستقلين عند ترددين مختلفين. ينتشر الترددين المذكورين بنمط TEM كما سنرى في متن هذا البحث. حيث ندرس رنانة جديدة مع رنانة Ruitz (Ruitz, 2012) من أجل إيضاح التحسينات التي يمكن إضافتها.

نقترح في هذا البحث رنانة جديدة ثنائية النمط، تعتمد تقنية الرنانات ثلاثية النواقل. وندرس الرنانة الجديدة المقترحة، والتي تتألف من مغلف معدني خارجي ودعامتين داخليتين ناقلتين. حيث نجد أن هذه الرنانة لها ترددي رنين أساسيين يكافئان ترددي رنين لدارات رنين تفرعية وتردد رنين إضافي يكافئ رنين دارة رنين تسلسلية. سنسلط الضوء على بعض الإيجابيات التي تتمتع بها هذه الرنانة وبعض النقاط السلبية التي تم تجاوزها مقارنةً برنانة Ruitz (Ruitz, 2012). حيث نبدأ بدراسة توزع الحقول ومن ثم نقترح الدارة المكافئة لهذه الرنانة.

2. الرنانة المشطية ثلاثية النواقل المقترحة – وصف التشكيلة الفيزيائية

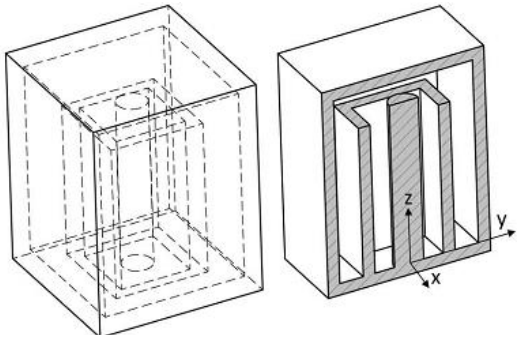
يوضح الشكل a(1) البنية الفيزيائية للرنانة المركبة المقترحة. تتكون الرنانة من ثلاثة نواقل معدنية: غلاف خارجي ودعامتين داخليتين. بينما يبين الشكل b(1) مقطعاً طولياً لهذه الرنانة. ومن أجل المقارنة، يبين الشكل (2) رنانة Ruitz مع مقطع طولي لها (Ruitz, 2012). يبين الشكل a(3) الأبعاد الفيزيائية للرنانة المقترحة، بينما يبين الشكل b(3) أبعاد الرنانة التي اقترحها Ruitz. حيث تتألف رنانة Ruitz من دعامة معدنية داخلية ومغلف ناقل وسيط وعلبة أو مغلف خارجي. تشير الأجزاء المظللة في الشكل (3) إلى نواقل.



(a) (b)

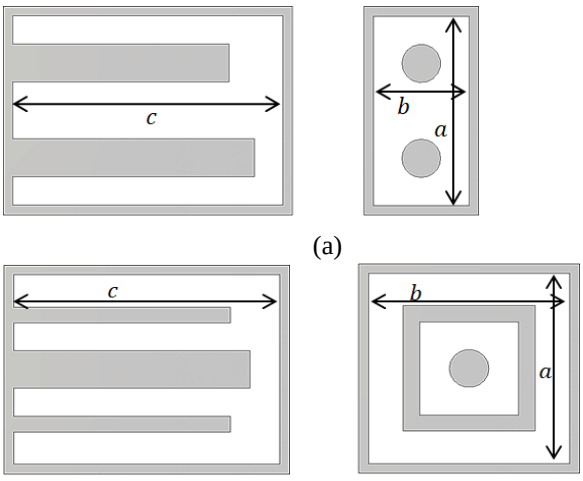
الشكل (1) الرنانة ثلاثية النواقل المقترحة
(a) شكل ثلاثي الأبعاد، (b) مقطع طولي للرنانة

الدعامتين الداخليتين مقصورين مع العلبة في أحد طرفيهما، ومفتوحين الطرف في الطرف الآخر، وارتفاعيهما متقاربين، لكنهما أقل من ربع طول الموجة عند ترددات الرنين.



(a) (b)

الشكل (2) شكل رنانة Ruitz ثلاثية النواقل
(a) شكل ثلاثي الأبعاد
(b) مقطع طولي للرنانة (كما أوردها Ruitz (2012))



(a)

(b)

الشكل (3): الأبعاد الفيزيائية للرنانة ثلاثية النواقل (a) الرنانة المقترحة
(b) رنانة Ruitz (كما أوردها Ruitz (2012))

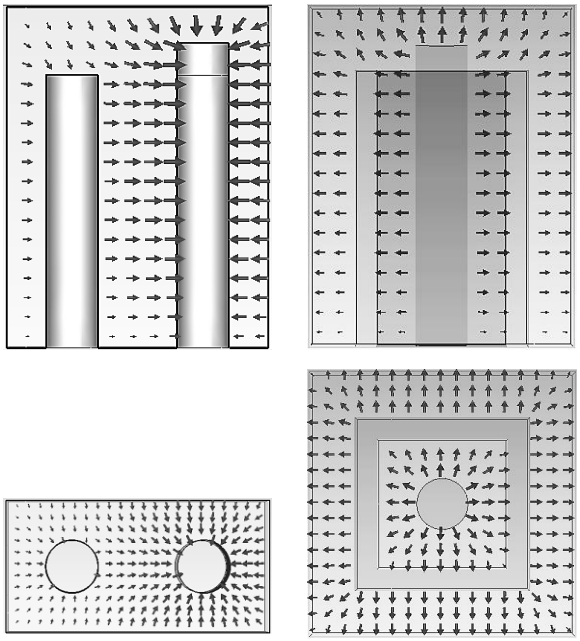
عادة ما تختلف أطوالهما قليلاً عن ربع طول الموجة من أجل التحكم في ترددات الرنين للنمطين الذين تؤمنهما البنية، بغية استخدامهما في مرشحات ثنائية المجال. ينشأ كل نمط من نمطي الرنين في هذه الرنانة كما سنجد عن وجود أحد الدعامات ضمن المغلف الخارجي، ويمكن اختيار أي من الدعامتين من أجل توليد أياً من نمطي الرنين. في رنانة Ruitz، يمكن اختيار المغلف الداخلي (الناقل الوسيط) أو الدعامة الداخلية من أجل توليد أياً من النمطين أيضاً، إلا أن دراسة Ruitz أفضت إلى أن كون الدعامة الداخلية أعلى ارتفاعاً من المغلف الداخلي (الناقل الوسيط) هو الحالة الأفضل من الحالة المعاكسة (Ruitz, 2012). لذلك سنركز في دراستنا على المقارنة مع رنانة Ruitz في هذه الحالة المذكورة.

قمنا بإعادة بناء رنانة Ruitz بالأبعاد التي اعتمدها للدراسة (Ruitz, 2012) من أجل المحاكاة، وكانت ترددات الرنين هي 1.8 GHz و 2.025 GHz. كما قمنا بتصميم الرنانة المقترحة بحيث نحصل على ترددي رنين 1.8 GHz و 2.025 GHz. ومن أجل المقارنة بدايةً بالأبعاد الفيزيائية، نلخص الأبعاد الفيزيائية للرنانة المقترحة ورنانة Ruitz في الجدول (1). يتضح من الجدول (1) أن الأبعاد الشاقولية متقاربة جداً في الحالتين، بينما تم اختصار الأبعاد الأفقية إلى النصف تقريباً في الرنانة المقترحة مقارنةً برنانة Ruitz. أي أن الحجم الكلي للرنانة المقترحة ينخفض إلى النصف تقريباً مقارنة برنانة Ruitz كما هو موضح في الجدول (1).

الجدول (1) مقارنة بين الأبعاد الفيزيائية للرنانة المقترحة ورنانة Ruitz

البعد	a [mm]	b [mm]	c [mm]	V [mm^3]
الرنانة المقترحة	30	15	42.5	19125
رنانة Ruitz [20]	30.5	30.5	40.6	37768.15

تعتمد الرنانة المشطية في تصميمها كما ذكرنا أعلاه على خطوط النقل المحورية. حيث تُعتبر الرنانة خط نقل مقصور من جهة ومفتوح من جهة أخرى. في الرنانة المقترحة، تشكل كل دعامة مع المغلف الخارج رنانة خط نقل محوري تدعم أحد النمطين. في تصميم المرشحات، يتم اعتماد ممانعة مميزة مقدارها 60 Ω تقريباً لخط النقل المحوري من أجل الحصول على أفضل عامل جودة للرنانات (Ruitz, 2012). وبما أن الرنانة المقترحة هي رنانة ثنائية النمط ترن عند ترددي رنين، فإن الممانعة المميزة لخط النقل المحوري يجب أن تكون مساويةً 60 Ω عند كل من ترددي الرنين أي عند نمطي الرنين. وقد تم بناء الرنانة المقترحة بحيث نحافظ على هذه الممانعة المميزة. في حالة Ruitz، فإن الدعامة مع الناقل الوسيط تشكلان رنانة خط نقل محوري، أما رنانة خط النقل المحوري الثاني فتتشكل من الناقل الوسيط أو المغلف الوسيط مع المغلف الخارجي (Ruitz, 2012). قمنا بمحاكاة لرنانة Ruitz التي أوردها (Ruitz, 2012) فوجدنا أن الممانعة المميزة لخط النقل المحوري الذي يشكل الرنانة الأولى تحقق القيمة 60 Ω تقريباً، بينما الممانعة المميزة لخط النقل المحوري الثاني فهي منخفضة جداً وتبلغ حوالي 21.6 Ω. من أجل زيادة قيمة هذه الممانعة المميزة إلى القيمة 60 Ω، لا بد من زيادة الأبعاد الأفقية للمغلف الخارجي. وبالتالي فإن حجم الحجرة الكلي سيزداد ليتجاوز أربعة أضعاف حجم الحجرة التي افترضها Ruitz. وبالتالي فإن حجم هذه الحجرة سيصبح تقريباً ثمانية أضعاف حجم الحجرة ثنائية النمط التي نقترحها في هذه الدراسة. إذاً فالإلتزام بالممانعات المميزة لخطوط النقل هو إحدى النقاط السلبية التي وردت مع رنانة Ruitz والتي تم تجاوزها في الرنانة المقترحة مع الحفاظ على الفارق في حجم الرنانة مقارنةً برنانة Ruitz.

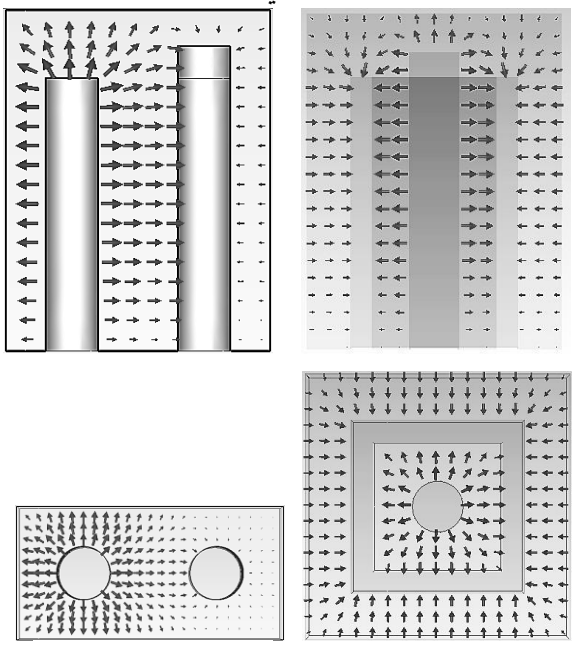


(a) (b)

الشكل (4): توزع الحقل الكهربائي للنمط الأول في مقطعين (عرضي وطولي) للرنانة ثلاثية النواقل (a) المقترحة (b) رنانة Ruitz.

قمنا بإجراء محاكاة للرنانة المقترحة من أجل دراسة توزع الحقول ومقارنتها مع رنانة Ruitz، باستخدام المحاكي Eigenmode solver في برنامج محاكاة البنى الكهرطيسية ثلاثية الأبعاد CST Studio Suite. يبين الشكل (4) توزع الحقل الكهربائي في مقطعين (عرضي وطولي) للرنانة ثلاثية النواقل المقترحة وفي رنانة Ruitz من أجل نمط الرنين الأول. بينما يبين الشكل (5) توزع الحقل الكهربائي في نفس

المقطعين المذكورين للرنانة ثلاثية النواقل المقترحة ورنانة Ruitz من أجل نمط الرنين الثاني.



(a) (b)

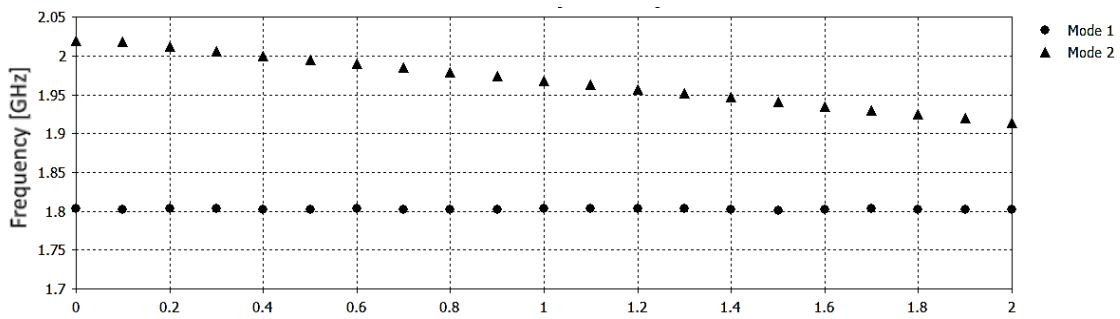
الشكل (5) توزع الحقل الكهربائي للنمط الثاني في مقطعين (عرضي وطولي) للرنانة ثلاثية النواقل
(a) المقترحة (b) رنانة Ruitz.

يتضح من توزعات الحقول (المشار إليها من خلال حجوم الأسهم التي تمثل شدة الحقل الكهربائي) في الرنانات ثنائية النمط أن أحد النمطين يتأثر بالنمط الآخر بشكل أوضح في رنانة Ruitz مقارنةً بالرنانة المقترحة. فيمكننا مثلاً أن نستنتج أن تغيير صغير في الدعامة الداخلية في رنانة Ruitz والمسؤولة عن النمط الأول سيؤدي إلى تغيير في توزعات الحقول للنمط الثاني وبالتالي تغير محتمل في تردد رنينه. سندعم هذه الملاحظة من خلال دراسة تغير ترددات الرنين إذا أجرينا تغيير على طول المغلف الوسيط (المسؤولة عن النمط الثاني) في رنانة Ruitz مقابل نفس التغيير الذي نجريه على الدعامة القصيرة (المسؤولة عن توليد النمط الثاني) في الرنانة المقترحة. وباستخدام نفس المحاكي Eigenmode Solver نقوم برسم تغيرات ترددي الرنين للنمطين في كلتا الرنانتين عندما يتغير تردد الرنين للنمط الثاني بمقدار ما (وليكن 100 MHz). ويبين الشكل (6) تغيرات نمطي الرنين للرنانة المقترحة مع تغير طول الدعامة القصيرة، بينما يبين الشكل (7) تغيرات نمطي الرنين لرنانة Ruitz مع تغير ارتفاع المغلف أو الناقل الوسيط.

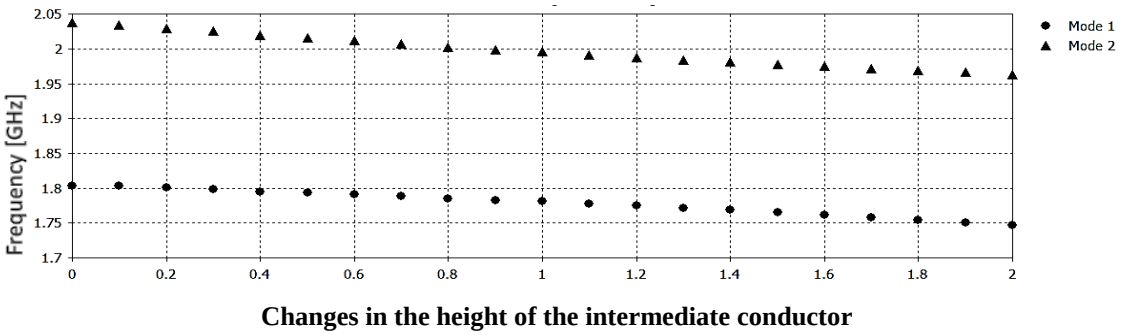
يتضح من الشكل (6)، ومن أجل الرنانة المقترحة، أن تردد رنين النمط الأول يبقى تقريباً ثابتاً (1.8 GHz) مع تغير ارتفاع الدعامة القصيرة في حين يتغير تردد رنين النمط الأول من 2.025 GHz حتى 1.92 GHz تقريباً عندما يتزايد طول الدعامة القصيرة بمقدار 2 mm. بالمقابل، في رنانة Ruitz، وكما هو مبين من الشكل (7)، عندما يتغير ارتفاع المغلف أو الناقل الوسيط بمقدار 2 mm، فإن تردد رنين النمط الأول يتغير من 1.8 GHz حتى 1.74 GHz في حين أن تردد رنين النمط الثاني يتغير من 2.03 GHz حتى 1.96 GHz تقريباً. وهي الميزة الثانية التي تميز الرنانة الجديدة المقترحة مقارنةً برنانة Ruitz. حيث تم الفصل بين نمطي الرنين إذ لا يؤثر أحدهما على الآخر. ويمكننا الآن أن نضع نموذج الدارة المكافئة للرنانة المقترحة.

3. نموذج الدارة المكافئة للرنانة ثلاثية النواقل

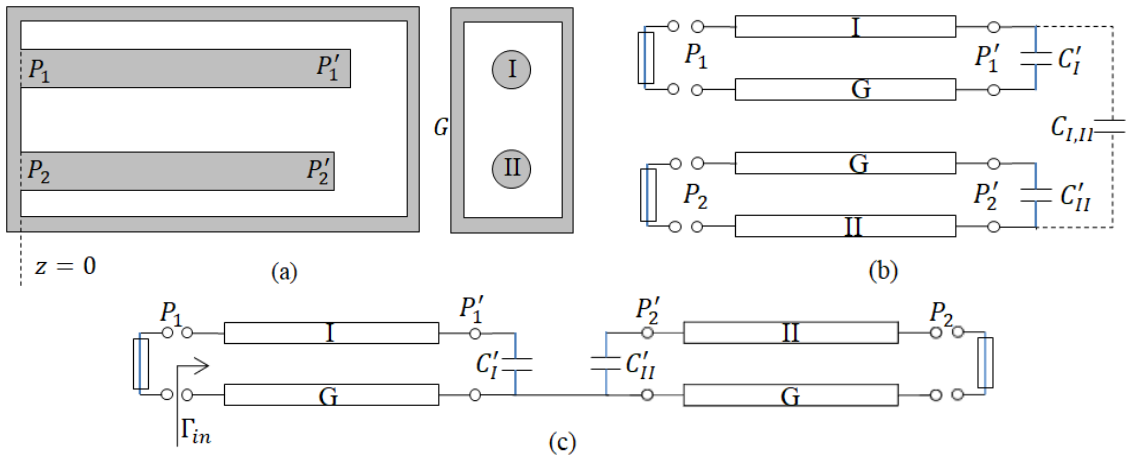
إن نموذج الدائرة المكافئة للرنانة المشطية المعيارية هو خط نقل مقصور من إحدى نهايتيه ومحمل بمكثف من الجهة الأخرى. إن التحميل بمكثف يؤمن تردد رنين أقل من ذلك المقابل لدعامة ذات ربع لطول الموجة، ما يسمح للمكثف بتصحيح تردد الرنين ليكافئ رنانة ربع طول موجة دون وجود



الشكل (6) تغيرات نمطي الرنين للرنالنة المقترحة مع تغير تغير طول الدعامة القصيرة.



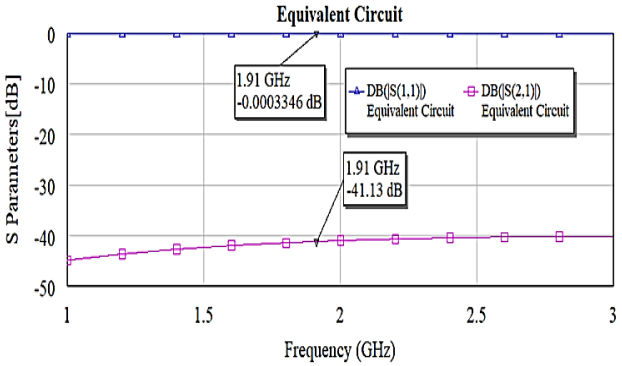
الشكل (7) تغيرات نمطي الرنين لرنانة Ruitz مع تغير ارتفاع المغلف الوسيط.



الشكل(8) تمثيل الرنانة ثلاثية النواقل ثنائية النمط بدارة مكافئة

المكثف. حيث ينشأ المكثف عن السطوح المتقابلة بين نهاية الدعامة المفتوحة والمغلف الخارجي.

يمكن وصف الرنانة الواردة في الشكل 1(a) بأنها خطي نقل محوريين متجانسين بالاتجاه z، لنرمز الآن إلى الدعامتين بالرمزين I (الدعامة المسؤولة عن النمط الأول) و II (الدعامة المسؤولة عن النمط الثاني) وإلى المغلف الخارجي (العلبة) بالرمز G، كما هو موضح في الشكل 8(a). بما أن كل من الدعامتين يشكل مع المغلف الخارجي (العلبة) خط نقل محوري، يمكننا أن نرسم دارة خطوط النقل المكافئة للرنانة



الشكل (9) مقارنة لمحاكاة بنية الرنانة والدارة المكافئة.

أن المكثفتين C'_I و C'_{II} تمثلان السعتين بين نهايتي خطي النقل المحوريين المفتوحتين والعلبة الخارجية، كما هو الحال في رنانات خطوط النقل المحورية المستخدمة في المرشحات المشطية (Combline filters) ومرشحات الأصابع المتداخلة (Interdigital filters) (Matthaei, 1985)، (Pozar, 2012). أما المكثفة $C_{I,II}$ فإنها تمثل السعة بين الدعامتين، وهي تمثل الترابط بين نمطي الرنين. بما أن نمطي الرنين شبه مستقلين (لا يؤثر أحدهما على الآخر) كما وجدنا أعلاه في الفقرة الجزئية السابقة، يمكننا إهمال السعة $C_{I,II}$، لتصبح الدارة المكافئة المذكورة كما هو مبين في الشكل 8(c). هناك إذاً ثلاثة نواقل في الرنانة المقترحة، وبالتالي من المعروف أنه في مثل هذه الحالة، تدعم هذه البنية نمطي (Matthaei, TEM 1985)، (Pozar, 2012)، وسيتم فيما يلي توصيف مميزاتهما. يبين الشكلين 8(b) و 8(c) أيضاً البوابتين $\mathbf{P_1}$ و $\mathbf{P_2}$ اللتين تستخدمان من أجل محاكاة هذه البنية المكافئة. حيث يتم قصر إحدى البوابتين والإثارة بالأخرى من أجل إثارة أحد الأنماط. مجال تعريف البوابة $\mathbf{1}$ (أو P_2) هو المنطقة I (أو II) عند $z = \mathbf{0}$. سيتم قصر دارة هذه البوابات من أجل الحصول على أنماط الرنين للمسألة المطروحة، كما هو موضح في الشكل 8(c).

يمكن تحديد مجالين منفصلين تماماً في المقطع العرضي المبين في الشكل 8(a): المنطقة الأولى التي تربط بين إحدى الدعامتين مع المغلف الخارجي والمنطقة ثانية بين الدعامة الثانية والمغلف الخارجي، حيث يمثل المغلف الخارجي المستوي الأرضي. بالنسبة للدارة المكافئة، المنطقة الأولى هي المقطع العرضي لخط نقل محوري ممانعته المميزة تتوافق مع النمط TEM الذي نسميه TEM^I، والذي يوجد بين ناقل الدعامة الأولى المسماة I وناقل المغلف الخارجي المسمى G، حيث يكون الحقل الكهربائي لهذا النمط كما هو وارد في الشكل 4(a). وبالمثل، فإن المنطقة الثانية هي المقطع العرضي لخط نقل مثالي آخر بممانعة مميزة تتوافق مع النمط الذي نسميه TEM^{II}، والذي يتواجد بين ناقل الدعامة الثانية التي نسميها II وناقل الملف الخارجي المسمى G، حيث يكون الحقل الكهربائي لهذا النمط كما هو وارد في الشكل 5(a).

من أجل حساب بارامترات نموذج الدارة المكافئة المقترحة، يتم إجراء محاكاة البوابتين $(P_1$ و $P_2)$ للبنية الواردة في الشكل 3(a) باستخدام برنامج المحاكي Frequency domain solver في البرنامج CST studio suite. أولاً، يتم إعادة

مرجع القياس (de-embedding) لبارامترات التناثر S ثنائي البوابة عند التردد المركزي لمجال التصميم إلى P_1' و P_2' (مكان تواجد المكثفات وهي موضحة في الشكل (8)) وتحويلها إلى بارامترات ABCD. ثانياً، يتم استخراج مكثفات شبكة π عند التردد المركزي بواسطة العلاقات المعتادة من مصفوفة ABCD لشبكة الدارة كالتالي (Pozar, 2012):

$$C_1' = \frac{D-1}{j\omega_0 B}\ ,\ C_2' = \frac{A-1}{j\omega_0 B}\ ,\ C_{I,II} = \frac{1}{j\omega_0 B} \quad (1)$$

يبين الشكل (9) نتائج محاكاة الدارة المكافئة المستخرجة بعد العملية المذكورة أعلاه، بينما يوضح الشكل (12) تحليل الموجة الكاملة للرنانة المقترحة باستخدام محاكي المجال الترددي Frequency domain solver في البرنامج CST studio suite. نلاحظ من الشكل (9) أن الدارة في الشكل (8)c تحقق مطابقة جيدة جداً مع استجابة الموجة الكاملة على كامل المجال الترددي (في الشكل (12)).

4. أنماط الرنين ونماذج الحقول:

من خلال توصيف عناصر الدارة المثالية، يمكن بسهولة حساب ترددات الرنين للبنية. تظهر الدارة الأساسية في الشكلين a(3) و a(8)، حيث يمكن الحصول على جميع البارمترات باتباع الفقرة II-B السابقة. يمكن إيجاد معامل الانعكاس عند بوابة الدخل $\mathbf{P_1}$ بسهولة عند أي تردد عندما تكون البوابة $\mathbf{P_2}$ مقصورة، أو بإجراء تحليل موجة كاملة باستخدام البرنامج CST. بعد ذلك، يتم الحصول على ترددات الرنين عندما يكون طور معامل الانعكاس من مضاعفات $\mathbf{180°}$ الفردية على النحو التالي:

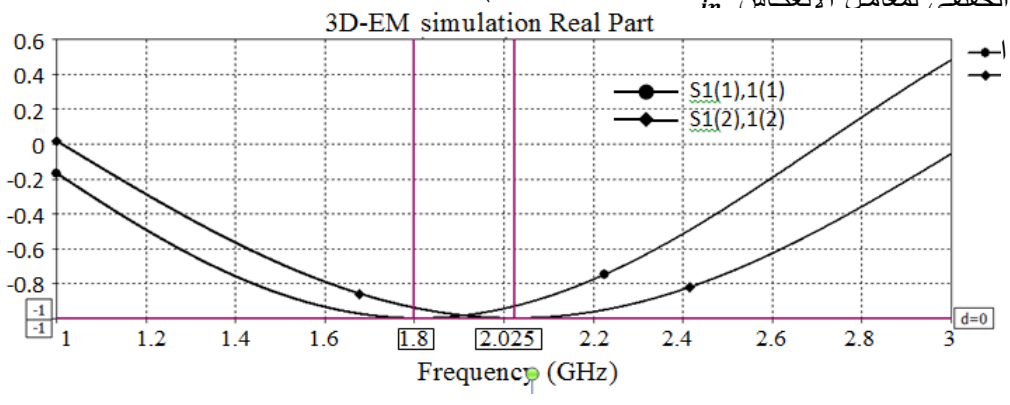
$$\Gamma_{in\,@\,f=f_{res}} = -1 \Rightarrow \angle\Gamma_{in\,@\,f=f_{res}} = (2k+1)\pi \quad (2)$$

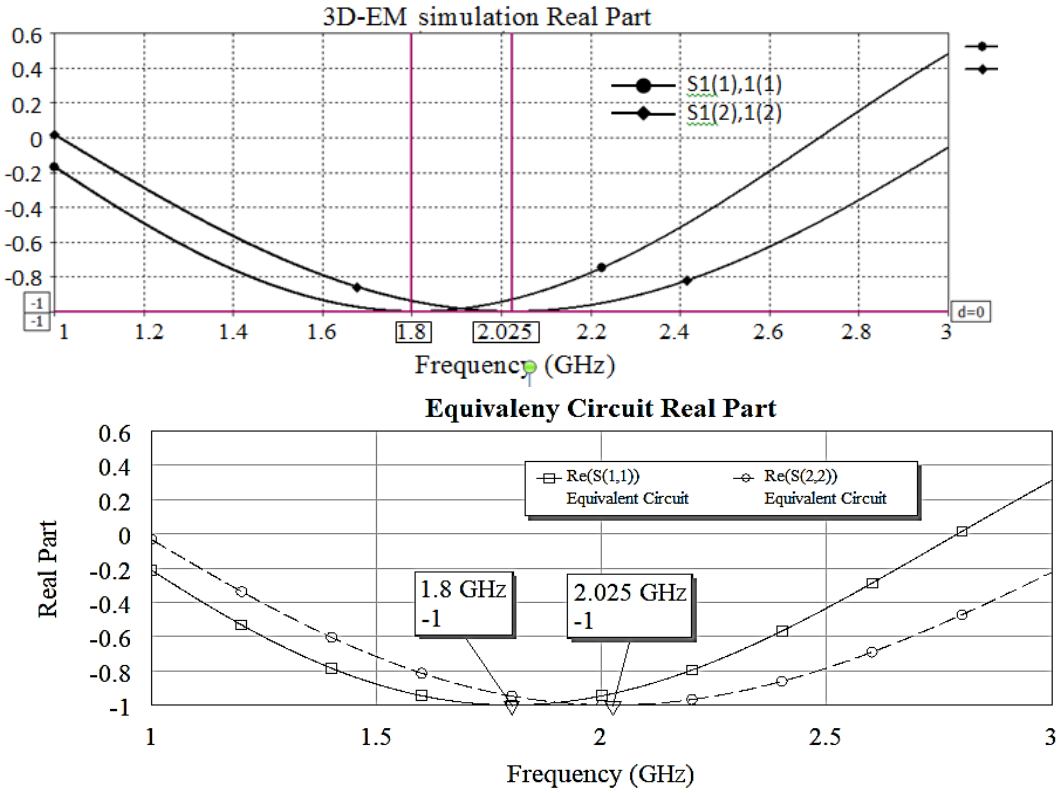
حيث k عدد صحيح، و $\angle a$ ترمز إلى زاوية المقدار a. وعند هذه الترددات يكون الجزء الحقيقي لمعامل الانعكاس Γ_{in} مساوياً الواحد أما الجزء ا

سيكون معدوماً. يبين الشكلين (10) (و (11)) الجزء الحقيقي (والتخيلي) لمعامل الانعكاس Γ_{in} باستخدام المحاكي Frequency mode solver وباستخدام البرنامج MWO لكل من البنية ثلاثية الأبعاد والدارة المكافئة للرنانة المقترحة المبينين في الشكل (8).

كما هو واضح من الأشكل (10) و (11)، يمكننا وفقاً للعلاقة (2) والملاحظة التي تليها حول معامل الانعكاس، أن نجد أن هناك تطابق في ترددات الرنين للنمطين الأول والثاني بدقة جيدة من محاكاة البنية ثلاثية الأبعاد ومحاكاة الدارة المكافئة. وكما هو واضح يبلغ الجزء الحقيقي لمعامل الانعكاس قيمة -1 عند 1.8 GHz من أجل النمط الأول و 2.025 GHz من أجل النمط الثاني، وهي نفس القيم التي ينعدم عندها الجزء التخيلي لمعامل الانعكاس. يشكل هذين الترددين ترددي الرنين للنمطين الأول والثاني على التوالي.

بمجرد الحصول على ترددات الرنين عن طريق حل (2)، يمكن بسهولة حل توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي لكل نمط رنين مقابل عند أي نقطة من الدارة. يظهر الحقل الكهربائي في الشكلين (4) و (5) لكل من نمطي الرنين 1 (ذو التردد الأدنى) و 2 (ذو التردد الأعلى). في الشكل (4)، يمكن أن نرى بسهولة أن النمط 1 محصور في الغالب حول الدعامة الأطول والتي دعوناها المنطقة I، مع وجود حقول شاردة في حول الدعامة الأقصر والتي سميناها المنطقة II. نمط الرنين هذا هو مزيج من TEM^{I} الذي ينتشر في المنطقة I (أكثر كثافة) و TEM^{II} الذي ينتشر في المنطقة II (ذو كثافة صغيرة جداً يمكن إهمالها). ومن ناحية أخرى، النمط 2 محصور في الغالب في المنطقة II، حيث إنه أيضاً مزيج من TEM^{II} (ذو كثافة عالية)، و TEM^{I} (ذو كثافة صغيرة جداً يمكن إهمالها).





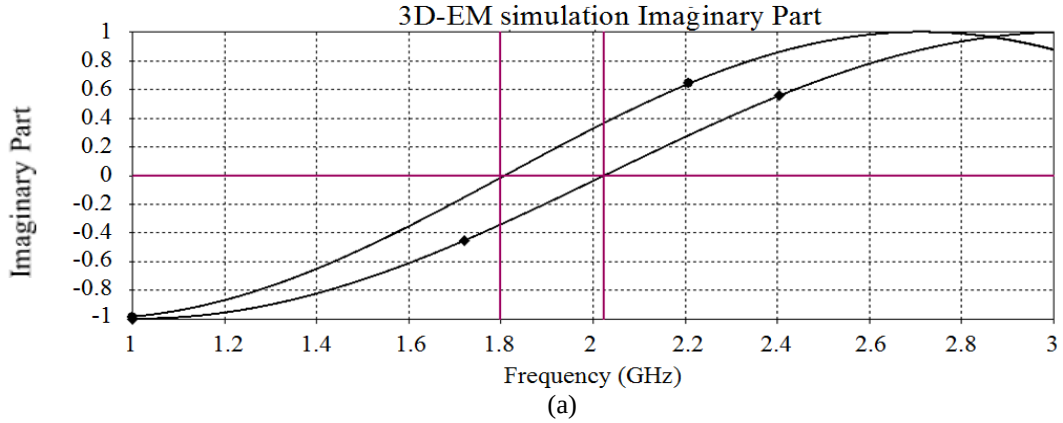
(b)

الشكل (10) الجزء الحقيقي لمعامل الانعكاس للرنانة المقترحة

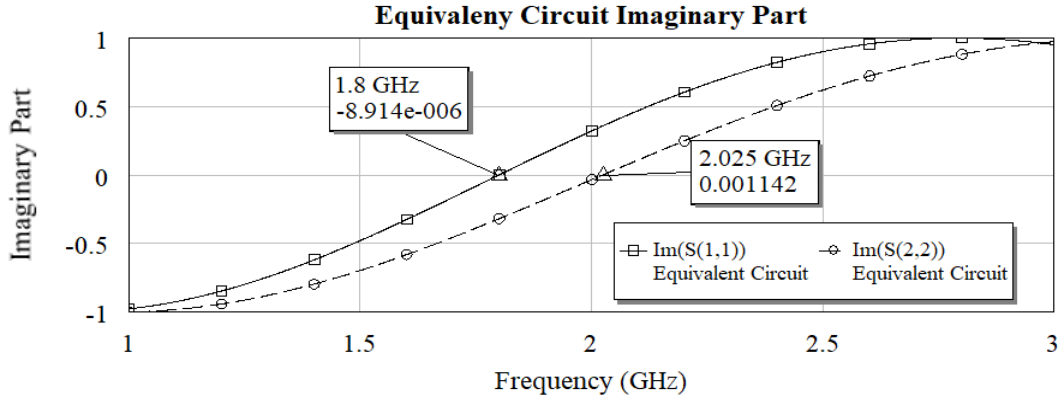
(a) للبنية ثلاثية الأبعاد باستخدام CST (b) للدارة المكافئة.

إحدى الملاحظات المهمة هي عدم اعتماد شدة الحقل في إحدى المناطق على طول الدعامة الواقعة في المنطقة الأخرى. على خلاف رنانة Ruitz حيث عندما تكون الدعامة الداخلية أطول من المغلف الوسيط، يصبح الحقل في المنطقة الخارجية للنمط 2 أكثر أهمية (Ruitz, 2012) مع تواجد قليل الكثافة للحقول (حقول شاردة) ضمن المنطقة الداخلية، أما إذا كانت الدعامة الداخلية أقصر تصبح حقول النمط الأول داخل المغلف الوسيط مع تواجد أقل كثافة للحقول (حقول شاردة) في المنطقة الخارجية ولكنه أكثر أهميةً من حالة كون الدعامة الداخلية أطول. هذا ما جعل Ruitz يعطي ميزة لحالة الدعامة الداخلية الأطول مقارنةً بحالة الدعامة الداخلية الأقصر (Ruitz, 2012). كشف Ruitz (2012) عن هذه المشكلة وأوضح أن عمليات المسح البارامترية تشير إلى أن طول كلا الناقلين الداخليين (الدعامة الداخلية والمغلف الوسيط) يؤثر بشكل كبير على كل من ترددات الرنين للنمطين معاً، أي لا يمكن التحكم بأحد ترددات النمطين بمعزل عن الآخر. في حين أن الرنانة الجديدة المقترحة لا تعاني من هذه المشكلة بالإضافة إلى أن كثافة الحقول الشاردة في منطقة اللا رنين (رنين النمط الآخر) تكون صغيرة جداً مقارنةً بحالة Ruitz ويمكن إهمالها.

http://journal.damascusuniversity.edu.sy/index.php/index/index
ISSN (online): 2789-6854



(a)



(b)

الشكل (11) الجزء التخيلي لمعامل الانعكاس للرنانة المقترحة

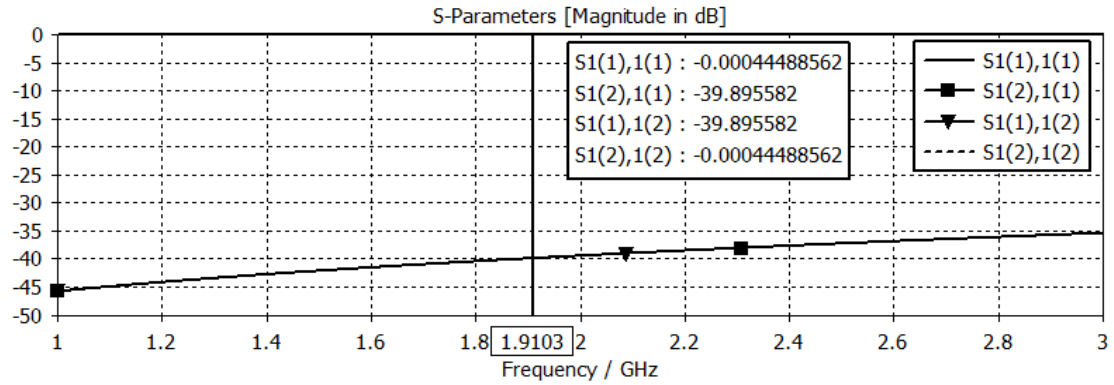
(a) للبنية ثلاثية الأبعاد باستخدام CST (b) للدارة المكافئة.

يبين الشكل (12) معاملي النقل بين النمطين 1 و 2، أي مقدار الترابط بين النمطين والذين تم الإشارة لهما بالرمزين $\boldsymbol{S1(2)1(1)}$ و $\boldsymbol{S1(1)1(2)}$. حيث يعبر الأول عن معامل انتقال أو عبور الإشارة من المنطقة I (البوابة $\boldsymbol{1}$) إلى المنطقة II (البوابة $\boldsymbol{P_2}$)، والثاني يعبر عن معامل انتقال أو عبور الإشارة من المنطقة II (البوابة $\boldsymbol{P_2}$) إلى المنطقة I (البوابة $\boldsymbol{P_1}$)، وذلك على المجال الترددي المدروس. إن معاملات العبور أو النقل هذه بين النمطين صغير جداً يقع ضمن المجال dB [37.6- 42-] على كامل المجال الترددي GHz [2.4 1.4]، أي أن الترابط بين النمطين صغير جداً (وهذا ما يتيح لنا إهمال السعة $\boldsymbol{C_{I,II}}$ الواردة في الشكل (8)b كما ذكرنا سابقاً). وبالمقارنة مع رنانة Ruitz ثنائية النمط، نجد أن معامل النقل أو العبور هذا يقع ضمن المجال [15- dB 20] على المجال الترددي GHz [2.4 1.4]. أي أن الترابط بين النمطين في حالة الرنانة الجديدة المقترحة أفضل منه في حالة رنانة Ruitz. وهي إحدى الميزات الإضافية التي تميز الرنانة المقترحة. كما يبين الشكل (12) معاملات انعكاس النمط 1 والمشار إليه بالرمز $\boldsymbol{S1(1)1(1)}$ ضمن المنطقة I (البوابة $\boldsymbol{P_1}$). يمكننا أن نجد أن معامل الانعكاس يقارب 0 dB ما يشير إلى أن كامل الإشارة تقريباً تنعكس عند هذه البوابة أو تبقى محصورة ضمن المنطقة I دون أن تعبر باتجاه المنطقة II. نفس الملاحظة يمكن أن نستنتجها بالنسبة للنمط الثاني من معامل الانعكاس $\boldsymbol{S1(2)1(2)}$. وهذا يدعم

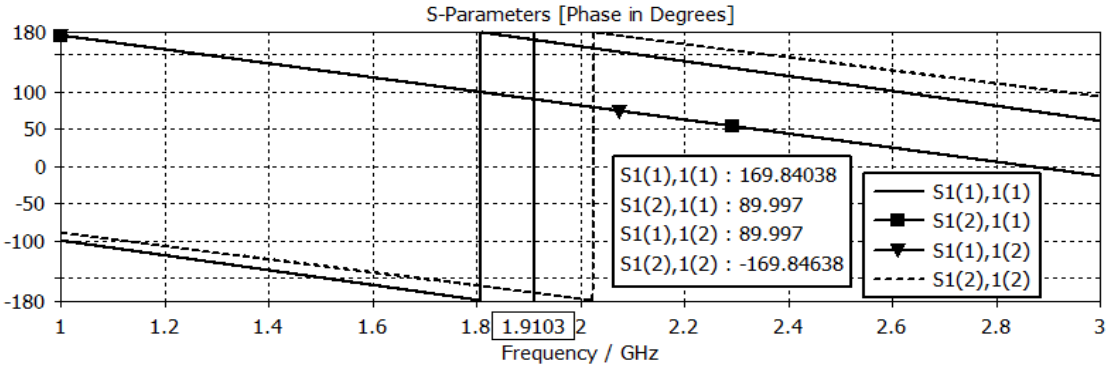
المناقشة التي أجريناها حول انتشار حقول النمطين الأول والثاني في المنطقتين I و II.

أثناء المحاكاة وعند قراءة طور معامل الانعكاس من البوابتين (طور كل من S_{11} و S_{22}) نلاحظ أن فرق الطور بينهما يبلغ 180^o عند التردد 1.9103 GHz، كما هو موضح في الشكل (13). عند هذا التردد يتساوى الجزئين الحقيقيين لكل من S_{11} و S_{22} ويكون الجزئين التخيليين متساويان بالقيمة ومتعاكسين بالإشارة. عند هذا التردد تحدث ظاهرة الرنين المعاكس anti-resonance التي وصفها Ruitz (2012). تفيد ظاهرة الـanti-resonance بإضافة صفر نقل لاستجابة ترددات رنين النمطين، فإن صفر النقل المضاف سيكون واقعاً بين مجالي تمرير المرشح، ما يسمح بتحسين الاستجابة من خلال زيادة التخميد بين مجالي تمرير المرشح. وبالتالي فإن الرنانة المقترحة تحافظ على تواجد ظاهرة الرنين المعاكس كما في حالة رنانة Ruitz.

يبين الشكل (14) الممانعة المميزة لخطي النقل المحوريين الذين يشكلان الرنانة ثنائية النمط المقترحة. نلاحظ من الشكل (14) أن الممانعة المميزة لخط النقل المحوري الذين يشكل الرنانة ثنائية النمط قريب جداً من القيمة 60 Ω، حيث تبلغ حوالي 62 Ω تقريباً من أجل كل من النمطين على كامل



الشكل (12): معاملات العبور والانعكاس للنمطين في الرنانة ثلاثية النواقل المقترحة.

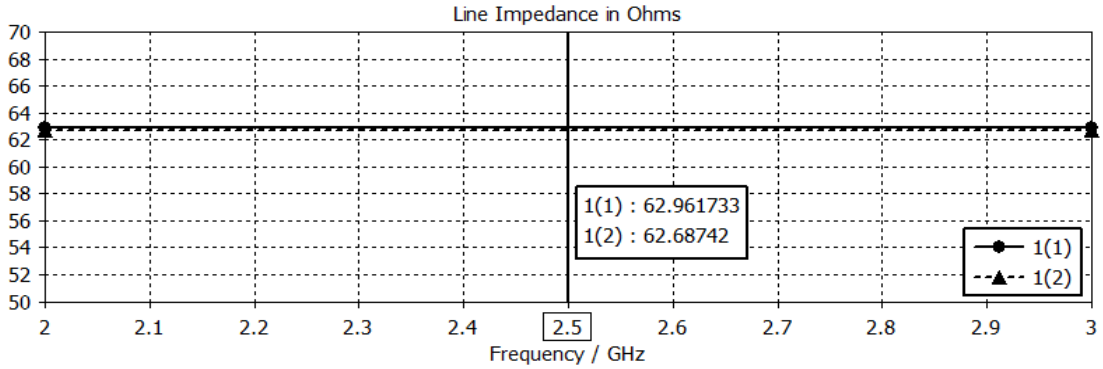


الشكل (13) أطوار معاملات العبور والانعكاس للنمطين في الرنانة ثلاثية النواقل المقترحة.

المرشح ثنائي مجالات التمرير الذي يتم تصميمه على أساس هذه الأنواع من الرنانات. فإذا كان صفر النقل هذا واقعاً بين المجال الترددي المدروس. إن هذا التغير عن القيمة 60 Ω التي تم التصميم على أساسها ناتج عن تواجد الدعامتين ضمن

المغلف الواحد، الأمر الذي يؤدي إلى تشوه الشكل الأساسي لخط النقل المحوري وانحراف قيمة الممانعة المميزة عن قيمتها الإسمية. ويمكن إعادة ضبط قيم هذه الممانعات بوجود الدعامتين بإجراء بعض التوليف على الأبعاد الأفقية للمغلف الخارجي. وبالمقارنة مع رنانة Ruitz (Ruitz, 2012)، نلاحظ أن هذه الممانعة ثابتة مع التردد أيضاً وهي تساوي 60 Ω تقريباً بالنسبة للنمط المتواجد بين الدعامة الداخلية والمغلف الوسيط ولكنها بعيدة جداً عن القيمة 60 Ω بالنسبة للنمط المتواجد بين المغلفين الوسيط والخارجي وهي تبلغ حوالي 20 Ω فقط.

من خلال المحاكاة باستخدام المحاكي Eigenmode Solver ضمن البرنامج CST، يمكننا أن نوجد عامل الجودة للرنانة المقترحة بالأبعاد التي حصلنا عليها وذلك عند النمطين الأول 1.8 GHz والثاني 2.025 GHz. يبين الجدول (2) قيم عوامل الجودة المذكورة. يبين الجدول (2) أن عامل الجودة Q_u للنمطين مختلف وأقل منه في حالة الرنانة المركبة المعيارية (التي يمكن أن نستنتجها من (Ruitz, 2012)) التي لها نفس حجم العلبة. وبالمقارنة مع عامل الجودة للنمطين الذي يمكن أن نستنتجه من الشكل (17) والأشكال التي عرضها Ruitz (2012) نجد أن عامل الجودة في الرنانة المقترحة أعلى من حالة الرنانة التي اقترحها Ruitz (2012)، بالإضافة إلى أن نسبة عامل الجودة إلى حجم الرنانة في حالة الرنانة المقترحة هي أعلى منها في حالة Ruitz (وقد بلغت 0.071 بالنسبة للنمط الأول و 0.067 بالنسبة للنمط الثاني)، ما يشير إلى تحسين على عامل الجودة عند النمطين مقارنةً برنانة Ruitz (2012).



الشكل (14) الممانعة المميزة لخطي النقل المحوريين المشكلين للرنانة ثلاثية النواقل ثنائية النمط المقترحة.

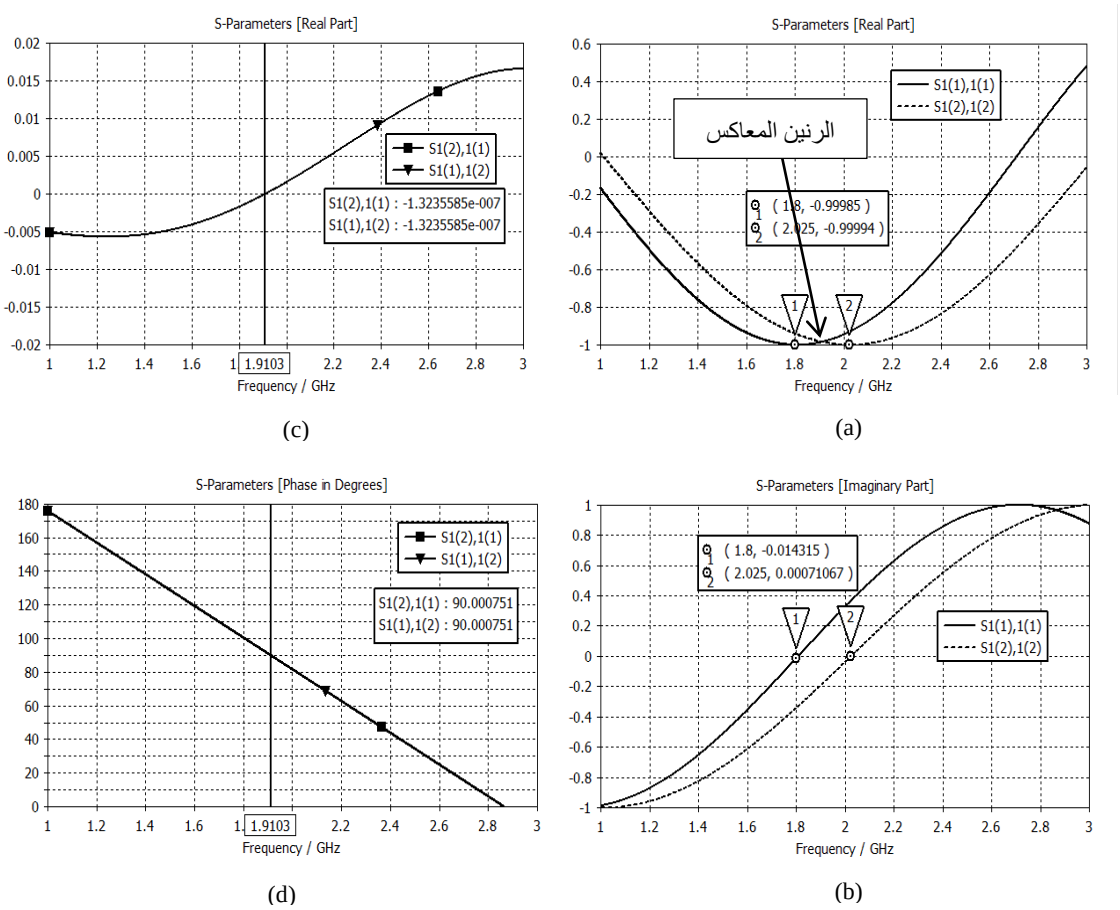
بالرغم من أن Q ينخفض في الحجرة ثلاثية النواقل مقارنة بحجرة مشطية ذات دعامة واحدة وحيدة النمط لها نفس الأبعاد الخارجية، إلا إن المزايا التي يوفرها تحقيق نمطي رنين لكل حجرة واحد ثنائية النمط تؤمن ميزة جيدة، ففي حالة المرشحات القائمة على هذا الرنانة الجديدة، وتحديداً تنفيذ المرشحات ثنائية المجالات، فإن استخدام هذه الرنانات يلغي الحاجة إلى شبكات تجميع أو توزيع إضافية عند دخل وخرج المرشح، ما هو ضروري في حالة استخدام حجرات مشطية وحيدة النمط. بالإضافة إلى ذلك، فإن انتقائية مجال الحماية التي يمكن أن تؤمنها أصفار النقل الملازمة للرنانة هي ميزة أخرى واضحة من الممكن عرضها لاحقاً في عمل آخر.

إذا حدث الرنين المعاكس anti-resonance عند تردد بين ترددي الرنين، فإن ذلك يجعل النمطين مناسبين للاستخدام في المرشحات ذات مجالي تمرير منفصلين، مع تحسين للاستجابة بإضافة صفر نقل بين مجالي التمرير. وهذا محقق في كلتا الرنانتين: الرنانة المقترحة ورنانة Ruitz. إلا أن تردد

الجدول (2) عوامل الجودة غير المحملة Q_u للرنانة المقترحة عند النمطين الأول 1.8 GHz والنمط الثاني 2.025 GHz.

Resonator		f_{res} [GHz]	Q_u	Q_u/V_{cav} $[1/mm^3]$
Proposed Dual-mode Resonator	Mode 1	1.8	2521	0.1318
	Mode 2	2.025	2351	0.1229

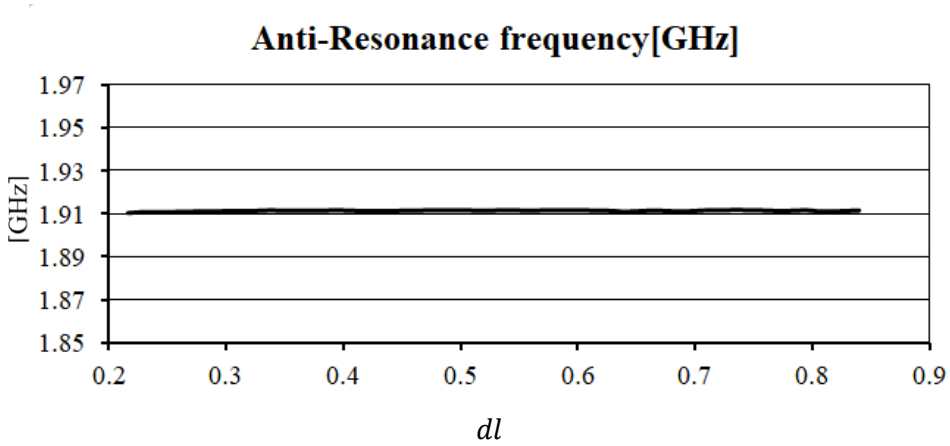
لرنين المعاكس في رنانة **Ruitz** يأخذ قيمتين مختلفتين عند اعتبار أن النمط الأول ناشئ عن الناقل الداخلي وأن النمط الثاني ناشئ عن المغلف الوسيط، أو الحالة المعاكسة. إن هذا التغير غير موجود في حالة الرنانة المقترحة الجديدة فعند تبديل النمطين بين الدعامتين الداخليتين فإننا سنحصل على بنيتين متناظرتين تماماً للرنانة أي أننا سنحصل على نفس الرنانة بأبعادها الهندسية وهذا لن يؤثر بالطبع على تردد الرنين المعاكس. وبما أن النمطين في رنانة **Ruitz** مرتبطان ببعضهما البعض (تغيير تردد رنين النمط الأول سيؤدي إلى تغير تردد رنين النمط الثاني) فإن **Ruitz** لم يكن قادراً على دراسة تغيرات تردد الرنين المعاكس مع تغيير ترددات النمطين بشكل متساوي نحو الأعلى والأدنى (أحدهما نحو الأعلى والآخر نحو الأدنى بمقدارين متساويين)، ولكنه اكتفى بدراسة تغير تردد الرنين المعاكس مع التغير الناشئ على ترددي النمطين معاً عند تغيير الأبعاد الأفقية للمغلف الداخلي (الأمر الذي يؤدي إلى تغير ممانعة الرنانة كخط نقل عند النمطين)، وهذا أدى إلى تغيرات في عوامل الجودة للنمطين التي يمكن أن تنخفض إلى **1500** من أجل النمط الأول وإلى ما دون **1100** بالنسبة للنمط الثاني أي هناك تدهور في قيم عوامل الجودة مقارنةً بالقيم العظمى لها. ومن ناحية أخرى، إن تغير



الشكل (15): إيجاد تردد الرنين المعاكس للرنانة ثنائية النمط (a) الجزء الحقيقي لمعامل الانعكاس (b) الجزء التخيلي لمعامل الانعكاس (c) الجزء الحقيقي لمعامل النقل أو العبور (d) طور معامل العبور
(الأشكال (a) (c) (d) توضح مكان تواجد تردد الرنين المعاكس).

ترددات الرنين بمقدار 200 MHz، يؤدي انخفاض قيمة عامل الجودة إلى ما دون 60% بالنسبة للنمط الأول و ما دون 55% بالنسبة للنمط الثاني عن القيمة العظمى التي يمكن أن تبلغها. أما في حالة الرنانة المقترحة في هذه الدراسة، فإننا قمنا بمحاكاة بنية الرنانة مع تغيير لترددي رنين النمطين بشكل متساوي نحو الأعلى والأسفل بحيث تتغير المسافة الترددية الفاصلة بين ترددي النمطين، وأوجدنا تردد الرنين المعاكس مع تغير تلك المسافة الترددية. يتم تغير الترددات المذكورة بزيادة طول الدعامة المسؤولة عن النمط الأدنى وإنقاص طول الدعامة المسؤولة عن النمط الأعلى بنفس المقدار. فإذا رمزنا لتغير الطول المذكور بالرمز ***dl***، يمكن إيجاد ترددي النمطين من محاكاة البنية وإيجاد قيم معاملات الانعكاس حيث يجب أن تتحقق العلاقة (2) من أجل النمطين عند كل قيمة من قيم ***dl***. وهي نفس الترددات التي تنعدم عندها القيم التخيلية لمعاملات الانعكاس، ويعبر فيها منحنيات طور معاملات الانعكاس الزاوية 0^o. يوضح الشكل (15)a,b ترددات الرنين للنمطين الأول والثاني. أما تردد الرنين المعاكس فيمكن إيجاده من النقطة الترددية التي يعبر عندها منحني طور معامل العبور القيمة 90^o ويتساوى عندها معاملي الانعكاس للنمطين (Ruitz, 2012)، عند هذه النقطة

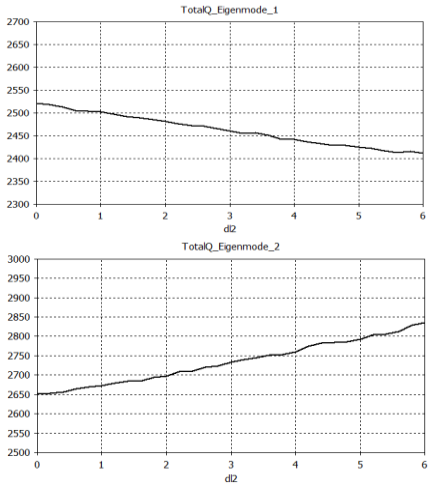
أيضاً تتعدم قيمة الجزء الحقيقي لمعامل العبور بين النمطين، بالإضافة إلى ذلك، يبين الشكل (17) تغيرات عامل الجودة



الشكل (16) تغيرات تردد الرنين المعاكس مع تغير المسافة الترددية بين ترددي رنين النمطين الأول والثاني.

كما هو موضح في الشكل (15)c,d. يبين الشكل (16) تغيرات تردد الرنين المعاكس مع تغيرات المسافة الترددية بين ترددي رنين النمطين عندما تكون تغيرات ترددي نمطي الرنين متساوية أحدهما باتجاه الأعلى والآخر باتجاه الأدنى حيث قيمة ***dl*** تساوي 0.2 mm، مقدار التغير في المسافة الترددية يبلغ تقريباً القيمة 0.0208 GHz تقريباً كقيمة وسطية (كل من ترددي النمطين يتغير بمقدار 0.0104 GHz تقريباً كقيمة وسطية). نلاحظ من الشكل (16) أن تردد رنين النمط المعاكس يبقى ثابتاً مع تغير المسافة الترددية بين نمطي الرنين وهو تقريباً 1.9103 GHz. فإذا كان المراد من هذه الرنانات هو تصميم مرشح ثنائي المجالات متناظر، وكما هو معلوم في المرشحات، ستنحرف أقطاب المرشح عن تردد الرنين المركزي لمجال التمرير، إلا أن تناظر الاستجابة للمرشح ثنائي المجالات سيضمن المحافظة على تواجد تردد الرنين المعاكس ثابتاً دون تغيير، ما يؤدي إلى تشكيل صفر نقل عند نردد ثابت بين مجالي تمرير المرشح وبالتالي تحسين الاستجابة.

غير المحمل في الرنانة المقترحة مع تغير ترددات الرنين للنمطين بالطريقة المذكورة أعلاه. من الشكل (17)، نجد أن تغيرات عامل الجودة هذه لا تتجاوز 3% بالنسبة للنمط الأول و 7% بالنسبة للنمط الثاني من القيم العظمى التي تبلغها عندما تتغير ترددات رنين النمطين بمقدار 200MHz، مقابل



الشكل (17) تغيرات عامل الجودة للنمطين (a) الأول و (b) الثاني، للرنانة ثنائية النمط المقترحة.

أكثر من 60% تغير في معامل الجودة للنمط الأول و 55% للنمط الثاني الذي يمكن أن نحصل عليه من رنانة Ruitz (Ruitz, 2012). وهي أيضاً إحدى النقاط السلبية التي تم تلافيها مقارنةً برنانة Ruitz.

5. الخاتمة والأعمال المستقبلية:

تم في هذه الدراسة اقتراح نوع جديد ومحسَّن من الرنانات المشطية ثنائية النمط ثلاثية النواقل. تتكون الرنانة المقترحة من ثلاثة نواقل معدنية: غلاف خارجي ودعامتين داخليتين. وجدنا أن هذه البنية تؤمن نمطي رنين مستقلين وبالتالي يمكن استخدامهما لتحقيق مرشحات أمواج ميكروية ثنائية مجالات التمرير. يمكن أن تؤمن مثل هذه البنى مرشحات ثنائية المجال منخفضة التكلفة وذات حجوم صغيرة وسهلة التصنيع مقارنةً بمرشحات الرنانات التقليدية ثنائية النمط، مع تخفيض إضافي للحجوم نظراً لحقيقة أن الحجرة الفيزيائية الواحدة تؤمن رنانتين كهربائيتين. بالإضافة إلى ذلك، يظهر في الحجرة المقترحة نمط رنين معاكس لنمطي الرنين الأساسيين، حيث يمكن استثمار هذا النمط كصفر نقل في مجال المنع بين مجالي تمرير مرشح ثنائي المجال، مما يعزز انتقائية المرشح، مع الحفاظ على البنية الداخلية البسيطة والمصغرة. أفضت نتائج الدراسة إلى تحسين في عامل الجودة مع تصغير للحجم الكلي للرنانة مقارنةً بالرنانات التقليدية ولاسيما رنانة Ruitz مع المحافظة على الممانعة المميزة للرنانة عند ترددي نمطي الرنين، بالإضافة إلى أن التغيرات في قيمة عاملي الجودة عند النمطين عند تغيير ترددات الرنين كانت صغيرة جداً مقارنةً برنانة Ruitz. وتشير الدراسة أيضاً إلى تحسين في العزل بين نمطي الرنين الناشئين عن الرنانة مقارنة بالرنانات التقليدية ثنائية النمط التي تؤمن عزلاً جيداً بين النمطين، الأمر الذي ينعكس على ثبات تردد أحد نمطي الرنين عند محاولة توليف الآخر. كما أشارت الدراسة المنفذة إلى أن موقع تردد الرنين المعاكس بالنسبة لترددي الرنين يبقى ثابتاً، ما يؤدي إلى نشوء صفر نقل ثابت التردد عند استخدام هذه الرنانة في تصميم مرشح ثنائي النمط. وبالمحصلة وجدنا أن التحسين قد شمل عدة نواحي مهمة مقارنة بالرنانات التقليدية ولا سيما رنانة Ruitz التي تُعتبر من الأعمال الفريدة التي تستخدم الرنانات المحورية المتداخلة ثنائية النمط والتي تؤمن حلاً وسطياً بين الحجم والمفاقيد وسهولة التصنيع وإمكانية التعامل مع الاستطاعات العالية.

إن تصميم مرشح أحادي المجال أو ثنائي المجال يتطلب معرفة الرنانات التي سيتم استخدامها في تصميم هذا المرشح. بالإضافة إلى المبادئ الرياضية في تصميم المرشح مع الاعتبارات العملية. وقد قمنا بإجراء دراسة متكاملة للرنانة المقترحة من أجل الاستفادة من النتائج التي حصلنا عليها في تصميم مرشح ثنائي المجالات. وبالتالي فإن الخطوة التالية لهذا الدراسة يجب أن تكون استخدام هذه النتائج في تصميم مرشح ثنائي المجالات.

التمويل: هذا البحث ممول من جامعة دمشق وفق رقم التمويل (501100020595).

References :

1. Basit, A., Khattak, M. I., Al-Hasan, M., Nebhen, J., & Jan, A. (2022). Design and analysis of a compact GSM/GPS dual-band bandpass filter using a T-shaped resonator. Journal of Electromagnetic Engineering and Science, 22(2), 138-145.
2. Bhat, Z. A., Sheikh, J. A., Khan, S. D., Bashir, I., & Parah, S. A. (2023). A New Method of Isolation Enhancement of Dual Band Band-Pass Filter Using Composite Mode Co-planar Waveguide Structure for 5G and Body Centric Applications. Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering, 47(1), 317-326.
3. Cao, Y., Fang, Y., Luo, X. M., Zhu, Z. J., & Ding, S. (2019). A compact dual-band bandpass filter for 2.4/5.2 GHz WLAN application. IEICE Electronics Express, 16(20), 20190553-20190553.
4. Doumanis, E., Guan, L., Goussetis, G., & Ferling, D. (2018). Dual-band bandpass double ground plane coaxial resonators and filters. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 66(8), 3828-3835.
5. Gao, S. S., Li, J. L., Zhu, Z. L., Xu, J. L., & Zhao, Y. X. (2020). Dual-mode resonator filter with improved feed-lines for dual-band applications. Journal of Electrical Engineering, 71(6), 433-435.
6. Hallet, C., Favennec, J. F., Rius, É., Bénédicto, J., Carpentier, L., & Pacaud, D. (2018). Optimization of an air filled compact re-entrant coaxial resonator for a c-band bandpass filter. IEEE Access, 6, 54117-54125.
7. Lalbakhsh, A., Alizadeh, S. M., Ghaderi, A., Golestanifar, A., Mohamadzade, B., Jamshidi, M., ... & Mohyuddin, W. (2020). A design of a dual-band bandpass filter based on modal analysis for modern communication systems. Electronics, 9(11), 1770.
8. Liu, F., Ma, Z., Ohira, M., Qiao, D., Pu, G., & Ichikawa, M. (2023). Novel Combined Coaxial and Dual-Mode Dielectric Resonator BPFs With Symmetric and Asymmetric Responses Using Virtual Negative Couplings. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.
9. Li, M., He, W., Zheng, Q., Yang, X., & Yi, Z. (2023). A high-power dual-mode oversized substrate-integrated waveguide (OS-SIW) filter with flexible transmission zero (TZ) and bandwidth. Microwave and Optical Technology Letters.
10. Li, S. L., Zang, P. Y., & Wang, P. C. (2021, May). Miniaturized dual-bandpass filter based on dual-mode ring and CPW feeding. In Journal of Physics: Conference Series (Vol. 1920, No. 1, p. 012052). IOP Publishing.
11. Matthaei, G., Young, L., & Jones, E. M. T. (1980). microwave filters, Impedance matching networks and coupling Structure. Norwood, MA, Artech House.
12. Mansour, R. R. (2004). Filter technologies for wireless base stations. IEEE microwave magazine, 5(1), 68-74.
13. Musonda, E., & Hunter, I. C. (2015). Microwave bandpass filters using re-entrant resonators. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 63(3), 954-964.
14. Pozar, D. M. (2011). Microwave engineering. Forth Eddition, university of Massachusetts at Amherst, John wiley & sons.
15. Ruiz. C, J. A., Fahmi, M. M., & Mansour, R. R. (2012). Triple-conductor combline resonators for dual-band filters with enhanced guard-band selectivity. IEEE transactions on microwave theory and techniques, 60(12), 3969-3979.
16. Tantiviwat, S., Ibrahim, S. Z., Razalli, M. S., & Soh, P. J. (2022). Design of quad-band bandpass filter using dual-mode SLRs and coupled-line for DCS/WLAN/WiMAX and 5G applications. Micromachines, 13(5), 700.
17. Widaa, A., Bartlett, C., & Höft, M. (2023). Design of compact quasi-elliptic bandpass filters based on coaxial inset resonators. IEEE Access, 11, 18739-18749.
18. Weng, M. H., Huang, C. Y., Dai, S. W., & Yang, R. Y. (2021). An Improved Stopband Dual-Band Filter Using Quad-Mode Stub-Loaded Resonators. Electronics 2021, 10, 142.

http://journal.damascusuniversity.edu.sy/index.php/index/index
ISSN (online): 2789-6854

19. Wenzel, R. J. (1971). Synthesis of combline and capacitively loaded interdigital bandpass filters of arbitrary bandwidth. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 19(8), 678-686.
20. Xie, Ya, et al. "Dual-band coaxial filter and diplexer using stub-loaded resonators." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques 68.7 (2020): 2691-2700.
21. Zhao, K., & Psychogiou, D. (2023). Vertically Integrated Coaxial Resonator-Based Multiband Bandpass Filters Using SLA 3-D Printing. IEEE Microwave and Wireless Technology Letters.
22. Zhu, L., Mansour, R. R., & Yu, M. (2017). Compact waveguide dual-band filters and diplexers. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 65(5), 1525-1533.