دراسة تحليلية ورقمية لرنانات عازلة كهربائياً بهدف تصميم و تنفيذ دارات متكاملة ميكروية لاستخدامها في أجهزة الاتصالات

*د. ثائر داؤد

(الإيداع: 13 آيار 2019 القبول: 4 آب 2019)

الملخص:

ضمن حزمة الترددات العالية (الميكروية و البصرية) ، فإن الرنانات العازلة كهربائياً التي تعمل بالأنماط التقليدية مثل $TE_{01\delta}$ تكون أبعادها صغيرة نسبياً، و بالتالي يكون استخدامها بدقة معينة في الدارات صعباً للغاية ولا يسمح لها بالاندماج السهل في هذه الدارات.

لذلك تم التوجه لاستخدام هذه الرنانات بحيث تعمل بأنماط جديدة التي تسمى أنماط طرفية أو أنماط هامسة Whispiring Modes WM لأنها تسمح بزيادة قطر الرنان من أجل نفس الترددات السابقة.

يتركز البحث هنا على دراسة تمهيدية تفصيلية كهرومغناطيسية (تحليلية و رقمية) لبنى برنانات عازلة كهربائياً اسطوانية تعمل بهذه الأنماط بهدف استخدامها لاحقاً في تصميم الدارات المتكاملة الغير فعالة الميكروية مثل: موزعات الاستطاعة Combinor of puissance، المرشحات filters، الهزازات Oscillators، ....

إن انجاز هذه الدراسة استلزم منا أولاً تطوير طريقة تحليلية حسابية سمحت لنا بتحديد علاقات التشتت لعناصر الحفل الكهرومغناطيسي التي تسمح لنا بتحديد تقريبي للترددات الطنينية لمختلف الأنماط. و ثانياً استخدام طريقة رقمية حسابية ارتكزت على مكتبة برامج MODULEF و ذلك بعد كتابة كافة الكودات اللازمة و الملائمة لكل بنية مدروسة. من خلال هذه المرحلة سيتم التحديد الدقيق لكافة البارامترات الكهرومغناطيسية (الترددات الطنينية، توزع الحقل الكهرومغناطيسي، معامل النوعية بالفراغ،...). و أخيراً سنقوم بدراسة تغيرات معامل النوعية بالفراغ كتابع لأبعاد البنية المختلفة.

إن هذه الدراسة ستضع بين أيدينا كل قيم البارامترات الكهرومفناطيسية كتابع للخواص الهندسية و الفيزيائية للبنى المدروسة، و من خلال ذلك يمكننا اختيار الأنسب لتصميم و تنفيذ الدارات العملية لاستخدامها في التطبيقات المناسبة. و سنسخدم هذه النتائج في تصميم مرشحات تمرير حزمة ميكروية بضياعات منخفضة و حزمة ضيقة و انتقائية ممتازة

الكلمات المفتاحية: رنان عازل كهربائياً، الأنماط الهامسة ، مكتبة برامج MODULEF ، دارات متكاملة غير فعّالة.

*قسم هندسة الاتصالات – كلية الهندسة الكهربائية و الالكترونية – جامعة حلب– حلب – الجمهورية العربية السورية.

Analytic And Numeric Study for Dielectric Resonators for design and execute microwaves integrated circuits for use them in communication devices

*Dr. Eng. Thaer DAOUD

(Received: 13 May 2019, Accepted: 4 August 2019)

Abstract:

The dimensions of the dielectric resonators which works in conventional modes through the beam of high frequencies (microwave and optic) like $TE_{01\delta}$ are very tiny absolutely. So the use of them is very difficult in the specific accuracy into the circuits and they are not allowed an easy merging in these circuits. So the use of these resonators which called either edging modes or whispering modes (WM), are worked in new modes, because they allow to increase the resonator diameter for the same previous frequencies.

The study we are advancing here focuses on a detailed preliminary electromagnetic (Analytic And Numeric) for structures in cylindrical dielectric resonators operating in these modes, for use them later in designing the microwaves passive integrated circuits such as : Combinor of puissance, Filters, Oscillators,….

The achievement of this study requires from us, at first developing calculative analytic study which allows us to identify the dispersion equations for the elements of electromagnetic field that permit to identify approximately the resonance frequencies for different modes . Secondly, the use of numeric calculative method is based on library Modulef programme. That can be done after writing all the necessary and proper codes for each studied structure. Through this phase, it will define accurately for all electromagnetic parameters (resonance frequencies, distribution of electromagnetic field, vide quality factor), Finally, we will study the evolution of vide quality factor as a follower to various structure dimensions.

This study will put in front of us all the value of the electromagnetic parameters as a follower to physical and geometrical materials for the studied structures. Through that, we can chose the best to design and execute the practicality circuits for use them in suitable applications, and for us, we will use these results in designing microwave band pass filters in very low loss, narrow band and excellent selectivity

Key words: Dilectric Resonators, Whispering Modes, library Modulef Programme, Passive Integrated Circuits.

*University of Aleppo – Faculty of Electrical & Electronic Engineering - Dep. of Telecommunications .

1-مقدمة:

أياً يكن الاستخدام في أنظمة الاستقبال أو الإرسال أو معالجة الإشارة ، فإن المرشحات الغير فعالة و الفعالة تلعب دوراً هاماً في الأجهزة التي تعمل بالترددات الميكروية. خواصها الكهربائية (تردد مركزي – حزمة تمرير – ...)تكون محددة تبعاً لتطبيقاتها، وخواصها الميكانيكية و الحرارية و كذلك أبعاد الأجهزة تأخذ حيزاً مهماً من الاهتمام يتوجب التقيد بها عند تصميم الدارات.

و بتطور الاتصالات في السنوات الأخيرة فقد تم تصميم و تنفيذ العديد من المرشحات و كل واحدة منها تكون مميزة بحسنات و سيئات.

المرشحات الغير فعالة كانت الأقدم، و العديد منها رأت النور في التطبيقات وأول التصميمات كانت انطلاقاً من الأجواف المعدنية أو أدلة الموجة. هذه الأجهزة تقدم مميزات كهربائية ممتازة ضمن عرض حزمة كبير، ولكن استخدامها في العديد من التطبيقات كان محدوداً بسبب المشاكل الحجم و الاستقرار الحراري و غيرها.

وبهدف تصغير أبعاد المرشحات فقد تم الاستخدام الكبير للتقنيات المسطحة (المستوية) و التي منه الرنانات المستوية في العديد من الأنظمة، و لكن خواصها الكهربائية كانت متوسطة بسبب الضياعات الكبيرة للرنانات المستوية.

ومع تقدم آليات التنفيذ، فإن استخدام المواد العازلة كهربائياً و المستقرة حرارياً قادنا لاستخدام الرنانات العازلة كهربائياً في تصميم و تنفيذ المرشحات و غيرها بمميزات مشابهه للميزات التي تم الحصول عليها في الأجواف و أدلة الموجة و لكن مع تصغير الحجم نسبياً و سلوك جيد مع الحرارة.

إلا أن الرنانات العازلة كهربائياً و المحرضة بأنماطها الأساسية لا تكون ملائمة إلا للتطبيقات ذات الترددات المنخفضة نسبياً، و بالتالي يكون صعباً استخدامها في الترددات العالية نسبياً (الأبعاد الميليمترية). و بالتالي كان ضرورياً البحث عن استخدام أنماط جديدة مثل الأنماط الهامسة Whispiring Modes WM التي تسمح بزيادة أبعاد الرنان مع المحافظة على الخواص الكهربائية و بالترددات المقابلة لطول الموجة المليمتري . وبالأخص سنرى بأن هذه الأنماط ضمن هذه الرنانات ستقدم معامل نوعية بالفراغ عالي جداً، و هذا ما يزيد إيجابية الخواص الكهربائية للمرشح الذي سيعمل على هذه الأنماط.

لذلك سيتركز العمل هنا على دراسة بنية تعمل على هذه الأنماط. هذه الدراسة ستستند على تطوير طريقة تحليلية حسابية و من ثم استخدام طريقة رقمية دقيقة بهدف تحديد المميزات الأساسية للبنية، و ذلك بغية استخدامها في تطبيقات الأمواج الميكروية كالمرشحات و غيرها.

2- أهمية البحث و أهدافه

مما تقدم فإن الهدف و الأهمية الأساسية لهذا البحث سترتكز على دراسة كهرومغناطيسية دقيقة و مفصلة لبنية تحتوي على رنان عازل كهربائياً يعمل على هذه الأنماط و ذلك ضمن مجال الترددات الميكروية (أبعاد ميليمترية)، من أجل استخدامها في تشكيل عناصر و دارات غير فعّالة كمرشحات تمرير حزمة و غيرها، و ذلك باستخدام مواد عازلة كهربائياً مناسبة ضمن هذا النطاق من الترددات، و ذلك بهدف استخدامها في منظومات الاتصالات.

طريقة البحث

لانجاز هذه الدراسة فإنها ستكون ممنهجة وفق الخطوات التالية:

1- في البداية سنقوم بتقديم دراسة موجزة للرنانات العازلة كهربائياً و العاملة على الأنماط الهامسة Whispiring Modes WM

2- في الخطوة الثانية سنقوم بتقديم طريقة تحليلية (تقريبية)، التي تشتمل على إعطاء علاقات التشتت لعناصر الحقل الكهرومغناطيسي بواسطة توصيل الحقول عند أسطح الفصل بين الأوساط العازلة كهربائياً للبنية المدروسة.

3- الخطوة الثالثة ترتكز على الدراسة الكهرومغناطيسية الرقمية الدقيقة للبنى المدروسة و ذلك بمساعدة مكتبة برنامج Modulef ، و ذلك بهدف التحديد الدقيق للبارامترات الكهرومغناطيسية للأنماط WM : التردد الطنيني – توزع الحقول الكهرومغناطيسية– معامل النوعية بالفراغ – ...

4- في هذه المرحلة سنقوم بتحديد تأثير مختلف أبعاد البنية المدروسة على معامل النوعية بالفراغ.

5- و في الختام سنقوم بتحليل و مناقشة النتائج و طرح الخطوات المستقبلية.

1 – دراسة موجزة للرنانات العازلة كهربائياً و العاملة على الأنماط الهامسة Whispiring Modes WM

1-1- تمهيد مبسط

بالتعريف الجوف الكهرومغناطيسي هو عبارة عن حجم فارغ أو مليء بعازل كهربائي، وهو إما أن يكون محدود بجدران معدنية أو يكون محدود بجدران ذات طبيعة مغناطيسية وبالتالي السطح الفاصل عبارة عن عازل كهربائي، بالحالة الأولى نتكلم عن جوف معدني و بالحالة الثانية نتكلم عن رنّان عازل كهربائياً. وهذا الرنان العازل كهربائياً يجب أن يتميز بسماحية عالية وبضياعات صغيرة جداً أو بعامل نوعية عالي جداً، وكذلك يجب أن يتميز باستقرار حراري حول تردد الطنين.

في هذه الرنّانات فإن الشروط الحدية تكون تلك المفروضة بالسطح الفاصل هواء–عازل كهربائياً بسماحية عالية، هذا السطح الفاصل يشكّل حائط مغناطيسي بينما في الأجواف المعدنية فإن السطح الفاصل هواء–معدن يشكّل حائط كهربائي[2][1]. و بشكل عام، هذه الرنانات لها شكل اسطواني بمقطع دائري على شكل أقراص رنّانة مصمتة أو مفرغة.عادةً هذه الرنانات تستخدم لتشكيل المرشحات و موزعات الاستطاعة و الهزازات ذات استقرار ترددي عالي. إن استخدامها كمرشحات يكون لانتقاء حزمة من الترددات أو تردد معين، ويمكن أن تستخدم في مضاعفات طول الموجة في المحطات الراديو–تلفونية أو فصل مسارات الإرسال والاستقبال للهواتف النقالة و كذلك يمكن أن تساعد في تشكيل دارات القارنات الإتجاهية. هذه الأجهزة يمكن أن تستخدم في تطبيقات: Global System Mobil GSM Global System Position GPS- Universal Module Telecommunication System UMTS.

ضمن المجالات الترددية المذكورة فإن الرنانات العازلة كهربائياً المحرّضة لتعمل بأنماطها الكلاسيكية يكون من الصعب استخدامها بسهولة بسبب أبعادها الصغيرة جداً. لذلك للحفاظ على مختلف خواص الرنانات ضمن هذه المجالات الترددية، فإنه من الضروري استخدام هندسيات جديدة تسمح بنشر أنماط جديدة بجوار الجدار الداخلي للرنان والتي تسمح بزيادة أبعاد الرنان من أجل نفس الترددات وهذا ما.يسمح بتشكيل الدارات السابقة بسهولة. مع الملاحظة أن المواد العازلة كهربائياً الممكن استخدامها لتصنيع هذه الرنانات تكون تبعاً للمجال الترددي المستخدم[6][5][4][3].

1-2- الرنانات العازلة كهربائياً بالأنماط الهامسةWM [12][11][10][9][8][7]

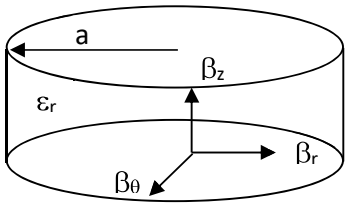
بالترددات العالية (5GHz→100GHz)، فإن الرنانات العازلة كهربائياً العاملة بالأنماط الكلاسيكية مثل النمط $TE_{01\delta}$ تكون أبعادها صغيرة جداً، فمثلاً من أجل سماحية $\varepsilon_r = 36$ و تردد f=94GHz فإن قطر رنان عازل كهربائياً يكون مساوياً لارتفاعه وهو حوالي 500µm . وبالتالي في هذه الحالة فإن استخدام هذه العناصر بدقة كافية يكون صعب جداً، ومن ناحية ثانية فإن توضّع الرنان بالقرب من خط تحريض يكون حسّاس للغاية (يلزمه دقة عالية). الأنماط الجديدة المسماة بالأنماط الطرفية أو الهامسة يمكن أن تسمح باستخدام الرنانات العازلة كهربائياً بترددات عالية جداً (طول موجة ميكروية (ميليمتري)) بأبعاد أكبر مما لو كانت تعمل بالأنماط التقليدية، فمثلاً من أجل المثال السابق فإن الرنان سيكون بقطر حوالي 2mm و ارتفاع 0.5mm

1 –2 –1– توصيف عام للأنماط الهامسة

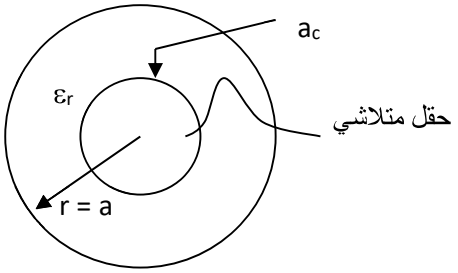
ضمن بنية اسطوانية ذات مقطع دائري عازلة كهربائياً بسماحية ε_r و نصف قطر r = a توجد مختلف الأنماط الرنانة: الكلاسيكية TE و TM والهجينة والأنماط الطرفية أو الهامسةWM. من وجهة النظر الكهرومغناطيسية، فإن واحدة من أهم الخواص الأساسية للأنماط الطرفية الهامسة هي توزع القدرة (Energy) ضمن الرنان.

لنفترض أنه لدينا رنان عازل كهربائي Dielectric Resonator DR بسماحية ε_r و نصف قطر r = a كما هو مبين بالشكل1

بالتعريف هذه الأنماط هي أنماط طرفية تدور حول السطح المقعر الداخلي للرنان، وهذه الأنماط تنتقل في مقطع دائري والحقل الكهرطيسي يتوضع في منطقة محدودة بالسطح داخلي للرنان r = a و سطح داخلي وهمي $r = a_c$ خارج هذه المنطقة ($a < r < a_c$) الحقل الكهرطيسي يكون متلاشي كما هو مبين بالشكل2



الشكل رقم (1): رنان عازل كهربائياً بسماحية ε_r ونصف قطر a



الشكل رقم (2): توزع الحقل الكهرطيسي للأنماط الهامسة في رنان DR

وبالتالي في المستوي الراديالي للرنان، فإن الحقول الكهرطيسية لهذه الأنماط تتواجد بشكل مركّز كما هو مبين بالشكل أعلاه بالقرب من السطح المقعر الداخلي للرنان. أما في المستوي المحوري للرنان فإن الحقول الكهرطيسية تنتقل بثابت انتشار ضعيف، و بالتالي يمكن إهماله أما ثابت الانتشار الزاوي Azimutal ، وبالتالي الترددات الطنينية ستكون متعلقة بشكل مباشر بنصف قطر الرنان r = a . و من الشكل أعلاه يمكن أن نكتب:

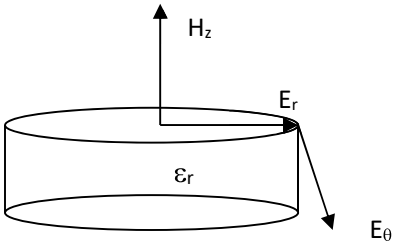
$$k^2 = \beta_\theta^2 + \beta_r^2 + \beta_z^2 \quad (1)$$

$$k^2 = \varepsilon_r \frac{\omega^2}{c^2} \quad (2)$$

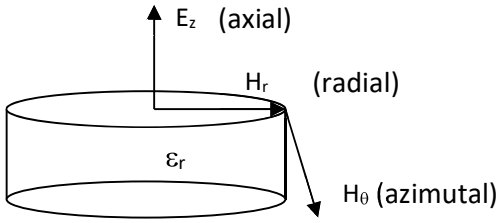
حيث: K هو عامل الموجة ضمن الرنان

β_z ,β_r ,β_θ هي عبارة عن ثوابت الانتشار على التوالي: المحوري Axial ، الراديالي Radial، الزاوي Azimutal ، C هي سرعة الضوء في الخلاء

في هذه الرنانات يمكن أن نميّز نوعين من الأنماط WE و WH مزودة بثلاثة معاملات: n العدد الزاوي، m العدد الراديالي، l العدد المحوري، وبالتالي يمكن أن نكتب $WE_{n,m,l}$ و$WH_{n,m,l}$. ففي حالة WE فإن الحقل الكهربائي يكون بشكل أساسي بمركبات معترضة والحقل المغناطيسي يكون بشكل أساسي طولاني (E_θ, E_r,H_z) كما هو موضح بالشكل.3 أما في حالة WH فإن الحقل المغناطيسي يكون بشكل أساسي معترض والحقل الكهربائي طولاني أي (H_θ, H_r, E_z) كما هو موضح بالشكل4



الشكل رقم (3): الحقل الكهرطيسي للأنماط WE

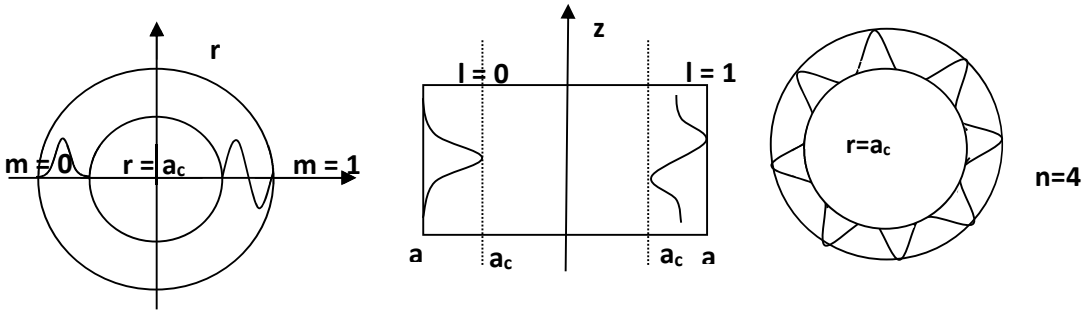


الشكل رقم (4): الحقل الكهرطيسي للأنماط WH

حيث n: هو عبارة عن عدد التغيرات الزاوية للحقل، (التغيرات تبعاً لـ θ) وكذلك يمثل مرتبة تابع بيسيل، و يجدر الذكر أنه كلما زادت قيمته فإن القدرة ستتركز قرب السطح المقعر الداخلي للرنان.

m: هو عبارة عن عدد التغيرات الراديالية للحقل أو عدد الأصفار تبعاً لقطر الرنان

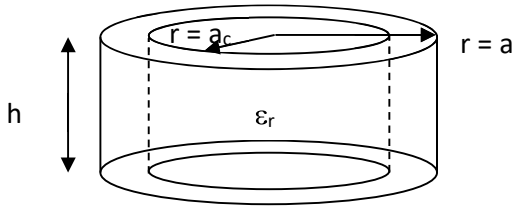
l:هو عبارة عن عدد التغيرات وفق المحور Z أو عدد الأصفار بالاتجاه المحوري. الشكل5 يوضح ذلك



الشكل رقم (5): التغيرات الزاوية، الراديالية، المحورية للحقل الكهرطيسي

1 –2 –2– نصف القطر الوهمي a_c

بالتعريف نصف القطر الوهمي هو عبارة عن سطح وهمي داخل الرنان العازل كهربائياً كما هو موضح بالشكل6، و هو الذي يحدد المنطقة التي يحصل فيها اهتزاز و المناطق التي يحصل فيها تخميد للموجة الكهرطيسية.



الشكل رقم (6) : نصف القطر الوهمي a_c للرنان

إن a_c تحدد انطلاقاً من علاقة الحقول الكهرطيسية للعناصر الطولانية E_zو H_z داخل الرنان، و التي لها الشكل التالي:

$$\psi = A\,J_n(k_c r)e^{-j\beta\beta}e^{-jn\theta}e^{jwt}\;;0 \prec r \prec a\,,\quad k_c = (k_1^2-\beta^2)^{1/2} \qquad (3)$$

إن هذه العلاقة هي حل للمعادلة التفاضلية:

$$\frac{1}{r}\frac{d}{dr}\left(r\frac{\partial J_n}{\partial r}\right)+\left(k_c^2-\frac{n}{r^2}\right)J_n=0 \qquad (4)$$

حيث سيكون لدينا اهتزاز عندما: $r>\frac{n}{k_c}$ وسيكون لدينا تخميد عندما: $r<\frac{n}{k_c}$

و من ناحية ثانية فأنه عندما يكون العدد الزاوي n ثابتاً فإن نصف القطر الوهمي a_c سينخفض عند زيادة التردد، وعند تثبيت k_c فإن a_c يزداد عند زيادة n ، و بالتالي من أجل قيمة كبيرة نسبياً للعدد الزاوي n فإن الحقل الكهرطيسي سيكون محصوراً في المنطقة الطرفية للرنان (m=0).

2 – حساب البارامترات الترددية للأنماط الهامسة ضمن الرنانات العازلة كهربائياً بطريقة تحليلية

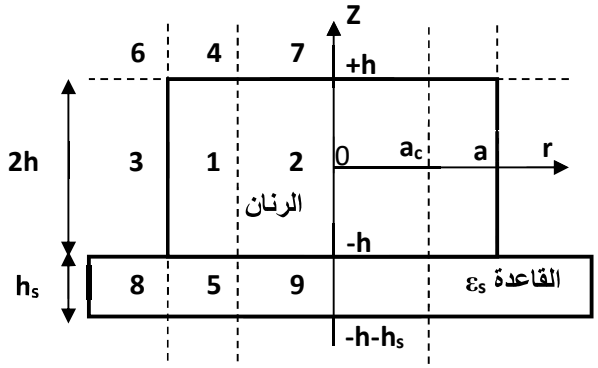
في هذه الفقرة سنقوم بتطوير و ملائمة طريقة تحليلية تسمح لنا بحساب الترددات الطنينية للأنماط الهامسة الممكن انتشارها ضمن رنان عازل كهربائياً، حيث أن الأبحاث السابقة قامت بدراسة مماثلة و لكن لرنان لوحده كاسطوانة عازلة كهربائياً، أما في هذه الدراسة فإننا سنأخذ بعين الاعتبار تأثير وجود القاعدة العازلة كهربائياً التي سيتوضع عليها الرنان على الترددات الطنينية لهذه الأنماط.

هذه الطريقة تفترض أن الرنان المحرّض بالأنماط الهامسة يمكن أن يشبه حلقة رنانة عازلة كهربائياً ، لذلك سنسمي هذه الطريقة أحياناً بطريقة الحلقة.

2-1- الدراسة بالطريقة التحليلية

2-1-1- استنتاج علاقات الحفول الكهرطيسية للبنية المدروسة

أن البنية المدروسة مكونة من رنان عازل كهربائياً بسماحية ε_r و نصف قطر r = a متوضع على قاعدة عازلة كهربائياً ذات سماحية ε_s، ولنفرض أن الرنان محرض بطريقة لينشر الأنماط WM، وبالتالي وبالأخذ بعين الاعتبار تمركز القدرة بين نصف القطر الخارجي للرنان r = a و نصف القطر الوهمي $r = a_c$ فإن البنية ستكون مقسمة إلى 9 مناطق كما هو مبين بالشكل7



الشكل رقم7: تقسيم البنية إلى 9 مناطق

بما أنه في المناطق 6,7,8,9 الحقول صغيرة جداً، فإنه يمكن إهمالها، وبالتالي لا ندخلها بالدراسة، والمناطق من 1 إلى 5 تكون مميزة بالشكل التالي:

$$\begin{aligned}
&1:\ a_c < r < a \qquad |z| < h \qquad \varepsilon_{r1} = \varepsilon_r \\
&2:\ r < a_c \qquad |z| < h \qquad \varepsilon_{r2} = \varepsilon_r \\
&3:\ a < r \qquad |z| < h \qquad \varepsilon_{r3} = 1 \\
&4:\ a_c < r < a \qquad z > h \qquad \varepsilon_{r4} = 1 \\
&5:\ a_c < r < a \qquad -h > z > -h - h_s \qquad \varepsilon_{r5} = \varepsilon_s
\end{aligned} \tag{5}$$

في كل منطقة من هذه المناطق يجب أن يحقق الحقل الكهرطيسي معادلات ماكسويل ومعادلة هيلميتز:

$$\nabla^2 \psi + k_i^2 \psi = 0 \tag{6}$$

حيث:

$$k_i^2 = \omega^2 \varepsilon_i \mu_i = \varepsilon_{ri} \frac{\omega^2}{c^2}$$

و $\psi = E(t) = E_z e^{jwt}$ للنمط WH $\psi = H(t) = H_z e^{jwt}$ للنمط WE

إن حل هذه العلاقات يسمح لنا بالحصول على معادلات المركبات الطولانية للحقول الكهرطيسية و ذلك في كل منطقة من مناطق البنية المدروسة. فمن أجل الأنماط WE لدينا لدينا ال:

الأنماط WE

$$\begin{aligned}
&E_z = 0 \\
&H_{z1} = \left\{ \begin{matrix} [A\, J_n(k_1 r) + B\, Y_n(k_1 r)] \\ [M \cos(\beta z) + N \sin(\beta z)] e^{jn\theta} \end{matrix} \right\} \\
&H_{z2} = C\, I_n(k_2 r)[M \cos(\beta z) + N \sin(\beta z)] e^{jn\theta} \\
&H_{z3} = D\, K_n(k_2 r)[M \cos(\beta z) + N \sin(\beta z)] e^{jn\theta} \\
&H_{z4} = R\, [A\, J_n(k_1 r) + B\, Y_n(k_1 r)] e^{-\alpha_1 (z-h)} e^{jn\theta} \\
&H_{z5} = \left\{ \begin{matrix} [A\, J_n(k_1 r) + B\, Y_n(k_1 r)] \\ \left[S\, e^{\alpha_2 (z+h+h_s)} + T\, e^{-\alpha_2 (z+h+h_s)} \right] e^{jn\theta} \end{matrix} \right\}
\end{aligned} \tag{8}$$

الأنماط WH

$$\begin{aligned}
&H_z = 0 \\
&E_{z1} = \left\{ \begin{matrix} \left[A' J_n(k_1 r) + B' Y_n(k_1 r) \right] \\ \left[M' \cos(\beta z) + N' \sin(\beta z) \right] e^{jn\theta} \end{matrix} \right\} \\
&E_{z2} = C' I_n(k_2 r) \left[M' \cos(\beta z) + N' \sin(\beta z) \right] e^{jn\theta} \\
&E_{z3} = D' K_n(k_2 r) \left[M' \cos(\beta z) + N' \sin(\beta z) \right] e^{jn\theta} \\
&E_{z4} = R \left[A' J_n(k_1 r) + B' Y_n(k_1 r) \right] e^{-\alpha_1 (z-h)} e^{jn\theta} \\
&E_{z5} = \left\{ \begin{matrix} \left[A' J_n(k_1 r) + B' Y_n(k_1 r) \right] \\ \left[S' e^{\alpha_2 (z+h+h_s)} + T' e^{-\alpha_2 (z+h+h_s)} \right] e^{jn\theta} \end{matrix} \right\}
\end{aligned} \tag{7}$$

حيث:

$$k_1^2 = k_0^2 \varepsilon_{r1} - \beta^2 = k_0^2 \varepsilon_r - \beta^2 \qquad k_2^2 = k_0^2 \varepsilon_{r2} - \beta^2 = k_0^2 \varepsilon_r - \beta^2 \qquad k_3^2 = \beta^2 - k_0^2 \varepsilon_{r3} = \beta^2 - k_0^2$$

$$\alpha_1^2 = k_1^2 - k_0^2 \varepsilon_{r4} = k_1^2 - k_0^2 \qquad \alpha_2^2 = k_1^2 - k_0^2 \varepsilon_{r5} = k_1^2 - k_0^2 \varepsilon_s \qquad k_0 = \frac{\omega}{c}$$

β: ثابت الانتشار الطولاني ω: التردد الزاوي c: سرعة الضوء بالخلاء J_n: تابع بيسيل من الدرجة الأولى والمرتبة n

Y_n: تابع بيسيل من الدرجة الثانية والمرتبة n I_n: تابع بيسيل المعدّل من الدرجة الأولى والمرتبة n K_n : تابع بيسيل المعدّل من الدرجة الثانية والمرتبة n A, A′, B, B′, C, C′, D, D′, M, M′, N, N′, S, S′, T, T′: ثوابت للتحديد.

أما بالنسبة للعناصر المعترضة للحقول الكهرومغناطيسية (E_{ri}, $E_{\theta i}$, H_{ri}, $H_{\theta i}$) فإنه يمكن أن تستنتج بسهولة وذلك بالاعتماد على المركبات (E_z, H_z) وبمساعدة معادلات ماكسويل:

$$\begin{cases} Eri = \dfrac{1}{k_i^2}\left[-j\omega\mu\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial Hz}{\partial\theta}+\dfrac{\partial^2 Ez}{\partial z\partial r}\right] \\ E\theta i = \dfrac{1}{k_i^2}\left[j\omega\mu\ \dfrac{\partial Hz}{\partial r}+\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial^2 Ez}{\partial z\partial\theta}\right] \end{cases} \qquad \begin{cases} Hri = \dfrac{1}{k_i^2}\left[j\omega\,\varepsilon\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial Ez}{\partial\theta}+\dfrac{\partial^2 Hz}{\partial z\partial r}\right] \\ H\theta i = \dfrac{1}{k_i^2}\left[-j\omega\varepsilon\dfrac{\partial Ez}{\partial r}+\dfrac{1}{r}\dfrac{\partial^2 Hz}{\partial z\partial\theta}\right] \end{cases} \tag{9}$$

2-1-2- استنتاج معادلات التشتت: يتم الحصول على معادلات التشتت بكتابة شروط الاستمرارية للمركبات المماسية للحقول الكهرومغناطيسية عند السطح الفاصل بين الأوساط العازلة كهربائياً 2↔1 و 3↔ 1 أي عندما r = a و r = a_c من أجل |z| <h . وبالتالي من أجل

الأنماط WE

$$\begin{cases} r=a_c \text{ عندما} & E_{\theta1}=E_{\theta2} \quad H_{z1}=H_{z2} \\ r=a \text{ عندما} & E_{\theta1}=E_{\theta3} \quad H_{z1}=H_{z3} \end{cases}$$

الأنماط WH

$$\begin{cases} r=a_c \text{ عندما} & H_{\theta1}=H_{\theta2} \quad E_{z1}=E_{z2} \\ r=a \text{ عندما} & H_{\theta1}=H_{\theta3} \quad E_{z1}=E_{z3} \end{cases}$$

في الختام سنحصل على المعادلات النهائية للتشتت من أجل الأنماط WE :

$$\begin{Bmatrix} \left[J_n(k_1a_c)I_n'(k_1a_c)-J_n'(k_1a_c)I_n(k_1a_c)\right]\bullet \\ \left[k_1Y_n(k_1a)K_n'(k_3a)-k_3Y_n'(k_1a)K_n(k_3a)\right] \end{Bmatrix} - \begin{Bmatrix} \left[Y_n(k_1a_c)I_n'(k_1a_c)-Y_n'(k_1a_c)I_n(k_1a_c)\right]\bullet \\ \left[k_1J_n(k_1a)K_n'(k_3a)-k_3J_n'(k_1a)K_n(k_3a)\right] \end{Bmatrix} = 0 \tag{10}$$

ومن أجل الأنماط WH :

$$\begin{Bmatrix} \left[J_n(k_1a_c)I_n'(k_1a_c)-J_n'(k_1a_c)I_n(k_1a_c)\right]\bullet \\ \left[k_1\varepsilon_{r3}Y_n(k_1a)K_n'(k_3a)-k_3\varepsilon_{r1}Y_n'(k_1a)K_n(k_3a)\right] \end{Bmatrix} - \begin{Bmatrix} \left[Y_n(k_1a_c)I_n'(k_1a_c)-Y_n'(k_1a_c)I_n(k_1a_c)\right]\bullet \\ \left[k_1\varepsilon_{r3}J_n(k_1a)K_n'(k_3a)-k_3\varepsilon_{r1}J_n'(k_1a)K_n(k_3a)\right] \end{Bmatrix} = 0 \tag{11}$$

هذه العلاقات مشابه من حيث الشكل للتي تم الحصول عليها من أجل الرنانات بالفراغ الحر (بدون قاعدة)

2-1-3- تحديد ثابت الانتشار المحوري β والتردد f

من أجل تحديد ثابت الانتشار β، فإنه من الضروري توصيل العناصر المماسية في z = h و z = −h و تحقيق الشروط الحدية عند z = −h −h_s، و بالتالي يمكن في النهاية الحصول على العلاقات التالية:

من أجل الأنماط WE :

$$\sin(2h\beta)\left[\beta^2\,tgh(\alpha_2h_s)-\alpha_1\alpha_2\right]-\cos(2h\beta)\left[\beta\alpha_1\,tgh(\alpha_2h_s)+\alpha_1\beta\right]=0 \tag{12}$$

ومن أجل الأنماط WH :

$$\sin(2h\beta)\left[\beta^2\,cotgh(\alpha_2h_s)-\alpha_1\alpha_2\right]-\cos(2h\beta)\left[\beta\alpha_1\,cotgh(\alpha_2h_s)+\alpha_1\beta\right]=0 \tag{13}$$

وبالتالي في حالة الرنان بالفراغ الحر سيكون لدينا ε_s=1 و $h_s \to \infty$.

2-1-4- حساب الترددات الطنينية

من أجل رنان عازل كهربائياً ومن أجل كل نمط WM سنقوم بالتحديد التقريبي للتردد الطنيني وذلك بالحل الآني للمعادلتين 10 و12 أو 11 و 13 وذلك بمساعدة برنامج تم كتابته بلغة فورتران. هذا البرنامج يعتمد الخطوات التالية:

- الخطوة الأولى تكون بالبحث عن قيمة لβ التي من أجلها ستتعدم المعادلات 12 أو 13 من أجل تردد معطى
- الخطوة الثانية تكون بالتحقق من أن قيم كلاً من β وf ستعدم العلاقات 10 أو 11

ويجب التحقق أيضاً من أن قيمة نصف القطر a_c المحسوب أن يكون أقل من نصف القطر الخارجي للرنان a.

إذاً سنجد التردد الطنيني للأنماط WE عندما تكون العلاقتان 10 و 12 معدومتان، وسنجد التردد الطنيني الأنماط WH عندما تكون العلاقتان 11 و 13 معدومتان. الآن سنقوم بتطبيق كل ما سبق على الحالتين:

– بنية مكوّنة من رنان عازل كهربائياً بسماحية ε_r متوضع على قاعدة ذات سماحية ε_s

– بنية مكوّنة من رنان عازل كهربائياً بالفراغ الحر (بدون وجود قاعدة)

الجدول التالي يبين المميزات الهندسية و الفيزيائية للبنى المدروسة.

ولنفرض أن الرنان محرّض بطريقة تسمح له بنشر الأنماط الهامسة، ولنفرض أن طريقة التحريض لا تؤثر على الترددات الطنينية للأنماط.

ε_r	ε_s	h_s(mm)	2h (mm)	2a mm	
9.87	9.6	0.635	7.64	30.24	بوجود قاعدة
9.87	-	-	7.64	30.24	بدون قاعدة
9.87	9.6	0.635	1	8	بوجود قاعدة
9.87	-	-	1	8	بدون قاعدة
9.87	9.6	0.25	0.635	5	بوجود قاعدة
9.87	-	-	0.635	5	بدون قاعدة

الجداول 1 و 2 و 3 التالية تعرض النتائج التي تم الحصول عليها من أجل عدة قيم للعدد الزاوي n، و ذلك لحالتي الرنان.

الجدول رقم (1): الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$

2a=30.24 mm 2h=7.64 mm h_s=0.635 mm ε_r=9.87 ε_s=9.6						
n	النمط	f(GHz) بدون قاعدة	f(GHz) مع قاعدة	النمط	f(GHz) بدون قاعدة	f(GHz) مع قاعدة
4	$WH_{4,0,0}$	9.177	8.27	$WE_{4,0,0}$	8.299	11.27
5	$WH_{5,0,0}$	10.369	9.17	$WE_{5,0,0}$	9.426	12.41
6	$WH_{6,0,0}$	11.546	10.17	$WE_{6,0,0}$	10.577	13.55
7	$WH_{7,0,0}$	12.711	11.21	$WE_{7,0,0}$	11.727	14.67
8	$WH_{8,0,0}$	13.865	12.35	$WE_{8,0,0}$	12.863	15.798
9	$WH_{9,0,0}$	15.007	13.44	$WE_{9,0,0}$	13.998	16.917
10	$WH_{10,0,0}$	16.149	14.75	$WE_{10,0,0}$	15.120	17.048

انطلاقاً من هذه النتائج في كلتا الحالتين (وجود قاعدة أو عدم وجودها) ومن أجل أي نمط من الأنماط فإنه يمكننا التحقق أن:

– التردد الطنيني لهذا النمط يزداد بزيادة العدد الزاوي n .

– الترددات الطنينية للأنماط تتصف بالدورية تبعاً للعدد الزاوي، ونلاحظ أن قيمة الدور يرتبط بشكل مباشر بنصف قطر الرنان الخارجي a ، حيث أنه من أجل الرنانات ذات أنصاف الأقطار الكبيرة فإن المسافة بين ترددين طنينيين متتاليين تكون صغيرة نسبياً، أما في الرنانات ذات أنصاف الأقطار الصغيرة فإن المسافة الترددية بين النمطين المتتاليين تكون كبيرة نسبياً.

و ختاماً و من أجل التحقق و الحكم أي النمطين نتائجه أكثر دقة فإنه يتوجب خطوة عملية

الجدول رقم (2): الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$

2a=8 mm 2h=1 mm h_s=0.635 mm ε_r=9.87 ε_s=9.6						
n	النمط	f(GHz) بدون قاعدة	f(GHz) مع قاعدة	النمط	f(GHz) بدون قاعدة	f(GHz) مع قاعدة
16	$WH_{16,0,0}$	89.317	88.396	$WE_{16,0,0}$	85.333	88.213
17	$WH_{17,0,0}$	93.505	92.312	$WE_{17,0,0}$	89.463	92.417
18	$WH_{18,0,0}$	97.684	96.309	$WE_{18,0,0}$	93.592	96.498
19	$WH_{19,0,0}$	101.851	100.401	$WE_{19,0,0}$	97.722	100.697
20	$WH_{20,0,0}$	105.991	104.546	$WE_{20,0,0}$	101.842	104.815

لقياس الترددات الطنينية لمختلف الأنماط. و لكن منطقياً من المتوقع أن تكون النتائج للأنماط $WE_{n,0,0}$ أكثر دقة من نتائج الأنماط $WH_{n,0,0}$ لأن مركبته E_z لن تكون مستمرة على سطوح الفصل للرنان، أما الأنماط $WE_{n,0,0}$ فإن مركباتها E_r, E_θ, H_z فهي مستمرة.

الجدول رقم (3) : الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$

$2a=5$ mm $2h=0.635$ mm $h_s=0.25$ mm $\varepsilon_r=9.87$ $\varepsilon_s=9.6$						
n	النمط	f(GHz) بدون قاعدة	f(GHz) مع قاعدة	النمط	f(GHz) بدون قاعدة	f(GHz) مع قاعدة
7	$WH_{7,0,0}$	81.445	80.146	$WE_{7,0,0}$	75.499	78.719
8	$WH_{8,0,0}$	88.396	87.096	$WE_{8,0,0}$	82.600	85.637
9	$WH_{9,0,0}$	95.312	94.012	$WE_{9,0,0}$	89.642	92.798
10	$WH_{10,0,0}$	102.171	101.001	$WE_{10,0,0}$	96.443	99.663
11	$WH_{11,0,0}$	109.131	107.696	$WE_{11,0,0}$	103.120	106.615

3 – الدراسة بالطريقة الرقمية

3-1- شرح مبسط[15][14][13]

لانجاز الدراسة الرقمية للبنية المدروسة (و بالتحديد دراسة الأنماط WM الممكن انتشارها في الرنان العازل كهربائياً)، فإنه سيتم استخدام مكتبة برنامج الحساب Modulef الذي يستخدم بيئة العناصر المنتهية، وذلك بعد ملاءمة هذه الطريقة على البنية المدروسة . هذه الطريقة يمكن تطبيقها على بنيات ذات أبعاد وأشكال لا على التعيين، تكون مكونة من حجوم محددة إما بجدران كهربائية (CCE) أو مغناطيسية (CCM) التي عليها يتم تطبيق الشروط الحدية المناسبة.

إن استخدام هذه الطريقة يبدأ بإدخال البنية هندسياً (أبعاد البنية) وتشكيل ما يعرف بالشبكة العنكبوتية للبنية وذلك بتقسيم البنية على شكل مثلثات في حالة الدراسة ببعدين ، و على شكل مجسمات في حالة الدراسة بثلاثة أبعاد ، مع الملاحظة أنه في المنطقة المتوقع انتشار الأمواج الكهرطيسية يجب أن نزيد عدد نقاط التقطيع (في حالتنا منطقة الرنان)، لأن ذلك يضمن الحصول على نتائج أكثر دقيقة ولكن بالمقابل فإن الزمن اللازم للحساب سيكون كبيراً نسبياً،.في دراستنا تم استخدام 623 نقطة و1187 عنصر وبالتالي 1187 مثلث. بعد ذلك يتم كتابة شيفرتين (كودين) خاصتين بهذه البنية:

- الأولى هي عبارة عن برنامج تهيئة للحساب ويتضمن إدخال الثوابت الفيزيائية للبنية المدروسة التي تم إدخالها هندسياً تحت اسم معين (.سماحيات الأوساط، الشروط الحدية للبنية (جدران معدنية CCE أو عازلة كهربائياً CCM)، نوع الاهتزاز (حر أم قسري (في حالتنا اهتزاز حر)).
- الثانية هي عبارة عن برنامج الحساب الذي من خلاله يمكن تحديد مختلف الأمواج المنتشرة في هذه البنية حتى التي تسمى بالأمواج الطفيلية غير المفيدة وذلك تبعاً للبارامترات لفيزيائية والهندسية للبنية المدروسة.

إن جوهر المسألة يكون بحساب الأمواج الكهرطيسية بكل ما يتعلق بها (مركبات الحقول الكهرطيسية– ثابت الانتشار الطولاني– السماحية الفعالة– التردد الطنيني–...)، و ذلك للبنية التي يمكن أن تحتوي على العديد من الأوساط بسماحيات مختلفة وبنفوذية مغناطيسية متماثلة. وتكون البنية محددة بسطوح فصل إما CCE أو CCM ، والتي عليها ستتوزع الشحن والتيارات السطحية. ومن ناحية ثانية، فإننا نتوضع دائماً بحالة أن مركبات الحقول الكهرطيسية هي دورية بالنسبة للزمن $\exp(-j\omega t)$ ، بالإضافة أن الأوساط هي متجانسة ومتماثلة ، ضمن هذه الشروط فإن معادلات ماكسويل يمكن أن تكتب بالصيغة النهائية التالية:

$$\iiint_V \left(\frac{1}{\varepsilon_r}\overrightarrow{\mathrm{rot}}\vec{H}\right)\left(\overrightarrow{\mathrm{rot}}\,\overrightarrow{\varphi_m}\right) dV - k_0^2 \iiint_V \mu_r \vec{H}\cdot\overrightarrow{\varphi_m}\, dV = -j\omega\varepsilon_0 \sum_{i=1}^{n} \iint_{S_{pi}} \overrightarrow{j_{mpi}}\cdot\overrightarrow{\varphi_m}\, dS_{pi} \qquad (14)$$

$$\iiint_V \left(\frac{1}{\mu_r}\overrightarrow{rot}\vec{E}\right)\left(\overrightarrow{rot}\,\overrightarrow{\varphi_e}\right)dV - k_0^2 \iiint_V \varepsilon_r \vec{E}\cdot\overrightarrow{\varphi_e}\,dV = -j\omega\mu_0 \sum_{i=1}^{n} \iint_{S_{pi}} \overrightarrow{j_{epi}}\cdot\overrightarrow{\varphi_e}\,dS_{pi} \qquad (15)$$

حيث: n: عدد المنافذ للبنية $i=1\rightarrow n$: رقم المنفذ p_i: مستوي المنفذ S_{pi}: سطح المستوي p_i V : حجم البنية φ_m و φ_e : تمثل على التوالي تابع الفحص القياسي بحائط مغناطيسي وكهربائي.

j_{epi} ، j_{mpi} : هي على التوالي التيارات السطحية المغناطيسية و الكهربائية للمستوي Pi

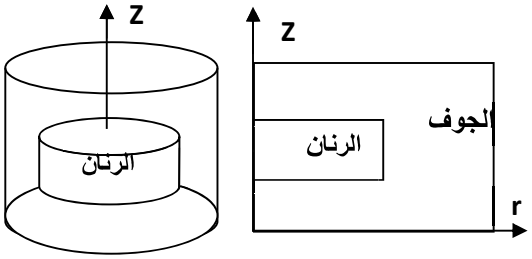
وهنا لدينا صيغتان ممكنتان للاستخدام: إما الصيغة E التي من خلالها يتم حساب الحقل الكهربائي $\vec{E}$ ، أو الصيغة H: التي من خلالها يتم حساب الحقل الكهربائي $\vec{H}$ ، و من خلال أحدهما يمكن حساب الآخر بواسطة معادلات ماكسويل.

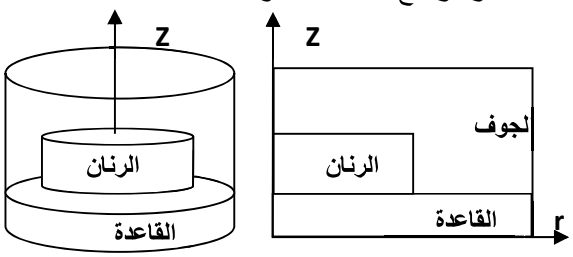
في البنية التي تم تشكيل شبكتها العنكبوتية فإنه يتم تطبيق العلاقة 14 أو العلاقة 15 على كل عنصر من عناصر الشبكة مع ضمان شروط الاستمرارية بين كل عنصرين متجاورين، علماً أنه لدينا نمطان من الحلول:

- الحل بالاهتزازات الحرّة الذي يسمح بالبحث عن الأنماط المتشرة– ثابت الانتشار– السماحية الفعّالة– التردد الطنيني للنمط المنتشر–.... هنا الحد الثاني من العلاقتين 14 و 15 يكون مساوياً للصفر.
- الحل بالاهتزازات القسرية الذي يتم فيه فرض التردد ومن ثم يتم البحث عن معاملات النقل و الانعكاس للبنية المدروسة.

3 –2 – نتائج الدراسة الرقمية

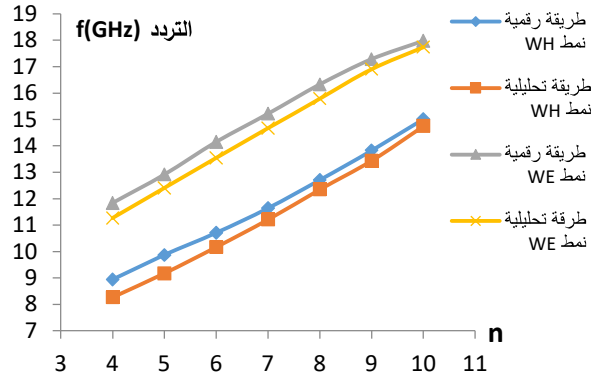
إن استخدام هذه الطريقة الرقمية يتطلب أن يكون الرنان العازل كهربائياً متوضعاً ضمن جوفٍ معدني، وسيتم دراسة الرنان بحالتين: وجود قاعدة وعدم وجودها. مع الأخذ بعين الاعتبار التناظر المحوري للبنية الذي يسمح بتخفيض البنية للنصف كما هو موضح بالأشكال 8 و 9.





الشكل رقم (8) : الرنان العازل كهربائياً متوضع على قاعدة **الشكل رقم(9) : الرنان العازل كهربائياً بدون قاعدة**

كما ذكرنا سابقاً، يتوجب أن تكون الشبكة العنكبوتية أكثر كثافة في المناطق المتوقع أن يكون فيها الحقل الكهرطيسي قوياً أو أنه يخضع لتغيرات قوية (في حالتنا الحقل يكون مركّز بين الجدار الداخلي للرنان r = a ونصف القطر الوهمي $r = a_c$، فإن عدد العقد يجب أن يكون كبيراً).



شكل رقم (10): تغيرات الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ كتابع للعدد الزاوي n بوجود قاعدة

2– 1– رنان عازل كهربائياً بوجود قاعدة

3 –2 –1–1 – الحالة الأولى

في البداية سنقوم بتطبيق هذه الطريقة على الرنان الذي تم دراسته سابقاً، والذي يتميز بالمواصفات التالية:

$\varepsilon_r=9.87$ $2a=30.24mm$

$2h=7.64mm$ $h_s=0.635mm$ $\varepsilon_s=9.6$

. و الشكل 10 يبين تغيرات الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ كتابع للعدد الزاوي n و التي تم الحصول عليها بالطريقتين التحليلية و الرقمية.

3 –2 –1–2 – الحالة الثانية

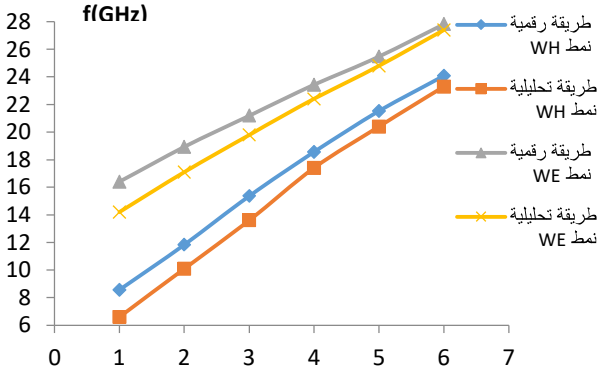
الآن سنقوم بدراسة البنية ذات المواصفات التالية

$\varepsilon_r=9.6$ $2a=14mm$

$\varepsilon_s=2.2$ ، الجوف $2h=2$ mm $h_s=0.25$ mm المعدني

الذي يحيط بالرنان له قطر 30 mm وارتفاع 7 mm .

و الشكل 11 يبين تغيرات الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ كتابع للعدد الزاوي n و التي تم الحصول عليها بالطريقتين التحليلية و الرقمية.



شكل رقم (11): تغيرات الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ كتابع للعدد الزاوي n بوجود قاعدة

من هذه النتائج نلاحظ أن قيم الترددات الطنينية قريبة من بعضها و لكنها غير متطابقة تماماً، وهذا الاختلاف ناتج عن أنه في الطريقة التحليلية لا يؤخذ بعين الاعتبار تأثير الجوف المعدني المحيط بالرنان كما هو بالطريقة الرقمية. ومن ناحية ثانية و بالنسبة للطريقتين فإنه كلما زدنا العدد الزاوي n فإن قيم الترددات الطنينية تتقارب لكلا الطريقتين، و ذلك بسبب تمركز القدرة بالقرب من الجدار الداخلي للرنان.

3 –2 –2 رنان عازل كهربائياً بدون قاعدة

3 –2 –2–1 – الحالة الأولى

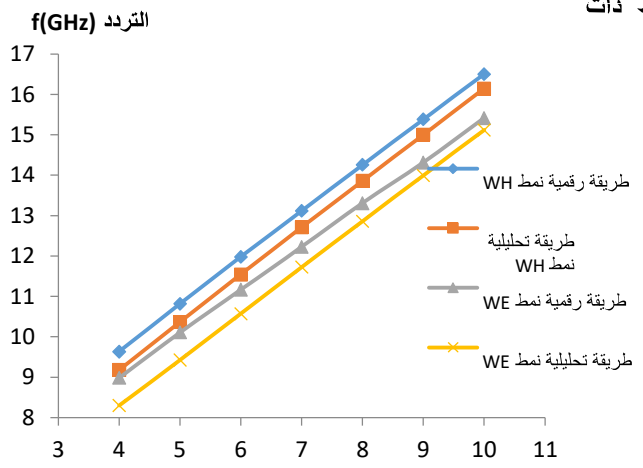
كذلك هنا سنقوم بتطبيق هذه الطريقة على الرنان الذي تم دراسته سابقاً، والذي يتميز بالمواصفات التالية: $\varepsilon_r=9.87$

$2h=7.64mm$ $2a=30.24mm$، الجوف المعدني الاسطواني المحيط بالرنان له قطر 60mm وارتفاع 30 mm .

و كالسابق فإن الشكل 12 يبين تغيرات الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ كتابع للعدد الزاوي n و التي تم الحصول عليها بالطريقتين التحليلية و الرقمية. و من خلال النتائج التي تم الحصول عليها، ومن أجل نمط محدد فإننا نلاحظ أيضاً أن التردد الطنيني يزداد طردياً بزيادة العدد الزاوي n. وضمن هذه الشروط و خصوصاً الأبعاد الكبيرة نسبياً للرنان، ومن أجل عدد زاوي n ثابت، فقد لاحظنا أنه لدينا عدد كبير من الأنماط ذات المراتب الأعلى من الأنماط $WE_{n,0,0}$ و $WH_{n,0,0}$ والجدول 6 يبين ذلك. و من ناحية ثانية ، فإن أبعاد الجوف تلعب دوراً مهماً على ترددات الأنماط التي لها تغيرات كبيرة على البعد المحوري و الراديالي.

الجدول رقم (4) : الترددات الطنينية لمختلف الأنماط ذات المرتبة الأعلى من $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ بدون قاعدة

n	النمط	f(GHz) طريقة تحليلية	f(GHz) طريقة رقمية
8	$WE_{8,0,1}$	13.125	14.543
8	$WE_{8,1,0}$	16.167	16.921
8	$WE_{8,1,1}$	16.813	17.767
8	$WE_{8,2,0}$	19.633	20.387
8	$WH_{8,1,0}$	15.725	16.163
8	$WH_{8,0,1}$	17.800	18.103
8	$WH_{8,2,0}$	19.089	19.275
8	$WH_{8,1,1}$	19.839	20.229



الشكل رقم 12: تغيرات الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ كتابع للعدد الزاوي n بدون قاعدة

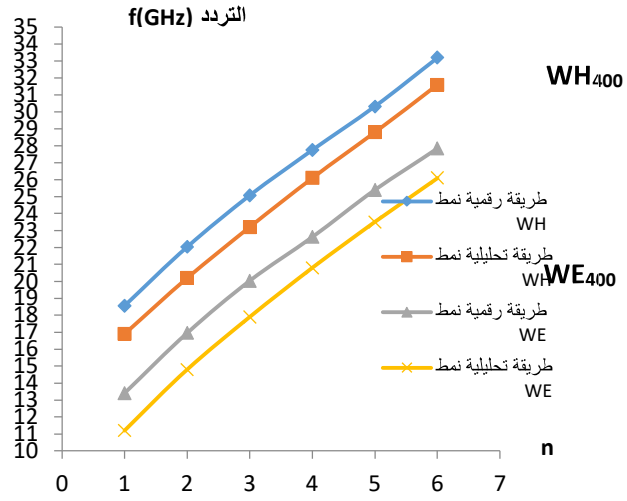
3 –2 –2–2 – الحالة الثانية

الآنَ سنقوم بدراسة البنية ذات المواصفات التالية: $2h=2mm$ $2a=14mm$ $\varepsilon_r=9.6$ والجوف المعدني الذي يحيط بالرنان له قطر 30mm وارتفاع 7mm، النتائج التي تم الحصول عليها بمختلف الطرق موضحة بالجدول5 و الشكل13

الجدول رقم (5): الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و$WE_{n,0,0}$

n	النمط	f(GHz) تحليلية	f(GHz) رقمية	النمط	f(GHz) تحليلية	f(GHz) رقمية
1	$WH_{1,0,0}$	16.9	18.56	$WE_{4,0,0}$	11.2	13.40
2	$WH_{2,0,0}$	20.2	22.04	$WE_{2,0,0}$	14.8	16.96
3	$WH_{3,0,0}$	23.2	25.07	$WE_{3,0,0}$	17.9	20.03
4	$WH_{4,0,0}$	26.1	27.75	$WE_{4,0,0}$	20.8	22.62
5	$WH_{5,0,0}$	28.8	30.32	$WE_{5,0,0}$	23.5	25.40
6	$WH_{6,0,0}$	31.6	33.20	$WE_{6,0,0}$	26.1	27.84

من هذه النتائج و كالسابق، نلاحظ أن قيم الترددات الطنينية قريبة من بعضها و لكنها غير متطابقة تماماً و ذلك للأسباب المعللة أعلاه. و كذلك و كما في الحالات السابقة نلاحظ أنه كلما زدنا العدد الزاوي n فإن القدرة ستتمركز داخل الرنان و بالقرب من الجدار الداخلي للرنان. ويجب الملاحظة أنه و بالرغم من أن الطريقة التحليلية نتائجها تقريبية فإنها تسمح لنا بسرعة معرفة القيمة التقريبية لتردد الطنين للأنماط المبحوث عنها، و هذا بالتالي سمح لنا معرفة المجال الترددي الذي سيستخدم في الطريقة الرقمية، و الذي بدوره ساعد في اختصار زمن الحساب بالطريقة الرقمية.



شكل 13: تغيرات الترددات الطنينية للأنماط $WH_{n,0,0}$ و $WE_{n,0,0}$ كتابع للعدد الزاوي n بدون قاعدة

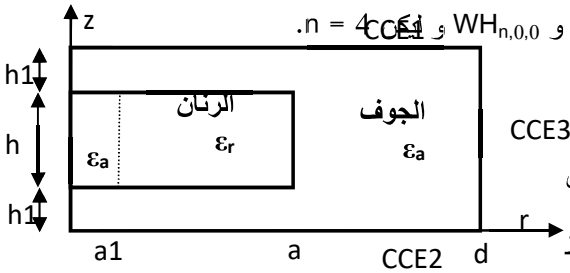
4-دراسة تغيرات معامل النوعية بالفراغ كتابع لأبعاد البنية

سندرس في هذه المرحلة تغيرات معامل النوعية بالفراغ لبنية برنان عازل كهربائياً كتابع لأبعاد الرنان و الجوف المعدني المحيط به. هذه الدراسة ستسمح لنا بمعرفة البارامترات التي لها تأثير كبير على هذا المعامل. إن برامج Modulef ستمكننا من حساب ضياعات العزل الكهربائي و المعدني و بالتالي حساب معامل النوعية بالفراغ Q_0 . علماً أن دراسة التغيرات ل Q_0 ستكون لنفس العدد الزاوي n لكلا النمطين $WE_{n,0,0}$ و $WH_{n,0,0}$ و لأجل n = 4.

مميزات الرنان: h = 2 mm a = 6 mm→ 8 mm

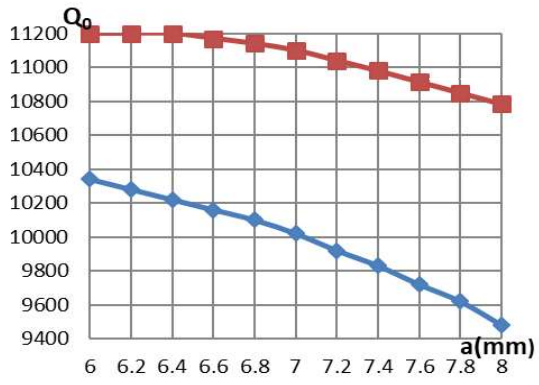
و مميزات الجوف: $\varepsilon_r = 9.6$ a1 = 1 mm

h1 = 3 mm $\varepsilon_a = 1$ d = a+3 mm



الشكل رقم 14:الرنان العازل كهربائياً مثقوب و متوضع في جوف معدني

نتائج تغيرات معامل النوعية بالفراغ كتابع لنصف قطر الرنان مبينة بالشكل 15. من هذا الشكل نلاحظ أنه من أجل النمط WH_{400} فإن معامل النوعية بالفراغ Q_0 أعلى من Q_0 للنمط WE_{400} وأن Q_0 للنمط WE_{400} ينخفض بشدة أكثر من Q_0 للنمط WH_{400} و ذلك بزيادة نصف قطر الرنان.

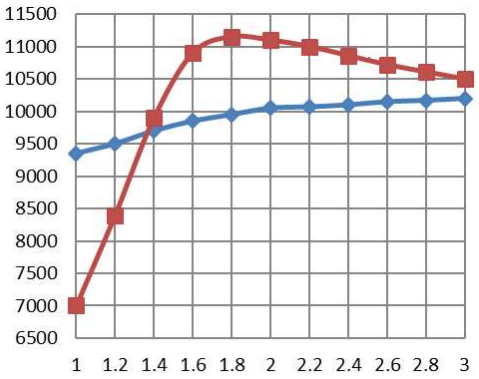


الشكل رقم 15 : تغيرات المعامل Q_0 كتابع لنصف قطر الرنان

4-1- دراسة تغير معامل النوعية بالفراغ كتابع لأبعاد الرنان

4-1 – 1- دراسة التغيرات كتابع لنصف قطر الرنان

إن البنية المدروسة متناظرة حول محورها، و بالتالي سيتم تنفيذ الحسابات بواسطة برامج Modulef ببعدين على نصف البنية كما هو موضح بالشكل 14. و الرنان العازل كهربائياً مثقوب في مركزه للتمكن من تثبيته بواسطة قضيب معدني. و من ناحية ثانية فقد ثبتنا الناقلية الكهربائية للجدران الثلاثة على $\sigma = 10^7$ و ضياعات الميل للمادة المكونة للرنان $tg\ \delta = 10^{-4}$



4-1 – 2- دراسة التغيرات كتابع لارتفاع الرنان

مميزات الرنان: a = 7 mm h = 1 mm→ 3 mm
و مميزات الجوف: a1 = 1 mm ε_r = 9.6
d = 10 mm ε_a = 1 h1 = 3 mm

نتائج تغيرات معامل النوعية بالفراغ كتابع لارتفاع الرنان مبينة بالشكل 16. من هذا الشكل نلاحظ أنه بالنسبة للنمط WE_{400} فإن Q_0 يتغير بشكل طفيف مع زيادة ارتفاع الرنان، أما Q_0 للنمط WH_{400} فإنه يتغير بشكل كبير و يمر بقيمة أعظمية ثم ينخفض مع زيادة الارتفاع.

الشكل رقم (16) : تغيرات معامل النوعية بالفراغ Q_0 كتابع لارتفاع الرنان

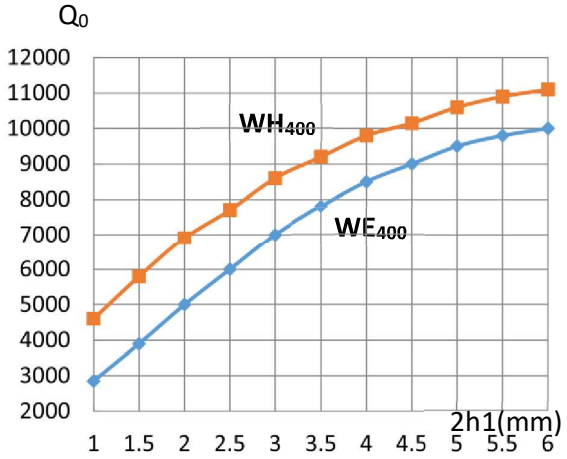
من هذه الدراسة لمعامل النوعية بالفراغ و من أجل الحالتين فإنه يمكن أن نلاحظ أن النمط WE_{400} أقل حساسية لتغيرات أبعاد الرنان من النمط WH_{400}.

4-2- دراسة تغير معامل النوعية بالفراغ كتابع لأبعاد الجوف

4-2 – 1- دراسة التغيرات كتابع لارتفاع الجوف

مميزات الرنان: a = 7 mm h = 2 mm
و مميزات الجوف: a1 = 1 mm ε_r = 9.6
d = 10 mm ε_a = 1 2 h1 = 1→6 mm

نتائج تغيرات معامل النوعية بالفراغ كتابع لارتفاع الجوف مبينة بالشكل 17. من هذا الشكل نلاحظ أن Q_0 يتغير بنفس الطريقة للنمطين WH_{400} و WE_{400} وأن Q_0 للنمط WH_{400} يبقى دوماً أعلى من Q_0 للنمط WE_{400}.
مع زيادة ارتفاع الرنان، أما Q_0 للنمط WH_{400} فإنه يتغير بشكل كبير و يمر بقيمة أعظمية ثم ينخفض مع زيادة الارتفاع.

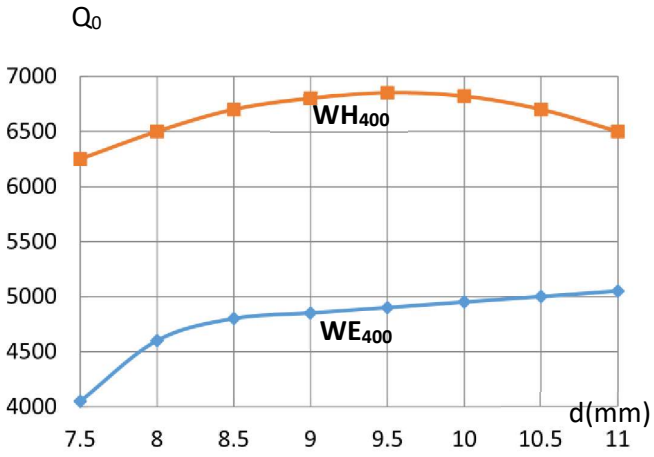


شكل رقم (17) : تغيرات معامل النوعية بالفراغ Q_0 كتابع لارتفاع الجوف

4-2 – 2- دراسة التغيرات كتابع لنصف قطر الجوف

مميزات الرنان: a = 7 mm h = 2 mm
a1 = 1 mm ε_r = 9.6
مميزات الجوف: d = 7.5→11 mm
ε_a = 1 h1 = 1 mm

نتائج تغيرات معامل النوعية بالفراغ كتابع لنصف قطر الجوف مبينة بالشكل 18. من هذا الشكل نلاحظ أن Q_0 بالنسبة للنمط WH_{400} يتجه لقيمة أعظمية ثم يتناقص مع زيادة نصف قطر الجوف، أما Q_0 بالنسبة للنمط WE_{400} فإن زيادته تكون باتجاه قيمة الثبات.



شكل رقم (18): تغيرات معامل النوعية بالفراغ Q_0 كتابع لنصف قطر الجوف

5 – مناقشة النتائج و التوصيات:

من خلال القسم الأول لهذه الدراسة، فإن استخدام الطريقة التحليلية المطوّرة في هذا البحث مكنتنا من التحديد التقريبي للخواص الترددية للرنانات العازلة كهربائياً العاملة على الأنماط WM. هذه النتائج ساعدتنا كثيراً في تخفيض زمن الحساب بالطريقة الرقمية في القسم الثاني من هذه الدراسة. حيث أن هذه الأخيرة سمحت لنا أن نحدد بدقة الاستجابة الكهرطيسية لكل بنية مدروسة: الترددات الطنينية– مركبات الحقول الكهرطيسية– توزع القدرة الكهرطيسية في البنية المدروسة– معامل النوعية بالفراغ .... و بالتالي من خلال هاتين الطريقتين فقد تمكنا في المرحلة الأولى من دراسة تأثير الخواص الهندسية (الأبعاد) و الفيزيائية للبنية على البارامترات الكهرطيسية للأنماط WM. و من خلال ذلك درسنا تأثير العدد الزاوي على البارامترات الكهرطيسية للأنماط الممكن انتشارها في الرنان على شكل قرص مصمت (disc) ، فقد تبين لنا من أجل كل نمط أنه مع زيادة العدد الزاوي n فإن قدرته تنتقل لتتمركز بجوار السطح الداخلي لجدار الرنان و تردده يزداد طردياً.لذلك من أجل استبعاد الأنماط ذات العدد الزاوي المنخفض في التطبيقات العملية التي تستلزم الأنماط ذات العدد الزاوي المرتفع نسبياً فإنه نقترح استخدام رنان عازل كهربائياً على شكل حلقة سطحها الداخلي بقطر مساوي للقطر الوهمي $r = a_c$ و سطحها الخارجي مساوي لقطر الرنان الخارجي $r = a$. و في المرحلة الثانية و اعتماداً غلى الطريقة الرقمية فقد درسنا تغيرات معامل النوعية بالفراغ كتابع لأبعاد البنية (الرنان و الجوف) . ختاماً، إن هذه الدراسة مهمةً لأنها تسمح لنا بتحديد أبعاد البنية الملائمة من أجل نمط معين لاستخدامها في مجال الترددات العالية، و ذلك في تشكيل الدارات الفعّالة والغير فعّالة مثل: المرشحات Filters كحالتنا– القارنات الاتجاهية Directing Couplers– ... الممكن استخدامها في حقل الاتصالات الحديثة.

المراجع العلمية

1- Combes P.F. , 1996- Microondes : Lignes, Guides et Cavites. Dunod,ISBN 210002840 5 Paris

2- Combes P.F. , 1998- Circuits Passifs, Propgtion, Antennes. Dunod,ISBN Paris

3- Badev A., Nov. 2008, Matériaux diélectriques à faibles Pertes utilisés comme résonateurs et filtres dans les circuits micro-ondes, Thèse de doctorat université Toulouse (France).

4- Kajfez D.and Guillon P., 1986, Cds. Dielectric Resonators, Artech House Books

5- Binsangou,V., 1999- These n°6-99 Limoges, France

6- Zuhair A. Tayyeb, 2011, Use of Cr-39 Polymer for Radiation Dosimetry - JKAU: Eng. Sci., Vol. 22 No.1, pp: 79-96 (2011 A.D. / 1432A.H.) Doi: 10.4197 / Eng. 22-1.5

7- Auxemery P., 2006- Contribution a l'étude des paramètres Electriques et Magnetiques des Résonateurs Diélectriques, Thèse de doctorat no d'ordre 34-06, France

8- Pozar D. M., 2005- Micowave Engineering 3rd ed. John Wiley

9- Deych L., Rubin J., 2008- Single-particle Rayleigh scattering of whispering modes: split or not to split?, Queens College-CUNY, NEMSS- Middletown

10- Michael L. Gorodetsky, Aleksey E. Fomin, 2005- Geometrical theory of whispering modes, Arxiv: physcs/0509226v1 Sep. 2005

11- Wei Hong, Xiaohan Sun, 2010- Micro-disks embedded microring for optical filter, JiangsuProvincial Center for Optical Sensors and Optical Communications Network Technology, Lab of Photonics and Optical Communications, Southeast University, #2 SiPaiLou, Nanjing 210096, China Article history: Received 4 July 2010 Accepted 15 December 2010 Available onlinexxx

12- Cros D. 1990- Oscillateurs et Combineurs de Puissance Millimétriques, Thèse de doctorat no d'ordre 44-1990, France.

13- SCHILDERS,W.H.A,TER MATEN, E.J.W., 2005- Special Volume: Numerical Methods in Electromagnetics , London, UK.

14- MATTHEW, N.O., 2000 - Numerical Techniques In Electromagnetics. ISBN, Second Edition-New York, 750p

15- MATTHEW, N.O., 2001- Elements Of Electromagnetic, ISBN, Third Edition-New York, 765p.