

HIAST
Communication
Department

الجمهورية العربية السورية
المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا
قسم الاتصالات
العام الدراسي 2020/2021

أطروحة

أعدت لنيل درجة الماجستير في هندسة الاتصالات الراديوية والنقالة

دراسة نظرية وعملية للهوائي ذاتي الازدواج بتقنية مرشحات الأمواج المتكاملة ضمن الركيزة

تقديم

م. عبد الله رشو

إشراف

د. علي حسن

14/9/2023

تصريح

أنا الموقع أدناه عبد الله محمد عبد الناصر رشو معدّ أطروحة الماجستير التي تحمل العنوان:
دراسة نظرية وعملية للهوائي ذاتي الازدواج بتقنية مرشحات الأمواج المتكاملة ضمن الركيزة
أصرح بأن:

- الأعمال والنتائج المعروضة في هذه الأطروحة هي نتيجة جهودي الشخصية وبتوجيه من المشرف، وأن ما عدا ذلك من معلومات ونتائج قد نُسبت إلى مصادرها ومؤلفيها، وأشير إلى ذلك في متن النص وفي قائمة المراجع.
- المعطيات والمعلومات المستخدمة في هذه الأطروحة جرى تحصيلها بطرائق سليمة ومشروعة ونُسبت إلى مصادرها في المواضع الملائمة.
- كلّ مكّون من مكونات هذه الأطروحة (مقطع نصّي، صورة، مخطط، ...) مقتبس من عمل آخر جرى تمييزه بوضوح ونُسب إلى مصدره.
- الأعمال والنتائج المعروضة في هذه الأطروحة لم تُستخدم سابقاً وليست قيد الاستخدام للحصول على أي شهادة أكاديمية أخرى.

التوقيع

دمشق / / 202

المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا

Higher Institute for Applied Sciences and Technology

المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا مؤسسة حكومية للتعليم العالي أحدثت بموجب المرسوم التشريعي رقم /24/ لعام 1983، وذلك بهدف إعداد كوادر علمية متميزة من مهندسين وباحثين للإسهام الفاعل في عملية التطوير العلمي والتنمية في الجمهورية العربية السورية.

يمنح المعهد العالي درجة الإجازة في الهندسة في الاتصالات والمعلوماتية والنظم الإلكترونية والميكاترونيكس وعلوم وهندسة المواد وهندسة الطيران. يقبل المعهد العالي لدراسة هذه الاختصاصات شريحة منتقاة من المتفوقين في الشهادة الثانوية من الفرع العلمي. يتيح المعهد العالي أيضاً برامج ماجستير أكاديمي في نظم الاتصالات وفي التحكم والروبوتيك وفي نظم المعطيات الكبيرة ونظم المعلومات ودعم القرار وفي علوم وهندسة المواد وعلوم وهندسة البصريات. وأخيراً، يمنح المعهد العالي درجة الدكتوراه في الاتصالات والمعلوماتية ونظم التحكم والفيزياء التطبيقية. تُحدث في المعهد العالي اختصاصات جديدة بحسب متطلبات سوق العمل وتوجهات البحث والتطوير المحلية والعالمية.

إلى جانب النشاط التعليمي، يمارس المعهد العالي عبر جهود أطره وفعالياته العلمية المختلفة نشاطاً حثيثاً في البحث والتطوير، إذ ينفذ مشاريع ودراسات واستشارات متنوعة لصالح الجهات العامة والخاصة في القطر، كما يتعاون مع جهات خارج القطر في بعض المشاريع البحثية والتطويرية. يسعى المعهد أيضاً، عبر دورات تدريبية نظرية وعملية متاحة للقطاعين العام والخاص وللأفراد، إلى إفادة أوسع فئة من المهتمين من إمكانيات أطره العلمية ومخبراته. واستكمالاً لدوره الرائد في مجال التعليم ونشر العلم، ينشر المعهد العالي كتباً علمية عالية المستوى من نتاج أطره، منها ما هو تدريسي يوافق المناهج في المعهد العالي ويفيد شريحة واسعة من الطلاب الجامعيين عموماً، ومنها ما هو علمي ثقافي. يتيح المعهد العالي بعضاً من منشوراته على موقعه على الشبكة، كما يتيح إمكانية الاطلاع على رسائل الماجستير والدكتوراه المنفذة في المعهد العالي وعلى بعض منشورات طلابه وأطره من المقالات العلمية.

المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا، الجمهورية العربية السورية، دمشق، ص.ب 31983

Higher Institute for Applied Sciences and Technology – HIAST

P. O. Box 31983, Damascus, Syrian Arab Republic

هاتف 00963115123819 - فاكس 00963115140761

بريد إلكتروني contact@hiast.edu.sy

موقع إلكتروني www.hiast.edu.sy

إلى تاج رأسي الذي أعتز به... أبي.

إلى جوهرة التاج التي أباهي بها الناس... أمي.

إلى صديقي الأول ومنافسي الأول، ومرآتي التي تربي نفسي دون زيف... توأمي.

إلى الرفيقين العزيزين العنيدين، من نالا نصيباً من اسميهما... أخوي المؤيد والمعتصم.

إلى من قضينا الأيام معهم نبني الأحلام ونهون على بعضنا مرارة الأيام... أصدقائي.

(... احفظ الله يحفظك، احفظ الله تجده أمامك، تعرف إلى الله في الرخاء يعرفك في الشدة، إذا سألت فاسأل الله، وإذا استعنت فاستعن بالله فقد جف القلم بما هو كائن، فلو أن الخلق كلهم جميعاً أرادوا أن ينفعوك بشيء لم يقضه الله لك لم يقدرُوا عليه، وإن أرادوا أن يضروك بشيء لم يقضه الله لك لم يقدرُوا عليه، واعمل لله بالشكر واليقين، واعلم أن في الصبر على ما تكره خيراً كثيراً، وأن النصر مع الصبر، وأن الفرج مع الكرب، وأن مع العسر يسراً).

مقتبسٌ من حديثِ نبويٍّ شريف

كلمة شكر

أشكر الدكتور علي حسن علي قبوله الإشراف على رسالتي، وعلى سعة صدره معي خلال مسيرتي في الأطروحة، وأشهد بأنه كان الإنسان الرفيق الناصح قبل أن يكون الأستاذ المشرف، كما أشكر زميلي المهندس آدم الدويري على نصائحه القيمة ومناقشاتنا التي أثرت ودفعت بسير الرسالة قدماً.

عبد الله رشو

الملخص

تتضمن هذه الرسالة دراسةً نظرياً للهوائي ذاتي الازدواج المصنَّع بتقانة مرشحات الأمواج المتكاملة ضمن الركيزة. وقد تضمنت دراسةً للتجاويف الطنانة وطرائق تصميمها والتأثير في أنماطها الطنينية وخصوصاً باستخدام وصلات القص، ثم دراسة في كيفية تحقيق الهوائي ذاتي الازدواج من خلال إضافة مأخذين إلى التجويف الطنان، وتحقيق العزل الكهربائي بين المأخذين عن طريق إضافة شقوق طويلة تؤمن العزل المطلوب لتحقيق خاصية الازدواج الترددي، وأخيراً جرى من خلال الدراسة العملية والتصميم إضافة تحسين في عرض حزمتي الإرسال والاستقبال من خلال استخدام وصلات القص لتحقيق دمج للأنماط المختلفة في التجويف الطنان.

Abstract

This thesis includes a theoretical study of the Self-Diplexing Antenna, manufactured with the Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology.

And It includes a study of Resonant Cavities and the methods used to design them and affecting their resonant modes by especially adding shorting vias, next there is a study of realizing Self-Diplexing Antenna by adding two ports to the cavity, and creating electrical isolation between ports by using long slots that provide the required isolation for achieving the Self-Diplexing property, and finally a method for enhancing bandwidth for transmitting and receiving bands by introducing shorting vias in cavity structure to merge the different modes of the resonant cavity.

المحتويات

14	قائمة الأشكال
16	قائمة الجداول
17	الاختصارات
18	الرموز المستخدمة
20	مقدمة عامة
21	مرشد الأمواج
21	1.1- مقدمة
22	2.1- الأنماط المنتشرة ضمن المرشد المستطيل:
24	1.2.1- نمط الموجة الكهربائية المستعرضة TE Waves:
26	2.2.1- نمط الموجة المغناطيسية المستعرضة TM Waves:
29	3.1- الخاتمة
30	التجاويف الطنّانة
30	1.2- مقدمة
30	2.2- دارات الطنين التسلسلية والتفرعية:
30	1.2.2- دائرة الطنين التسلسلية:
32	1.1.2.2- معامل الجودة Q factor لدائرة الطنين التسلسلية:
33	2.1.2.2- ممانعة الدخل لدائرة الطنين التسلسلية بجوار تردد الطنين:
33	3.1.2.2- عرض حزمة نصف الاستطاعة النسبي لدائرة الطنين التسلسلية:
34	2.2.2- دائرة الطنين التفرعية:
36	1.2.2.2- ممانعة الدخل لدائرة الطنين التفرعية بجوار تردد الطنين:
38	3.2- تجاويف المرشد الموجي المستطيل الطنّانة:
39	1.3.2- معامل الجودة غير المحتمل للنمط TE_{10l} :

41	4.2- الخاتمة
42	تقانة مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة
42	1.3- مقدمة
43	2.3- بنية مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة SIW:
45	3.3- تقريب بنية SIW إلى مرشد الأمواج المستطيل:
46	4.3- التجويف الطنان المصمم بتقانة SIW:
47	1.4.3- معامل الجودة في التجويف الطنان المصمم بتقانة SIW:
49	5.3- الخاتمة
50	الهوائي ذاتي الازدواج المحقق بتقانة SIW
50	1.4- مقدمة
50	2.4- دراسة مرجعية للهوائيات ذاتية الازدواج بتقانة SIW:
56	3.4- تحسين عرض الحزمة في هوائيات SDA:
60	4.4- الخاتمة
61	التصميم العملي
61	1.5- مقدمة:
62	2.5- متطلبات التصميم:
65	3.5- تصميم التجويف الطنان نصف النقط:
66	1.3.5- اشتقاق معادلتَي حساب البعدين <i>Weff</i> و <i>Leff</i> :
68	2.3.5- تصميم التجويفين الطنانين:
71	4.5- الهوائي ذاتي الازدواج:
73	1.4.5- استخدام وصلات القصر في توسيع عرض الحزمة الترددية:
80	2.4.5- توفيق الممانعة:
88	3.4.5- مقارنة مع الأعمال السابقة الرائدة في هذا المجال:
89	5.5- خاتمة:
90	الآفاق المستقبلية
91	المراجع

93 **ABSTRACT**

93 الملخص

قائمة الأشكال

- الشكل 1- مرشد الأمواج التقليدي بشكليته المستطيل والدائري [2] 21
- الشكل 2 - دائرة طنين تسلسلية، منحني طويلة ممانعة الدخل لدائرة الطنين التسلسلية [2] 31
- الشكل 3 - دائرة طنين تفرعية وممانعة الدخل لدائرة الطنين التفرعية [2] 34
- الشكل 4 - دائرة طنين موصولة إلى حمل خارجي [2] 37
- الشكل 5 - بنية التجويف الطنان المستطيل [2] 38
- الشكل 6 - بنية مرشد الأمواج الرقائقي [6] 42
- الشكل 7- بنية مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة [4] 43
- الشكل 8- مناطق العمل في بنية SIW بناءً على قيم الخطوة وقطر وصلات القصر بالنسبة إلى طول موجة القطع λ_c [7] 43
- الشكل 9- مناطق العمل في بنية SIW بتفصيل أدق [7] 44
- الشكل 10- تغير قيمة معامل الجودة مع زيادة ارتفاع الركيزة باعتبار ركائز مختلفة [12] 49
- الشكل 11- بنية الهوائي ذاتي الازدواج مع توزيع التيارات الكهربائية عند تغذية كل من المأخذين [16] 51
- الشكل 12- بنية الهوائي ذاتي الازدواج [17] 52
- الشكل 13 كثافة الحقول المغناطيسية عند تغذية أحد المأخذين بمعزل عن الآخر [17] 53
- الشكل 14- بنية الهوائي ذاتي الازدواج [18] 54
- الشكل 15- تغير موقع صفر التمير بتغيير التوضع النسبي بين مأخذي التجويف [19] 55
- الشكل 16- أشكال مختلفة لشبكات توفيق الممانعة وفق تقانة SIW [21] 57
- الشكل 17 - الهوائي متعدد الأنماط مع أسلوب عمله بدمج النمطين الأول والثاني [22] 58
- الشكل 18 الأنماط المختلفة باستخدام وصلتي قصر [23] 59
- الشكل 19- الأثر التحريضي لوصله قصر بيضوية في مرشد موجة [24] 59
- الشكل 20- مخطط تدفقي لسير عملية التصميم الكلية 62
- الشكل 21- شكل الأنماط المنتشرة في التجويف كامل النمط ونصف النمط 63
- الشكل 22- مخطط تدفقي لسير عملية تصميم كلا التجويفين الطنانين 65
- الشكل 23- التجويف الطنان الأول 69
- الشكل 24- الأنماط الطنانة الأربعة الأولى للتجويف الأول 69
- الشكل 25- التجويف الطنان الثاني 70
- الشكل 26- الأنماط الطنانة الأربعة الأولى للتجويف الثاني 70

- الشكل 27- الهوائي الناتج عن دمج تجويفين نصفين لبشكلاً تجويفاً واحداً. 71
- الشكل 28 - الهوائي الناتج بعد ربط مدخلي التغذية إليه عبر الفتحتين التحريصيتين. 72
- الشكل 29- معاملات الانتثار S11 و S12 و S21 للهوائي الأساسي. 72
- الشكل 30- الدارة المكافئة لوصلة قصر في مرشد أمواج تقليدي [24]. 74
- الشكل 31- الهوائي ذاتي الازدواج بعد إضافة وصلتي القصر لدمج النمطين الأول والثالث لكل تجويف. 76
- الشكل 32- معاملات الانتثار S11 و S12 و S21 للهوائي بعد إدخال وصلتي قصر. 76
- الشكل 33 - معامل S11 للهوائي عند تغيير قطر وصلة القصر في التجويف الموافق. 77
- الشكل 34 - معامل S22 للهوائي عند تغيير قطر وصلة القصر في التجويف الموافق. 77
- الشكل 35 - معامل S21 للهوائي ويمثل العزل بين المأخذين عند تغيير قطر وصلة القصر. 78
- الشكل 36- الهوائي بعد إضافة وصلتي قصر إضافيتين. 78
- الشكل 37- معاملات الانتثار S11 و S12 و S21 بعد إضافة وصلتي قصر إضافيتين للهوائي. 79
- الشكل 38- ازدياد تردد النمط الأول متأثراً بازدياد التباعد بين وصلتي القصر. 80
- الشكل 39- إدخال خط النقل Inset Feed ضمن التجويف الأول. 80
- الشكل 40- تغير توفيق الممانعة مع تغيير عمق الإدخال. 81
- الشكل 41- تغيير مسافة التباعد بين وصلتي القصر للتجويف الأول عند عمق إدخال 1.5 mm. 81
- الشكل 42- معاملات الانتثار بعد ضبط عمق الإدخال ومقدار فتحة الإدخال التحريضية. 82
- الشكل 43- المعامل S11 عند تغيير عرض خط النقل الواصل للتجويف الأول. 83
- الشكل 44- المعامل S22 عند تغيير عرض خط النقل الواصل للتجويف الثاني. 83
- الشكل 45- المعامل S22 عند تغيير طول خط النقل الواصل للتجويف الثاني. 84
- الشكل 46- معاملي الانتثار S11 و S22 في مخطط سميث بعد عملية الأمثلة. 84
- الشكل 47- بنية الهوائي الناتجة عن عملية الأمثلة. 85
- الشكل 48- معاملات الانتثار كاملة للهوائي بعد عملية الأمثلة. 86
- الشكل 49- الاستقطابين المتوافق والمتعارض عند المستويين E-Plane و H-Plane عند التردد $f=8.63$ GHz. 86
- الشكل 50- الاستقطابين المتوافق والمتعارض عند المستويين E-Plane و H-Plane عند التردد $f=9.82$ GHz. 87
- الشكل 51- المخطط الإشعاعي لحزمة الإرسال $f=8.63$ GHz وحزمة الإستقبال $f=9.82$ GHz. 88

قائمة الجداول

- الجدول 1- مواصفات تصميمية للهوائي 62
- الجدول 2- أطوال التجويفين الطنّانين وتردداهما. 68
- الجدول 3- مقارنة بين القيمة الحسابية والمحاكاة ونسبة الخطأ. 71
- الجدول 4- مقارنة بين مواصفات الهوائي المقترح مع تصاميم الأوراق البحثية الأخرى. 88

الاختصارات

SIW: Substrate Integrated Waveguide	مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة
FMSIW: Full Mode Substrate Integrated Waveguide	مرشد الأمواج كامل النمط المتكامل ضمن الركيزة
HMSIW: Half Mode Substrate Integrated Waveguide	مرشد الأمواج نصف النمط المتكامل ضمن الركيزة
SDA: Self-Diplexing Antenna	هوائي ذاتي الازدواج
CBSA: Cavity Backed Slot Antenna	هوائي الشق المسند إلى تجويف
FTBR: Front-to-Back Ratio	نسبة الفص الأمامي إلى الفص الخلفي
FBW: Fractional Bandwidth	عرض الحزمة الترددية النسبي
TEM: Transverse Electromagnetic Wave	نمط الموجة الكهرومغناطيسية المستعرضة
TE: Transverse Electric Wave	نمط الموجة الكهربائية المستعرضة
TM: Transverse Magnetic Wave	نمط الموجة المغناطيسية المستعرضة
IL: Insertion Loss	فقد الإدخال
SNR: Signal to Noise Ratio	نسبة الإشارة إلى الضجيج
PCB: Printed Circuit Board	تقانة الدارات المطبوعة

الرموز المستخدمة

Z_{in}	ممانعة الدخل
Z_0	الممانعة المميزة لحظ النقل
Z_l	ممانعة الحمل
η	ممانعة الوسط الحر
Z_{TE}	ممانعة نمط الموجة الكهربية المستعرضة
Z_{TM}	ممانعة نمط الموجة المغناطيسية المستعرضة
R	مقاومة أومية
L	التحريض الذاتية للملف
C	سعة المكثف
v	سرعة الضوء في الوسط الحر
c	سرعة الضوء في الخلاء
v_p	السرعة الطورية
ω	التردد الزاوي
ω_0	تردد الطنين الزاوي
λ	طول الموجة في الوسط الحر
λ_g	طول الموجة في الوسط المرشد
k	العدد الموجي في الوسط الحر
β	ثابت الطور
β_{mn}	ثابت الطور للنمط المنتشر TE_{mn} أو TM_{mn} ضمن مرشد الأمواج المستطيل
ϵ_0	ثابت العازلية الكهربية للخلاء
ϵ_r	ثابت العازلية الكهربية النسبي
μ_0	ثابت النفوذية المغناطيسية للخلاء
μ_r	ثابت العازلية المغناطيسية النسبي
\bar{E}	شعاع شدة الحقل الكهربائي
\bar{H}	شعاع شدة الحقل المغناطيسي

$f_{c_{mn}}$	تردد القطع للنمط TE_{mn} أو TH_{mn}
k_c	العدد الموجي لتردد القطع
$f_{r_{mnl}}$	تردد طنين النمط TE_{mnl} أو TH_{mnl}
D	قطر وصلة القَصْر
P	الخطوة الفاصلة بين وصلتي قصر متتابعتين
h	ارتفاع الركيزة العازلة
W_{SIW}	عرض مرشد SIW
L_{SIW}	طول تجويف مبني من مرشد SIW
W_{eff}	عرض مرشد أمواج مستطيل يكافئ مرشد SIW
L_{eff}	طول تجويف مبني من مرشد أمواج مستطيل يكافئ مرشد SIW
a	عرض مرشد أمواج مستطيل
b	ارتفاع مرشد أمواج مستطيل
d	عمق تجويف مبني من مرشد أمواج مستطيل
P_{in}	استطاعة الدخل المسلّمة للبنية
P_{Loss}	الاستطاعة المبددة ضمن البنية
W_e	الطاقة الكهربائية المخزنة ضمن التجويف الطنان
W_m	الطاقة المغناطيسية المخزنة ضمن التجويف الطنان
P_c	الاستطاعة المبددة في النواقل ضمن البنية
P_d	الاستطاعة المبددة في العازل ضمن البنية
Q_0	معامل الجودة غير المحمّل لتجويفٍ عازله وجدرائه الناقل ذوات فقد
Q_d	معامل الجودة غير المحمّل لتجويفٍ عازله ذو فقد
Q_c	معامل الجودة غير المحمّل لتجويفٍ جدرائه الناقل ذوات فقد
Q_e	معامل الجودة الخارجي
Q_l	معامل الجودة المحمّل
R_s	المقاومة السطحية للناقل

مقدمة عامة

كما هو معروف في دراسة أنظمة الاتصالات، فإن الضجيج الذي يسببه أول عنصر في الاستقبال هو ما يؤثر أشد التأثير في أداء باقي المنظومة [2]، وفي المنظومات التقليدية العاملة على حزم ترددية تختلف في الإرسال عن الاستقبال، يكون عنصر الازدواج Diplexer هو أول عنصر في المنظومة، وبالتالي يُشترطُ فيه شروطاً حادةً كيلا يؤثر سلباً على المنظومة بأكملها.

بالإضافة إلى اختلاف تقانات التصنيع والحاجة إلى المواءمة فيما بينها وتحقيق تكامل فعلي بين العناصر المختلفة العائدة لتقانات مختلفة، وهو ما يساعد في تحسين الأداء وتخفيض فقد الإدخال Insertion Loss IL وتحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR، وتخفيض التكلفة العامة.

كل هذه الأسباب الفنية وغيرها من الأسباب العملية كالتكلفة والحجم وسرعة الإنتاج، كل هذه الأسباب دفعت في تطوير بنية جديدة للهوائي يقوم فيها بوظيفتي الهوائي وعنصر الازدواج في آن معاً، مختصراً بذلك مرحلة عنصر الازدواج وما تضيفه من تدهور في نسبة SNR بسبب إضافة الضجيج الخاص بعنصر الازدواج، مع تقليل التكلفة والحجم والوزن، وهي مواصفات معتبرة في تصميم الدارات الميكروية عالية الأداء، وسمي هذا الهوائي بالهوائي ذاتي الازدواج Self Diplexing Antenna .SDA

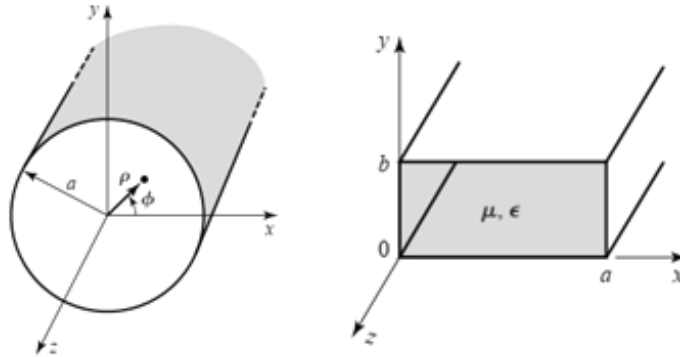
الفصل الأول

مرشد الأمواج

تنتشر الأمواج الكهرومغناطيسية المرشدة ضمن المرشد عبر الانعكاسات المتتالية بين جدرانها وتشكل أنماط انتشار يُعرّف كل منها بترددٍ للقطع، ويشير إلى التردد الذي يبدأ المرشد بعده بالسماح للأمواج الكهرومغناطيسية بالانتشار مشكّلةً ذلك النمط، لذا فإن مرشد الأمواج يعمل كمرشح تمرير عالٍ بالنسبة لكل نمط.

1.1- مقدمة

لا يمكن الحديث عن تقانة مرشحات الموجة المتكاملة ضمن الركيزة Substrate Integrated Waveguide (SIW) دون الحديث والتذكير أولاً بمرشد الأمواج التقليدي؛ ففضلت فكرة تقانة SIW يكمن في تشكيل بنية ناقلة ضمن ركيزة عازلة وبأبعاد معينة لتحقيق عنصر يشابه في أدائه أداء مرشد الأمواج التقليدي، جامعاً بذلك مزايا مرشد الأمواج التقليدي دون مساوئه مع مزايا تقانة الدارات المطبوعة Printed Circuit Board (PCB) في مكاملة العناصر المختلفة ضمن مستوٍ واحد [1]. يعتبر مرشد الأمواج من خطوط النقل Transmission Lines التي تنقل الإشارة الكهرومغناطيسية من عنصر لآخر ضمن نظام اتصالات معين، وتمتاز مرشحات الأمواج بقدرتها على نقل الإشارة باستطاعات عالية، كما برزت الحاجة إلى استخدامها في تقانة الأمواج المليمترية لانخفاض الضياعات فيها [2]. لمرشد الأمواج التقليدي نوعان، المرشد المستطيل والمرشد الدائري كما هو موضح في الشكل 1:



الشكل 1- مرشد الأمواج التقليدي بشكليه المستطيل والدائري [2]

لن نتعرض في شرحنا هنا للمرشد الدائري، لكون المرشد المستطيل هو الأساس هنا في تصميم الهوائي كما سيتبين لاحقاً.

2.1- الأنماط المنتشرة ضمن المرشد المستطيل:

تعبّر الأنماط المنتشرة Propagating Modes عن توزيع الحقول الكهربائية والمغناطيسية أثناء انتقال الموجة الكهرومغناطيسية على طول خط النقل، وهي على ثلاثة أنواع رئيسية:

- نمط الموجة TEM Transverse Electromagnetic Wave ، حيث تكون خطوط الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في مستوٍ يعامد شعاع جهة الانتشار.

- نمط الموجة TE Transverse Electric Wave ، وتكون خطوط الحقل الكهربائي معامدةً لشعاع جهة الانتشار.

- نمط الموجة TM Transverse Magnetic Wave ، وتكون خطوط الحقل المغناطيسي معامدةً لشعاع جهة الانتشار.

إن معادلات ماكسويل في وسط خطي Linear ومتجانس Homogeneous ومتساوي المناحي Isotropic [2] عديم المنابع هي:

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H}$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\mu\bar{E}$$

نستخدم مصفوفة Jacobian لتمثيل معامل الدوّار الشعاعي " $\nabla \times$ " لشعاعيّ الحقلين الكهربائي والمغناطيسي:

$$\begin{pmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{pmatrix} = -j\omega\mu(\hat{x}H_x + \hat{y}H_y + \hat{z}H_z)$$

$$\hat{x} \left(\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right)$$

$$= -j\omega\mu(\hat{x}H_x + \hat{y}H_y + \hat{z}H_z)$$

$$\begin{pmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{pmatrix} = j\omega\mu(\hat{x}E_x + \hat{y}E_y + \hat{z}E_z)$$

$$\begin{aligned} \hat{x} \left(\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) + \hat{y} \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + \hat{z} \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \\ = j\omega\mu(\hat{x}E_x + \hat{y}E_y + \hat{z}E_z) \end{aligned}$$

وباعتبار تبعية تغيرات الحقل على المحور z وفق الدالة $e^{-j\beta z}$ ، وبالمقابلة بين المركبات الشعاعية، تنتج المعادلات التالية:

$$\begin{aligned} \frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y &= -j\omega\mu H_x \\ -j\beta E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} &= -j\omega\mu H_y \\ \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} &= -j\omega\mu H_z \\ \frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y &= j\omega\mu E_x \\ -j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} &= j\omega\mu E_y \\ \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} &= j\omega\mu E_z \end{aligned}$$

تمثل المعادلات الستة السابقة بدلالة المركبتين E_z و H_z ، وذلك من خلال العزل والتعويض والإصلاح، فنصل إلى أربع معادلات:

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (أ1-1)$$

$$H_y = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (ب1-1)$$

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (ت1-1)$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left(-\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (ث1-1)$$

حيث $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ لتردد القطع ويساوي.

يجدر بالذكر أن مرشد الأمواج لا ينتشر ضمنه نمط الموجة الكهرومغناطيسية المستعرضة TEM Waves؛ وذلك لأنه خط نقل مكون من ناقل وحيد [2]، لذا فالأنماط المنتشرة ضمن المرشد تكون إما TE أو TM.

1.2.1- نمط الموجة الكهرومغناطيسية المستعرضة TE Waves:

في نمط TE Wave، تكون مركبة الحقل الكهربائي معدومةً $E_z = 0$ على المحور z (محور جهة الانتشار)، بينما مركبة الحقل المغناطيسي على المحور z غير معدومة $H_z \neq 0$.

بتطبيق هذين الشرطين على المعادلات (1-1) نجد التالي:

$$H_x = -\frac{j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (1-2)$$

$$H_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (1-2ب)$$

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (1-2ت)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (1-2ث)$$

ولإيجاد قيم المركبات الشعاعية للحقلين الكهربائي والمغناطيسي، يجب أولاً حل معادلة هيلمهولتز (1-3) لإيجاد H_z :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) H_z = 0 \quad (1-3)$$

وبما أن $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ ، يمكن اختزال معادلة هيلمهولتز إلى معادلة ثنائية الأبعاد كما في (1-4)

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z(x, y) = 0 \quad (1-4)$$

نحل المعادلة (1-4) من خلال فصل المتحولات حيث سيعتبر الحل جداءً لحلّين مستقلين كما في التالي:

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y)$$

وبتعييضها في المعادلة (1-4) والحل نجد:

$$\frac{1}{X} \frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + \frac{1}{Y} \frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} - k_c^2 = 0$$

ويفصل المتحولات تقول المعادلة إلى المعادلتين (1-5) و (1-5ب) :

$$\frac{\partial^2 X}{\partial x^2} + k_x^2 X = 0 \quad (1-5)$$

$$\frac{\partial^2 Y}{\partial y^2} + k_y^2 Y = 0 \quad (1-5ب)$$

حيث أن:

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2 \quad (6-1)$$

يُكتب الحل العام لمعادلة هيلمهولتز على الشكل التالي:

$$h_z(x, y) = (A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x)) (C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y))$$

بتطبيق الشروط الحدية لمرشد الأمواج المستطيل:

$$e_x(x, y) = 0|_{y=0,b}$$

$$e_y(x, y) = 0|_{x=0,a}$$

ومن خلال الحل والتعويض في المعادلات (1-2) نصل إلى صيغ المركبات الشعاعية:

$$E_x = \frac{-j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (7-1)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (7-1ب)$$

$$H_x = -\frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (7-1ت)$$

$$H_y = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (7-1ث)$$

نعتبر عن ثابت الطور للنمط TE_{mn} :

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

ويكون β ذا قيمة حقيقية إن كان النمط قابلاً للانتشار ضمن المرشد وذلك عند:

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

وبذا يكون لكل نمط تردد قطع يسمح المرشد بانتشار هذا النمط عند تجاوز تردد الإشارة لتردد القطع ويعرّف بأنه:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (8-1)$$

حيث يدل المؤشران m و n عن عدد قمم الحقول الكهربائية (أو المغناطيسية) سواءً على المحور x أو y على الترتيب.

ويكون النمط الأساسي الذي لا ينتشر نمطاً قبله في المرشد المستطيل هو النمط TE_{10} ويدعى بالنمط المسيطر، وتردد قطعه:

$$f_{c_{10}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon}} \quad (9-1)$$

نلاحظ من المعادلة (8-1) أن تردد القطع يتحدّد من أبعاد المرشد المستطيل، فبعدها a و b ما يحدّد أي الإشارات ستنتشر ضمنه، حيث تنتشر الإشارة ضمن المرشد عندما يكون ترددها يفوق تردد القطع $f > f_c$ ، وعندها يكون ثابت الطور β حقيقياً، بينما إن كان $f < f_c$ يكون ثابت الطور تخيلاً (أو يوجد تخامد α ضمن ثابت الانتشار المركب γ)، وبالتالي تتخامد الأنماط سريعاً وتضمحل حتى تنعدم وتدعى بالأنماط الزائلة Evanescent Modes أو أنماط القطع Cutoff Modes [2].

نعرف للنمط المنتشر ممانعة الموجة (10-1) وهي تتعلق بنمط الموجة المنتشرة، وهي:

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (10-1)$$

وتميّز هنا بين الممانعة الذاتية Intrinsic Impedance $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ وهي متعلقةً بطبيعة المادة المألثة للمرشد، وبين ممانعة الموجة للنمط TE Z_{TE} ، وتتعلق بالمركبات الشعاعية للنمط المنتشر، وتكون ممانعة الموجة حقيقية عند الأنماط المنتشرة وتكون تخيلية عند الأنماط الزائلة.

2.2.1- نمط الموجة المغناطيسية المستعرضة TM Waves:

في نمط TM Wave، تكون مركبة الحقل الكهربائي غير معدومة $E_z \neq 0$ على محور z (محور جهة الانتشار)، بينما مركبة الحقل المغناطيسي على المحور z تكون معدومة $H_z = 0$.

كما فعلنا مع النمط TE، نحل معادلة هيلمهولتز (11-1) التالية:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2\right) e_z(x, y) = 0 \quad (11-1)$$

وبفصل المتحولات والحل، يكون الحل العام لـ $e_z(x, y)$ هو:

$$e_z(x, y) = (A \cos(k_x x) + B \sin(k_x x))(C \cos(k_y y) + D \sin(k_y y))$$

وبتطبيق الشروط الحدية المتعلقة بالمرشد المستطيل:

$$e_x(x, y) = 0|_{y=0,b}$$

$$e_y(x, y) = 0|_{x=0,a}$$

ومن خلال الحل والتعويض نصل إلى صيغ المركبات الشعاعية:

$$E_x = -\frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (12-1)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (12-1)$$

$$H_x = \frac{j\omega \epsilon n\pi}{k_c^2 b} B_{mn} \sin\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (12-1)$$

$$H_y = \frac{j\omega \epsilon m\pi}{k_c^2 a} B_{mn} \cos\left(\frac{m\pi x}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi y}{b}\right) e^{-j\beta z} \quad (12-1)$$

وكما هو الحال مع الأنماط TE، نعبّر عن ثابت الطور للنمط TM_{mn} بالعلاقة:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

ويكون ثابت الطور حقيقياً عندما يكون النمط قابل للانتشار

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

ويكون ثابت الطور تخيلياً عندما لا يكون النمط قابل للانتشار، حيث يتعرض لتخامد سريع يؤدي إلى انعدامه ويدعى بالنمط الزائل. وتنتشر الموجة وفق نمط TM_{mn} إذا كان ترددها يفوق تردد القطع:

$$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

ونعبر عن ممانعة الموجة للنمط TM بالعلاقة (13-1):

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (13-1)$$

نلاحظ من السابق عدة أمور:

إن ثابت الطور β أصغر من العدد الموجي k في حالة الأنماط المنتشرة، حيث:

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

وطول الموجة المرشدة λ_g أكبر من طول الموجة في الوسط الحر λ ، ذلك لأن طول الموجة المرشدة يعبر عن تباعد نقطتين متساويتين طورياً ويساوي:

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda$$

ومنه فإن السرعة الطورية تختلف بين موجة تنتشر في الفراغ وموجة تنتشر في وسط مرشد:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

ونجد أن السرعة الطورية في الوسط المرشد أعلى من سرعة الضوء في الخلاء، ذلك لأن السرعة الطورية لا تعبر عن انتقال فعلي للطاقة، بل تعبر عن سرعة تحرك جبهة موجة ذات طور واحد، وينشأ ذلك عن تراكب الأمواج الكهرومغناطيسية المنعكسة عن جدران المرشد لتشكل بذلك النمط المنتشر.

فالتفسير الصحيح أن الموجة الكهرومغناطيسية عندما تسير ضمن المرشد وهي تنعكس عن جدرانه، فإنها تسير بسرعة الضوء ضمن ذلك الوسط، لكن التراكبات البناءة والهدامة تشكل النمط المنتشر، وتشكل جبهاتٍ طوريةٍ متتابعةٍ لكل منها طور ثابت، فإن هذه الجبهات الطورية تسير بسرعة طورية (ظاهرياً) أسرع من الضوء.

3.1- الخاتمة

عرضنا في هذا الفصل فكرةً عامةً عن مرشد الأمواج بشكليه المستطيل والدائري، مع التعمق أكثر في المرشد المستطيل، وبيّنا الأنماط التي يمكنها الانتشار في المرشد وهي TE و TM، مع توضيح كيفية الوصول إلى المعادلات المعبرة عن المركبات الشعاعية للحقلين الكهربائي والمغناطيسي لكلا النمطين.

ثم بيّنا كيفية تحديد شكل المرشد الموجي للأنماط التي ستنتشر فيه بسبب تعلق هذه الأنماط جوهرياً ببُعديه a و b.

وأخيراً فصلنا في الفرق بين ممانعة الموجة Z_{TM}/Z_{TE} والممانعة الذاتية للوسط η ، وثابت الطور β والعدد الموجي k ، والسرعة الطورية في الخلاء $\frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ (سرعة الضوء) والوسط المرشد v_p ، مع تفسير سبب كون السرعة الطورية في الوسط المرشد تفوق سرعة الضوء في الوسط نفسه.

الفصل الثاني

التجاويف الطنّانة

بإغلاق مرشد الأمواج من الجهتين، يتشكل لدينا تجويف طنان، عند حثّه بأموذج كهروطيسية ذات تردد يوافق تردد طنين التجويف، يحدث التجاوب وبذا يختزن التجويف الطاقة الكهربائية والمغناطيسية.

1.2- مقدمة

تستخدم الطنّانات في كثير من التطبيقات العملية في أنظمة الاتصالات، فهي تستخدم في المهتزات والموازي ومكبرات الإشارة، كما تدخل في بنية المرشحات وفي تصميم مقياس التردد Frequency meter [2].

ويدخل التجويف الطنّان في أسرة الطنّانات الميكروية، ولن ندرس هنا سوى التجويف الطنان المبني من مرشد الأمواج المستطيل لكونه المستعمل في تصميمنا، وبما أن الطنّانات تماثل كثيراً في سلوكها سلوك دارات الطنين RLC، سنعرّج سريعاً على دارات الطنين التسلسلية والتفرعية.

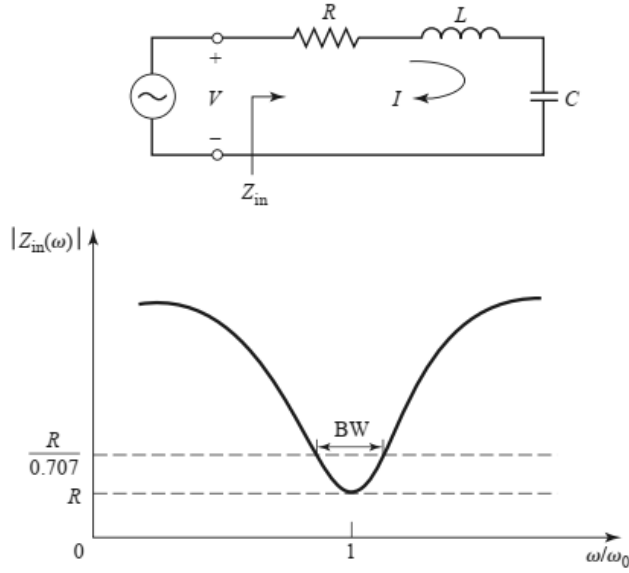
2.2- دارات الطنين التسلسلية والتفرعية:

يمكن نمذجة الطنّانات الميكروية بجوار تردد الطنين كدارة طنين تسلسلية أو تفرعية بحسب طبيعة كل طنّانة وسلوك ممانعة دخلها مع تغير التردد وصولاً لتردد الطنين، فممانعة الدخل في دارات الطنين التسلسلية تصل إلى أدنى قيمة عند الطنين، بينما دارات الطنين التفرعية تصل ممانعة دخلها إلى أعلى قيمة عند الطنين، كما سيتبين لنا في الأقسام القادمة.

1.2.2- دارة الطنين التسلسلية:

يبين الشكل 2 دارة الطنين التسلسلية ومنحني تغير طويلة ممانعة الطنّانة التسلسلية مع تغير التردد. تحسب ممانعة الدخل للطنّانة التسلسلية كما في المعادلة (1-2) :

$$Z_{in} = R + j\omega L - j \frac{1}{\omega C} \quad (1-2)$$



الشكل 2 - دائرة طنين تسلسلية، منحني طويلة ممانعة الدخل لدائرة الطنين التسلسلية [2]

وتكون الاستطاعة المسلّمة إلى الطنّانة هي (2-2) :

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{1}{2} Z_{in} \left| \frac{V}{Z_{in}} \right|^2 \\
 &= \frac{1}{2} |I|^2 \left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C} \right)
 \end{aligned} \quad (2-2)$$

وتُحسب الاستطاعة المبددة ضمن المقاومة R:

$$P_{loss} = \frac{1}{2} |I|^2 R \quad (3-2)$$

ومتوسط الطاقة المغناطيسية المختزنة ضمن الملف L:

$$W_m = \frac{1}{4} |I|^2 L \quad (4-2)$$

ومتوسط الطاقة الكهربائية المختزنة ضمن المكثف C:

$$W_e = \frac{1}{4} |V_C|^2 C = \frac{1}{4} |I|^2 \frac{1}{\omega^2 C} \quad (5-2)$$

وبحسب المعادلات (3-2) و(4-2) و(5-2) تكون الاستطاعة المسلّمة إلى الطنّانة (6-2) كالتالي:

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (6-2)$$

ويعزل ممانعة الدخل Z_{in} من (2-2) وتعويض (6-2) فيها، نجد (7-2) :

$$Z_{in} = \frac{P_{in}}{\frac{1}{2}|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2} \quad (7-2)$$

تساوى قيمة متوسط الطاقة المخزنة الكهربائية والمغناطيسية ضمن الطنّانة عند حدوث الطنين [2]، حيث تصبح قيمة ممانعة دخل الطنّانة عند الطنين:

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R \quad (8-2)$$

ونحسب تردد الطنين للطنّانة من خلال:

$$\begin{aligned} W_e &= W_m \\ \frac{1}{4}|I|^2 \frac{1}{\omega_0^2 C} &= \frac{1}{4}|I|^2 L \\ \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \end{aligned} \quad (9-2)$$

1.1.2.2- معامل الجودة Q factor لدارة الطنين التسلسلية:

يعبر معامل الجودة Q عن نسبة الاستطاعة المخزنة إلى الاستطاعة المبددة ضمن البنية، ويشكل بذلك مقياساً لمدى الضياعات ضمن الطنّانة، فكلما زادت الضياعات في الطنّانة انخفض معامل الجودة، والعكس بالعكس، ويكون سبب هذه الضياعات إما ضياعات الفقد الأومي ضمن الناقل، أو ضياعات المادة العازلة، أو ضياعات ناجمة عن الإشعاع كما الحال في التجايف الطنّانة المصنعة بتقانة SIW عند عدم مراعاة قواعد تصميم بنية SIW التي سنشير إليها في الفصل الثالث.

ويشكل تفصيلي أكثر، نعبر عن معامل الجودة لبنية ما (طنّانة مثلاً) بمعزل عن أي تأثير خارجي آخر بمعامل الجودة غير المحمّل Unloaded Q ورمزه Q_0 ، وعند وصل الطنّانة إلى دارة التغذية يؤدي ذلك إلى تحميل الطنّانة وبالتالي انخفاض معامل جودتها المنظور عند دخلها ويسمى بمعامل الجودة المحمّل Q_l .

يجدر بالذكر أن معامل الجودة غير المحمّل Q_0 لا يمكن قياسه مباشرة، ولكن هناك طرائق حسابية نظرية لحسابه، وطرائق عملية لقياسه ابتداءً من معامل الجودة المحمّل Q_l وقياسات معاملي الانتثار S11 و S12.

ويُعرّف معامل الجودة عموماً بالمعادلة [2]:

$$Q = \omega \frac{W_e + W_m}{P_{loss}} \quad (10-2)$$

وعند حدوث الطنين في دارة الطنين التسلسلية (أو التفرعية) يكون معامل الجودة غير المحمّل Q_0 :

$$Q_0 = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \omega_0 \frac{2W_e}{P_{loss}} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \quad (11-2)$$

ونلاحظ أن معامل الجودة لدارة الطنين التسلسلية يزداد بانخفاض المقاومة R التي تعبر عن الاستطاعة المبددة في النواقل، ويكون معامل الجودة أعظماً لدارة طنين تسلسلية عندما تكون الدارة خالية من المفاويز الأومية $R \rightarrow 0$.

2.1.2.2- ممانعة الدخل لدارة الطنين التسلسلية بجوار تردد الطنين:

باعتبار $\omega - \omega_0 = \Delta\omega$ و $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ ، يمكن حساب ممانعة الدخل بجوار تردد الطنين كالتالي [3]:

$$Z_{in} = R + j\omega L \left(1 - \frac{1}{\omega^2 CL}\right)$$

$$Z_{in} = R + j\omega L \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega^2}\right)$$

$$\omega^2 - \omega_0^2 = (\omega - \omega_0)(\omega + \omega_0) \quad \text{وبما أن:}$$

$$\omega^2 - \omega_0^2 = \Delta\omega(2\omega - \Delta\omega) \cong 2\omega\Delta\omega$$

فإنه:

$$Z_{in} \cong R + j2L\Delta\omega \cong R + j\frac{2RQ_0\Delta\omega}{\omega_0} \quad (12-2)$$

3.1.2.2- عرض حزمة نصف الاستطاعة النسبي لدارة الطنين التسلسلية:

عندما يكون تردد الإشارة بحيث:

$$|Z_{in}|^2 = 2R^2 \quad (13-2)$$

فإن الاستطاعة الحقيقية المسلّمة إلى الطنانة P_{in} عند ذلك التردد تساوي نصف الاستطاعة المسلّمة عند تردد الطنين ω_0 .

وبما أن BW عرض الحزمة النسبي Fractional Bandwidth فإن:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = \frac{BW}{2}$$

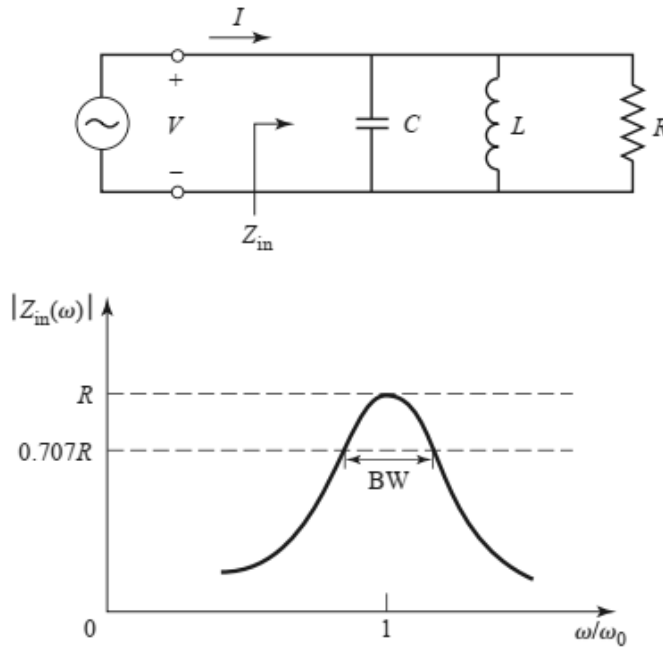
$$|Z_{in}|^2 \cong \left| R + j\frac{2RQ_0\Delta\omega}{\omega_0} \right|^2 = |R + jRQ_0(BW)|^2 = 2R^2$$

وبالتالي يكون عرض الحزمة النسبي لنصف الاستطاعة هو:

$$BW = \frac{1}{Q_0} \quad (14-2)$$

2.2.2- دائرة الطنين التفرعية:

يبين الشكل 3 دائرة الطنين التفرعية ومنحني تغير طوليلة ممانعة دخل الطنانة مع تغيير التردد.



الشكل 3 - دائرة طنين تفرعية وممانعة الدخل لدائرة الطنين التفرعية [2]

تحسب ممانعة الدخل للطنانة التفرعية كما في المعادلة:

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C \right)^{-1} \quad (15-2)$$

وتكون الاستطاعة المسلّمة إلى الطنانة:

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z_{in} |I|^2 = \frac{\frac{1}{2} |V|^2}{Z_{in}^*} \\ &= \frac{1}{2} |V|^2 \left(\frac{1}{R} + \frac{j}{j\omega L} - j\omega C \right) \end{aligned} \quad (16-2)$$

وُحسب الاستطاعة المبددة ضمن المقاومة R من خلال:

$$P_{loss} = \frac{1}{2} \frac{|V|^2}{R} \quad (17-2)$$

ومتوسط الطاقة المغناطيسية المختزنة ضمن الملف L:

$$W_m = \frac{1}{4} |I_L|^2 L = \frac{1}{4} |V|^2 \frac{1}{\omega^2 L} \quad (18-2)$$

ومتوسط الطاقة الكهربائية المختزنة ضمن المكثف C كما في (5-2):

$$W_e = \frac{1}{4} |V|^2 C \quad (19-2)$$

وبحسب المعادلات (17-2) و(18-2) و(19-2) تكون الاستطاعة المسلّمة إلى الطنّانة كما في الدارة التسلسلية:

$$P_{in} = P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)$$

وبعزل ممانعة الدخل Z_{in} من (16-2) وتعويض (6-2) فيها، نجد كما في الدارة التسلسلية:

$$Z_{in} = \frac{P_{in}}{\frac{1}{2}|I|^2} = \frac{P_{loss} + 2j\omega(W_m - W_e)}{\frac{1}{2}|I|^2}$$

وكما الحال في دارة الطنين التسلسلية، تتساوى قيمة متوسط الطاقة المختزنة الكهربائية والمغناطيسية ضمن الطنّانة عند حدوث الطنين، حيث تصبح قيمة ممانعة دخل الطنّانة عند الطنين:

$$Z_{in} = \frac{P_{loss}}{\frac{1}{2}|I|^2} = R$$

وتردد الطنين في الدارة التفرعية كما الحال في الدارة التسلسلية:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

أما معامل الجودة، فكما في حالة الدارة التسلسلية يكون:

$$Q = \omega \frac{W_e + W_m}{P_{loss}}$$

وعند تردد الطنين، نعرّف معامل الجودة غير المحمّل Q_0 :

$$Q_0 = \omega_0 \frac{2W_m}{P_{loss}} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \quad (20-2)$$

ونلاحظ هنا أن معامل الجودة يزداد بازدياد قيمة المقاومة R ، حيث تعبر R في دارة الطنين التفرعية عن تيارات التسريب في المكثف. وعلى عكس حالة الدارة التسلسلية، فإن معامل الجودة لدارة طنين تفرعية يكون أعظماً في حالة الدارة الخالية من تيارات التسريب حيث $R \rightarrow \infty$.

1.2.2.2- ممانعة الدخل لدارة الطنين التفرعية بجوار تردد الطنين:

بتعويض $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ في (15-2) :

$$Z_{in} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega_0 L \left(1 + \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C \right)^{-1}$$

وباستعمال التقريب [3]:

$$\begin{aligned} \frac{1}{1+x} &\cong 1 - x + \dots \\ Z_{in} &\cong \left(\frac{1}{R} + \frac{1 - \frac{\Delta\omega}{\omega_0}}{j\omega_0 L} + j\omega_0 C + j\Delta\omega C \right)^{-1} \\ &\cong \left(\frac{1}{R} + j \frac{\Delta\omega}{\omega_0^2 L} + j\Delta\omega C \right)^{-1} \\ &\cong \left(\frac{1}{R} + j2\Delta\omega C \right)^{-1} = \frac{R}{1+2j\Delta\omega RC} = \frac{R}{1+2jQ_0 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}} \end{aligned} \quad (20-2)$$

وكما في حالة الدارة التسلسلية، فإن عرض الحزمة النسبي لنصف الاستطاعة هو:

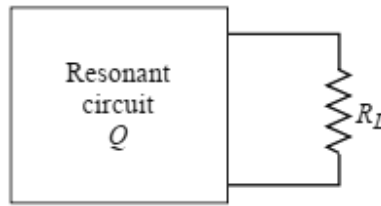
$$BW = \frac{1}{Q_0}$$

نلاحظ في كلا الحالتين لدارة الطنين التسلسلية والتفرعية أن عرض الحزمة النسبي لنصف الاستطاعة يتناسب عكساً مع معامل الجودة، أي أن ازدياد قيمة معامل الجودة ينعكس على ضيق الحزمة النسبي لنصف الاستطاعة، فإن أردنا استخدام الطنانة لتركيب مرشحات ذات انتقائية ترددية عالية، علينا استخدام طنانة ذات معامل جودة عالي، إذ تنعكس القيمة المرتفعة لمعامل الجودة على حدة القطع الترددي للمرشح، والعكس بالعكس.

أما إن كنا نريد تصميم هوائي يعمل وفق مبدأ الطنين كهوائيات الرقعة Patch antennas ضيقة الحزمة، فإننا نسعى إلى تخفيض معامل الجودة بأساليب مختلفة مثل البنى ذات الناقل الأرضي المشوّه Defected Ground Structures DGS وإحداث الشقوق في بدن الرقعة لتحقيق دمج بين الأنماط الطنانية وغيرها من الأساليب لزيادة عرض الحزمة الترددية النسبي.

معامل الجودة المحمل وغير المحمل:

إن معامل الجودة غير المحمل Q_0 يعتبر من المواصفات الذاتية للطنانة بغض النظر عن أي تأثير لتحميل الدارات الخارجية على دائرة الطنّانة، ولا توجد تطبيقات تكون فيها الطنّانة منفصلة وغير مربوطة إلى أي دائرة خارجية، لذا فإن التدهور في معامل الجودة للتجويف عند وصله أمر لا يمكن تجنّبه، ويسمى معامل الجودة للطنّانة باعتبار الربط مع الدارة الخارجية بمعامل الجودة المحمل Loaded Q Factor Q_L ، يبين الشكل 4 شكلاً من ربط دائرة طنين إلى دائرة خارجية.



الشكل 4 - دائرة طنين موصولة إلى حمل خارجي [2]

فإن كانت الدارة تسلسلية، فإن مقاومة الحمل R_L ستُجمع تسلسلياً مع مقاومة الضياعات R ضمن الطنّانة التسلسلية، فتكون المقاومة الفعلية هي $R + R_L$ ، وأما إن كانت الدارة تفرعية، كان جمع R_L تفرعياً مع مقاومة التسريب R ضمن الطنّانة التفرعية، فتكون المقاومة الفعلية هي $\frac{RR_L}{R_L+R}$.

ويمكن التعبير عن مدى تأثير الدارة الخارجية على قيمة معامل الجودة للطنّانة من خلال مقدار يسمى معامل الجودة الخارجي Q_e وهو:

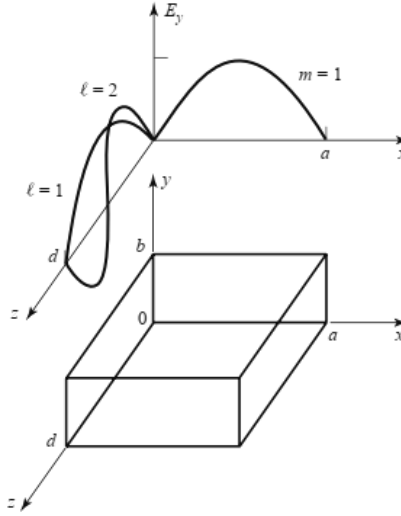
$$Q_e = \begin{cases} \frac{\omega_0 L}{R_L} & \text{for series circuits} \\ \frac{R_L}{\omega_0 L} & \text{for parallel circuits} \end{cases} \quad (21-2)$$

ويكون معامل الجودة المحمل:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_e} \quad (21-2)$$

3.2- تجاويف المرشد الموجي المستطيل الطنّانة:

بإغلاق طرفي مرشد الأمواج المستطيل يتشكل لدينا التجويف المستطيل، وتستخدم التجاويف المبنية من مرشحات الأمواج بسبب فقد الإشعاع الذي يزداد تدهوراً مع ازدياد التردد في طنّانات الخطوط الشرائطية Microstrip Resonators، فعند الترددات العالية جداً أو عند التطبيقات التي تتطلب معامل جودة عالٍ جداً، يُلجأ إلى التجويف الطنّان المبنى من مرشد الأمواج، ويبين الشكل 5 بنية التجويف المستطيل الطنّان:



الشكل 5 - بنية التجويف الطنّان المستطيل [2]

يعرّف العدد الموجي للنمط الطنّان ضمن التجويف [2] بالعلاقة التالية:

$$k_{mnl} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (22-2)$$

نعرف الأنماط الطنّانة بالرمز TE_{mnl} أو TM_{mnl} ، حيث ترمز المؤشرات (m, n, l) إلى عدد التغيرات في الحقل الكهربائي (أو المغناطيسي) على المحاور (x, y, z) ، ويُحسب تردد الطنين للنمط TE_{mnl} أو TM_{mnl} بالعلاقة:

$$f_{r_{mnl}} = \frac{v k_{mnl}}{2\pi} = \frac{c k_{mnl}}{2\pi\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (23-2)$$

1.3.2- معامل الجودة غير المحمل للنمط TE_{10l} :

يمكن كتابة مركبات الحقول للنمط الطنان عند الطنين كالتالي:

$$E_y = A^+ \sin \frac{\pi x}{a} (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) \quad (24-2\text{أ})$$

$$H_x = \frac{-A^+}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi x}{a} (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) \quad (24-2\text{ب})$$

$$H_z = \frac{j\pi A^+}{k\eta a} \cos \frac{\pi x}{a} (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) \quad (24-2\text{ت})$$

باعتبار $E_0 = 2jA^+$ وتعويض $\beta_{mn}d = l\pi$ وذلك عند $l = 1, 2, 3, \dots$

يمكن تبسيط المعادلات إلى:

$$E_y = E_0 \sin \left(\frac{\pi x}{a} \right) \sin \left(\frac{l\pi z}{d} \right) \quad (25-2\text{أ})$$

$$H_x = \frac{-jE_0}{Z_{TE}} \sin \frac{\pi x}{a} \cos \left(\frac{l\pi z}{d} \right) \quad (25-2\text{ب})$$

$$H_z = \frac{j\pi E_0}{k\eta a} \cos \frac{\pi x}{a} \sin \left(\frac{l\pi z}{d} \right) \quad (25-2\text{ت})$$

والآن في سبيل حساب معامل الجودة غير المحمل للتجويف، يجب حساب الطاقة المخزنة الكهربائية والمغناطيسية، والاستطاعة المبددة في ضياعات الناقل في الجدران، والاستطاعة المبددة في ضياعات العازل الذي يملأ التجويف.

نحسب الطاقة المخزنة الكهربائية في تجويف أبعاده (a,b,d) كما في الشكل 5 كالتالي:

$$W_e = \frac{\epsilon}{4} \iiint E_y E_y^* dv = \frac{\epsilon abd}{16} E_0^2 \quad (26-2)$$

ونحسب الطاقة المخزنة المغناطيسية في التجويف كالتالي:

$$W_m = \frac{\mu}{4} \iiint (H_x H_x^* + H_z H_z^*) dv = \frac{\mu abd}{16} E_0^2 \left(\frac{1}{Z_{TE}^2} + \frac{\pi^2}{k^2 \eta^2 a^2} \right)$$

ولكن $Z_{TE} = \frac{k\eta}{\beta}$ و $\beta = \beta_{10} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}$ ، لذا فإن التعبير المضمّن بين قوسين في الطاقة المغناطيسية المختزنة يُختزل إلى :

$$\left(\frac{1}{Z_{TE}^2} + \frac{\pi^2}{k^2\eta^2 a^2}\right) = \frac{\beta^2 + \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}{k^2\eta^2} = \frac{1}{\eta^2} = \frac{\epsilon}{\mu}$$

$$W_m = \frac{\epsilon abd}{16} E_0^2 \quad (27-2)$$

وبذا تؤول النتيجة إلى أن $W_e = W_m$ عند الطنين فعلاً.

نُحسب الاستطاعة المبددة في ناقل الجدران [2] كالتالي:

$$P_c = \frac{R_s}{2} \oint |H_t|^2 ds = \frac{R_s E_0^2 \lambda^2}{8\eta^2} \left(\frac{l^2 ab}{d^2} + \frac{bd}{a^2} + \frac{l^2 a}{2d} + \frac{d}{2a}\right) \quad (28-2)$$

فيكون معامل الجودة غير المحمل لتجويف ضياعاته محصورة بالجدران الناقلة كالتالي:

$$Q_c = \frac{2\omega_0 W_e}{P_c} = \frac{k^3 abd\eta}{4\pi^2 R_s} \left(\frac{l^2 ab}{d^2} + \frac{bd}{a^2} + \frac{l^2 a}{2d} + \frac{d}{2a}\right)^{-1}$$

$$= \frac{(kad)^3 b\eta}{2\pi^2 R_s} (2l^2 a^3 b + 2bd^3 + l^2 a^3 d + ad^3)^{-1} \quad (29-2)$$

نُحسب الآن الاستطاعة المبددة في العازل:

$$P_d = \frac{1}{2} \iiint \bar{J} \cdot \bar{E}^* dv = \frac{\omega \epsilon''}{2} \iiint |\bar{E}|^2 dv = \frac{abd\omega \epsilon'' |E_0|^2}{8} \quad (30-2)$$

وعندها يكون معامل الجودة غير المحمل لتجويف ضياعاته محصورة بالعازل كالتالي:

$$Q_d = \frac{2\omega_0 W_e}{P_d} = \frac{\epsilon'}{\epsilon''} = \frac{1}{\tan \delta} \quad (31-2)$$

وفي الحالة العامة الواقعية حيث توجد ضياعات في الناقل ضمن الجدران، وضياعات المادة العازلة المألثة للتجويف، يكون معامل الجودة غير المحمل الإجمالي للتجويف كالتالي:

$$Q_0 = \left(\frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}\right)^{-1} \quad (32-2)$$

4.2- الخاتمة

عرضنا في هذا الفصل دارات الطنين التسلسلية والتفرعية لكونها تشكل دارات تكافئ في سلوكها سلوك الطنانات المستخدمة في الدارات الميكروية، وفصلنا في حساب معامل الجودة، وميّرنا بين ثلاثة أنواع له، وهي معامل الجودة غير المحمل، ومعامل الجودة الخارجي، ومعامل الجودة المحمل.

ثم انتقلنا إلى التجويف الطنان بشكله المستطيل المبني على أساس مرشد الموجة المستطيل، لكونه التجويف الذي سينبني عليه تصميم الهوائي النهائي، وفصلنا في حساب المركبات الشعاعية للحقلين الكهربائي والمغناطيسي في التجويف عند حدوث الطنين، وحسبنا معامل الجودة غير المحمل في حالة ضياعات الناقل ضمن جدران التجويف، وحالة الضياعات ضمن العازل، وأخيراً الحالة العامة التي تجمع فيها الضياعات ضمن العازل والجدران الناقلة.

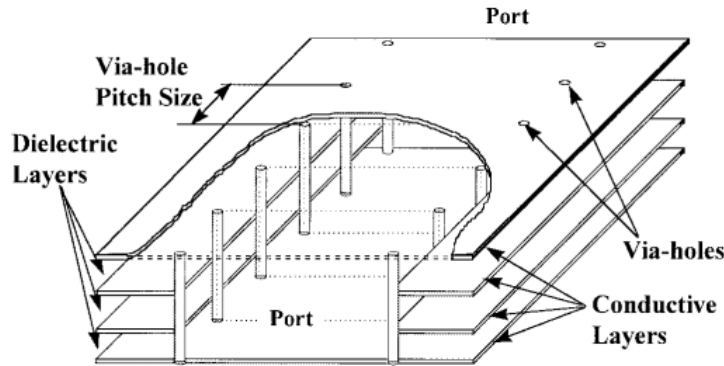
الفصل الثالث

تقانة مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة

بإضافة وصلات وقصر الوصلة بين وجهين ناقلين متقابلين يحصران بينهما مادة عازلة، نحصل على خط نقل يمكن تقريبه من خلال اعتبارات ضابطة إلى مرشد الأمواج التقليدي، جامعاً بذلك أداء مرشد الأمواج العالي مع سهولة التصنيع والمكاملة مع مختلف عناصر الدارات الأخرى.

1.3- مقدمة

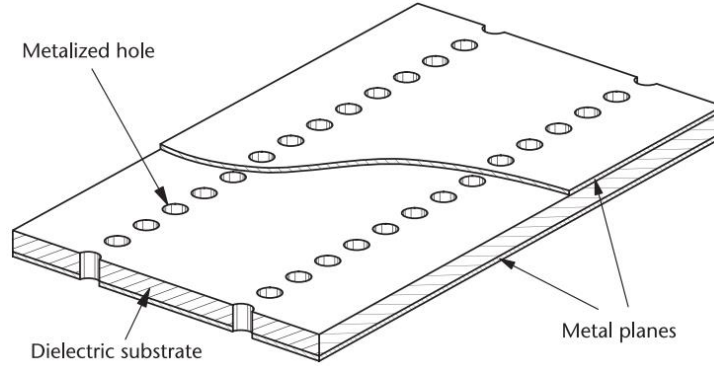
مع تزايد الطلب على تطبيقات الترددات العالية ودخول مجال الأمواج المليمترية، كانت الحاجة إلى إيجاد بنية لا تكون ضياعات الإشعاع فيها عالية - كما في بنية خطوط النقل الشرائطية Microstrip Transmission line - وتكون قابلة للمكاملة لتصغير أنظمة الاتصالات إلى الحد الأقصى مع ضغط النفقات وسرعة الانتاج وزيادته مع تحقيق الأداء العالي، فخرجت تقانة مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة (SIW) كحلٍ مناسبٍ للتعامل مع هذه المتطلبات [4]. كانت بواكير تقانة SIW في عام 1994م مع براءة اختراع يابانية بعنوان Waveguide Line [5]، ثم جاءت ورقتان بحثيتان عام 1998 تتحدثان عن المفهوم ذاته، وسمي بمرشد الأمواج الرقائقية Laminated Waveguide [6]، وكان يتألف من عدة طبقات من الركائز العازلة، تفصل بينها سطوح ناقلة، ثم تصل بين هذه السطوح الناقلة وصلات قصر متراففة لتشكل مرشد أمواج يشابه المرشد التقليدي، كما في الشكل 6:



الشكل 6 - بنية مرشد الأمواج الرقائقية [6]

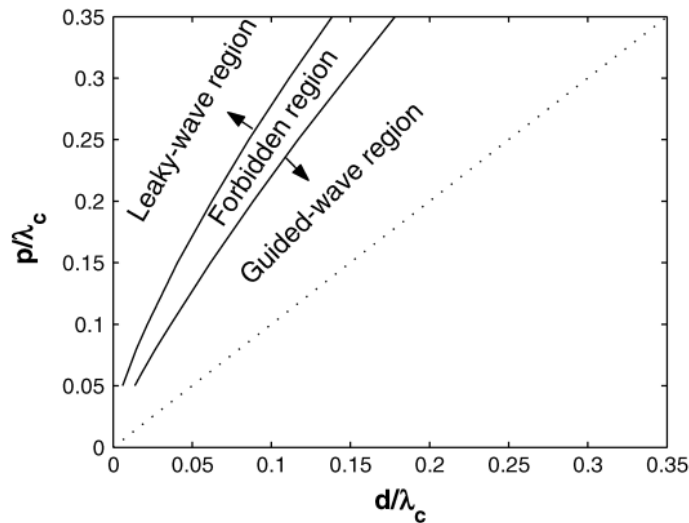
2.3- بنية مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة SIW:

يبين الشكل 7 بنية مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة:



الشكل 7- بنية مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة [4]

يتشكل مرشد الأمواج من وصل صفحتين ناقلتين تحصران بينهما ركيزة عازلة باستخدام صفين متقابلين من وصلات القصر *vias*، ومن خلال ضبط التباعد (الخطوة) *Pitch (P)*، وقطر وصلات القصر *Diameter (D)*، يمكن تحديد طبيعة سلوك البنية الناتجة، إما أن تتصرف كمرشد أمواج تقليدي مستطيل، أو كهوائي موجة متسربة *Leaky wave antenna*، يتضح ذلك من خلال الشكل 8 الذي يبين نزعة سلوك البنية تبعاً للخطوة *P* بين الوصلات وقطرها *D*.



الشكل 8- مناطق العمل في بنية SIW بناءً على قيم الخطوة وقطر وصلات القصر بالنسبة إلى طول موجة القطع λ_c [7]

نجد من الشكل 8 أن لدينا ثلاث مناطق رئيسية:

- منطقة الموجة المتسرّبة: حيث يتيح قياس الخطوة P إشعاع الإشارة بقدر معتبر خارج جدران خط النقل SIW، وبالتالي يمكن تصميم هوائيات الموجة المتسرّبة باستخدام تقانة SIW.

- منطقة الموجة المرشدة: حيث يمكن بناء مرشحات الموجة بتقانة SIW والعناصر المختلفة المبنية عليها، حيث تكون ضياعات الإشعاع مهملة والبنية تعمل كمرشد أمواج تقليدي مستطيل له طول موجة قطع λ_c يحسب من معادلة طول موجة القطع لمرشد تقليدي كما في المعادلة التالية:

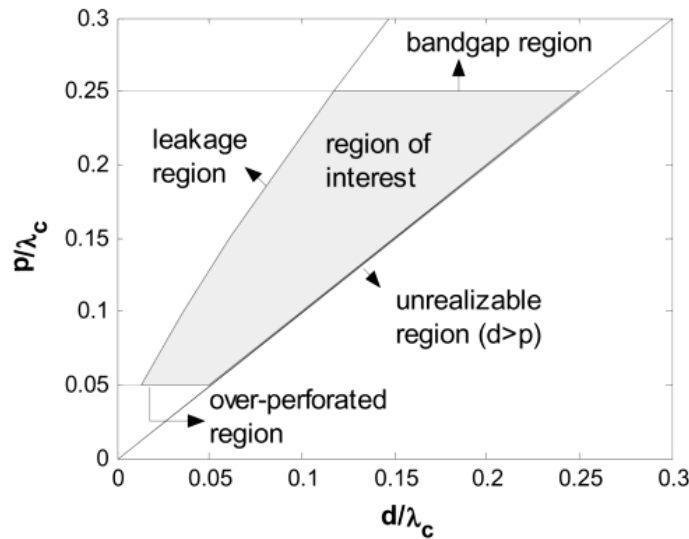
$$\lambda_c = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f_{c10}} = 2a$$

حيث a تعبر عن عرض مرشد الأمواج المستطيل، ويقابلها في بنية SIW الطول W_{eff} وهو عرض مرشد الامواج المستطيل المكافئ للبنية SIW.

- منطقة محظورة بين المنطقتين السابقتين: وهي منطقة ضياعات الناقل والعازل فيها أكبر بشكل لا يتيح تصميم العناصر الميكروية، وضياعات الإشعاع قليلة فيها بحيث لا تمكّن من تصميم هوائيات الموجة المتسرّبة [7].

ثمّة اعتبارات ميكانيكية أيضاً يجب مراعاتها أثناء التصميم، فالاستخدام الجائر لوصلات القصر عبر إحداث الكثير من الثقوب في الركيزة لتحقيق وصلات القصر هذه يؤدي إلى إضعاف البنية الميكانيكية للدائرة إجمالاً، لذا وُضعت قيود على الحد الأدنى للخطوة بين زوج من وصلات القصر P [7].

ويبين ذلك الشكل 9 المعدل عن الشكل 8:



الشكل 9- مناطق العمل في بنية SIW بتفصيل أدق [7].

إن الأبعاد الثلاثة الحاكمة في تصميم خط SIW هي عرض خط SIW، أو البعد بين صقبي وصلات القصر W_{SIW} ، والخطوة بين كل زوج من وصلات القصر P ، وقطر كل وصلة D . فالعرض W_{SIW} يحدد تردد النمط المنتشر المسيطر، كما الحال مع مرشد الأمواج التقليدي حيث يقابله البعد a ، وتحدد الخطوة P إن كان فقد الإشعاع مهملاً أم لا، وعليه يترتب هل البنية تعمل كهيكلية حاصرة للحقول الكهروستاتيكية (مرشد موجة)، أم هوائي موجة متسربة، والقطر d يحدد نسبياً أداء البنية، فإن انخفاض عن حد معين أحدث أثراً يدعى أثر فجوة الحزمة Band-Gap Effect، وفيه يسوء أداء خط النقل SIW كثيراً. وهناك شروط للتصميم تراعي هذه الأمور لتحقيق مرشد الأمواج المتكامل ضمن الركيزة وهي:

$$0.05 < \frac{P}{\lambda_c} < 0.25 \quad (1-3)$$

$$D < P \leq 2D \quad (ب1-3)$$

- حيث أن الشرط $0.05 < \frac{P}{\lambda_c}$ يضمن عدم التنقيب الجائر في الركيزة، وبالتالي عدم التعرض لمئات البنية.
- يضمن الشرط $\frac{P}{\lambda_c} < 0.25$ ، تكون ضياعات التسريب مهمة.
- يضمن الشرط $D < P$ لعدم قدرة التحقق أصلاً.
- يشكل الشرط $P \leq 2D$ خياراً وسطاً مبسطاً لتحديد الخطوة P .

3.3- تقريب بنية SIW إلى مرشد الأمواج المستطيل:

تتبع أهمية اعتماد الشروط التصميمية (1-3) من قدرتنا على تقريب خط SIW من مرشد الأمواج التقليدي عند مراعاة هذه القواعد، أي إمكانية استخدام كل ما يتعلق بالمرشد التقليدي من دراسة تردد القطع، أو تردد الطنين للتجاويف الطنانة المبنية من مرشد الموجة، أو إيجاد توزيع المركبات الشعاعية ضمن الأنماط المنتشرة في الخط SIW بشكل مشابه لحالة مرشد الموجة التقليدي، حيث يمكن تقريب العرض W_{SIW} في خط SIW إلى عرض مرشد موجة تقليدي W_{eff} كما يلي [8]:

$$W_{eff} = W_{SIW} - \frac{d^2}{0.95 P} \quad (2-3)$$

أو بحسب [9]:

$$W_{eff} = W_{SIW} - 1.08 \frac{d^2}{P} + 0.1 \frac{d^2}{W_{SIW}} \quad (3-3)$$

أو بحسب [10]:

$$W_{SIW} = \frac{2W_{eff}}{\pi} \cot^{-1} \left(\frac{\pi}{4W_{eff}} \ln \frac{d}{2P} \right) \quad (4-3)$$

وتردد القطع للخط SIW هو:

$$f_{c_{m0}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \frac{m}{W_{eff}} \quad (3-3)$$

ولأن ارتفاع الركيزة h قصير جداً لذا يتعذر حصول تغيرات معتبرة في الحقل الكهربائي على طول الارتفاع h ولذا فإننا نلاحظ انعدام المؤشر n في معادلة (3-3) والدال على عدد قمم الحقل الكهربائي على المحور الشاقولي للمرشد.

والجدير بالذكر أن خطوط SIW لا تنتشر فيها سوى الأنماط TE_{m0} وتندم فيها الأنماط الأخرى مثل TM_{m0} و TE_{mn} فالتيارات الكهربائية تنتشر على الوجهين العلوي والسفلي من خط SIW، وتسري هذه التيارات عمودياً عبر وصلات القصر، وبالتالي لا تؤثر الفجوات بين وصلات (مسافة الخطوة P) على حركة التيارات الكهربائية، لذا فالأنماط TE_{m0} يدعمها خط SIW.

ولذات السبب فإن TM_{m0} و TE_{mn} لا يدعمها خط SIW، لكون تيارات الحقل الكهربائي المفترضة لهذه الأنماط يجب أن تسري أفقياً، وبذا فإن الفجوات الحاصلة بين وصلات القصر ستؤثر بشدة على هذه التيارات، وبالتالي لا تنتشر هذه الأنماط ضمن الخط SIW [4].

4.3- التجويف الطنان المصمم بتقانة SIW:

كما في حالة مرشد الموجة المستطيل، عند إغلاق المنفذين المتقابلين في المرشد بصفيحتين ناقلتين، ينتج لدينا تجويف طنان يحدث الطنين فيه عند تردد معين تحدده أبعاد هذا التجويف بشكل أساسي.

أيضاً هنا يمكن تصميم عنصر يماثل في سلوكه سلوك تجويف طنان مستطيل، حيث تردد طنينه:

$$f_{m0l} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (4-3)$$

تحسب L_{eff} كما تحسب W_{eff} اختياريًا من العلاقات (2-3) وحتى (3-5).

1.4.3- معامل الجودة في التجويف الطنان المصمم بتقانة SIW:

كما فعلنا في الفصل الثاني عند دراسة معامل الجودة، يجب أولاً حساب الاستطاعة المبددة ضمن التجويف، وهي الضياعات ضمن الناقل سواءً ضمن السطحين المتقابلين الناقلين أو ضمن وصلات القصر، والضياعات ضمن المادة العازلة، بينما ضياعات الإشعاع مهملة عند الالتزام بشروط التصميم لتحقيق خط SIW.

فالاستطاعة المبددة على الجدران الجانبية من التجويف P_{clr} تحسب كما يلي [11]:

$$P_{clr} \cong \frac{R_s \pi^3 E_0^2 \left(\frac{D}{2}\right) h}{k^2 \eta^2 W_{eff}^2} \left[1 + 2 \sum_{n=1}^N \left| \cos \frac{\pi n P}{L_{eff}} \right|^2 \right], \left(N = \left[\frac{L_{eff}}{2P} \right] \right) \quad (5-3)$$

حيث:

• R_s : المقاومة السطحية للناقل.

• η : ممانعة الوسط الحر.

• L_{eff} : طول تجويف المرشد التقليدي المكافئ لتجويف SIW.

• N : قيمة صحيحة تعبر عن نصف عدد وصلات القصر في أحد جانبي تجويف SIW.

والاستطاعة المبددة على الجدران الأمامية والخلفية من التجويف P_{cfb} :

(6-3)

$$P_{cfb} \cong \frac{R_s \pi E_0^2 \left(\frac{D}{2}\right) h (W_{eff}^2 k^2 - \pi^2)}{k^2 \eta^2 W_{eff}^2} \left[1 + 2 \sum_{m=1}^M \left| \cos \frac{\pi m P}{W_{eff}^2} \right|^2 \right], \left(M = \left[\frac{W_{eff}}{2P} \right] \right)$$

حيث M قيمة صحيحة تعبر عن نصف عدد وصلات القصر في أحد واجهتي تجويف SIW الأمامية أو الخلفية.

والاستطاعة المبددة على الصفحتين المتقابلتين العلوية والسفلية P_{cud} :

$$P_{cud} \cong \frac{R_s \lambda^2 E_0^2}{8 \eta^2} \left(\frac{W_{eff}}{2L_{eff}} + \frac{L_{eff}}{2W_{eff}} \right), \quad \lambda = \frac{2\pi}{k} \quad (7-3)$$

فتكون الاستطاعة المبددة في ضياعات الناقل ضمن التجويف كالتالي:

$$P_c = P_{cud} + P_{cfb} + P_{clr} \quad (8-3)$$

وبحسب (29-2) يكون معامل الجودة غير المحمل عند ضياعات الناقل:

$$Q_c = \frac{2\omega_0 W_e}{P_c}$$

وكما في (31-2)، يكون معامل الجودة غير المحمل عند ضياعات العازل:

$$Q_d = \frac{2\omega_0 W_e}{P_d} = \frac{1}{\tan \delta}$$

وأخيراً يُحسب معامل الجودة غير المحمل الإجمالي للتجويف الطنان باعتبار الحال العامة عند وجود الضياعات في الناقل والمادة العازلة المألثة للتجويف كما ذكرنا في الفصل السابق في (32-2):

$$Q_0 = \left(\frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \right)^{-1}$$

والجدير بالذكر أن العبارات السابقة مناسبة لحساب معامل الجودة عند النمط الطنان الأول وتعطي نتائج ذات خطأ ضئيل بحدود 3% مقارنةً مع القيم الناتجة في برامج المحاكاة.

كما يمكن اختصاراً، اعتماد تقريب خط SIW إلى مرشد أمواج تقليدي واستعمال المعادلة الخاصة بحساب معامل الجودة في المرشد التقليدي لحساب معامل الجودة للتجويف الطنان بتقانة SIW كما في [12]:

(9-3)

$$Q_c = \frac{(kW_{eff}L_{eff})^3 h \eta}{2\pi^2 R_s} \left(2h(W_{eff})^3 + 2h(L_{eff})^3 + L_{eff}(W_{eff})^3 + W_{eff}(L_{eff})^3 \right)^{-1}$$

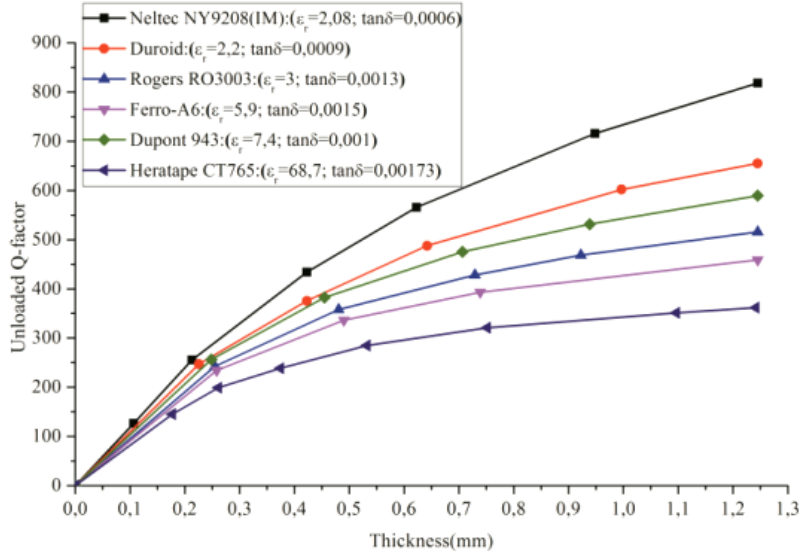
حيث يُحسب k هنا للنمط TE_{101}

$$k = \frac{2\pi f_{r101}}{v}$$

يمكن ملاحظة أن من العوامل المؤثرة في معامل الجودة هي:

- ارتفاع الركيزة h
- الضياع ضمن العازل ممثلاً بالمعامل $\tan \delta$
- المقاومة السطحية للنواقل R_s وتتعلق بطبيعة الناقل.
- ثابت العازلية النسبي ϵ_r .

يبين الشكل 10 تغيير قيمة معامل الجودة غير المحمل لتجويف طنان مربع مصمم ليعمل على التردد 9.13 GHz [12]:



الشكل 10- تغيير قيمة معامل الجودة مع زيادة ارتفاع الركيزة باعتبار ركائز مختلفة [12]

حيث نرى أولاً أن الركائز ذات الضياع الأقل، كانت ابتداءً على درجات متفاوتة من معامل الجودة بغض النظر عن ارتفاع الركيزة، وكانت أقل الركائز ضياعاً أعلاها معامل جودة، ثم نرى أن زيادة ارتفاع الركيزة يزيد في معامل الجودة بشكل مطرد. كما أن هناك اعتباراً آخر قد لا يبدو من الوهلة الأولى، وهو ثابت العازلية النسبي، فاستخدام ركيزة ذات ثابت عازلية عالٍ يساهم في تصغير حجم التجويف الطنان، وبالتالي إلى تقليل ضياعات الناقل بسبب تصغير حجم التجويف أصلاً، لكن غالباً يتوافق ثابت العازلية العالي مع ضياع عالٍ نسبياً في العازلية، ما يؤدي إلى معاكسة أثر تخفيض ضياعات الناقل.

5.3- الخاتمة

عرضنا في هذا الفصل بنية مرشد الموجة المتكامل ضمن الركيزة، وبيّنا الشروط المطلوبة لتصميم المرشد بحيث يكون قابلاً لتقريب سلوكه من سلوك المرشد التقليدي المستطيل، وذكرنا معادلة تقريب الأبعاد بين خط SIW والمرشد التقليدي. وذكرنا معامل الجودة غير المحمل، وكيف تختلف عبارته عن مقابلتها في المرشد التقليدي، مع إمكانية استخدام العبارة التقليدية مع إبدال الأبعاد الأصلية بالأبعاد المقربة، ثم فصلنا في العوامل المؤثرة في تغيير معامل الجودة غير المحمل للتجويف الطنان المبني بتقانة SIW.

الفصل الرابع

الهوائي ذاتي الازدواج المحقق بتقانة SIW

بإضافة مأخذين كل منهما يعمل على تردد محدد إلى بنية هوائي ما، ثم التلاعب في هذه البنية لتحقيق عزل معتبر بين المأخذين، نحصل على الهوائي ذاتي الازدواج الذي يعمل على ترددين مختلفين في آن واحد.

1.4- مقدمة

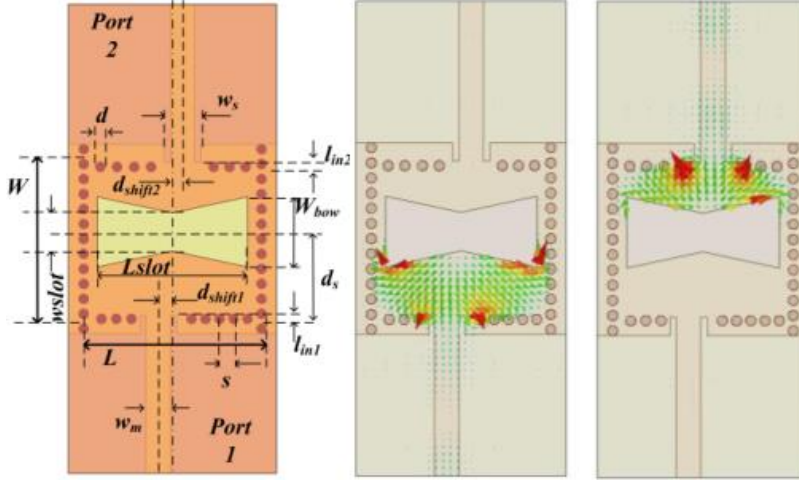
كما هو معروف في دراسة أنظمة الاتصالات، فإن الضجيج الذي يسببه أول عنصر في الاستقبال هو ما يؤثر أشد التأثير في أداء باقي المنظومة [2]، وفي المنظومات التقليدية العاملة على حزم ترددية تختلف في الإرسال عن الاستقبال، يكون عنصر الازدواج Diplexer هو أول عنصر في المنظومة، وبالتالي يُشترط فيه شروطاً حادةً كيلا يؤثر سلباً على المنظومة بأكملها. بالإضافة إلى اختلاف تقانات التصنيع والحاجة إلى المواءمة فيما بينها وتحقيق تكامل فعلي بين العناصر المختلفة العائدة لتقانات مختلفة، وهو ما يساعد في تحسين الأداء وتخفيض فقد الإدخال Insertion Loss IL وتحسين نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR، وتخفيض التكلفة العامة.

كل هذه الأسباب الفنية وغيرها من الأسباب العملية كالتكلفة والحجم وسرعة الإنتاج، كل هذه الأسباب دفعت في تطوير بنية جديدة للهوائي يقوم فيها بوظيفتي الهوائي وعنصر الازدواج في آن معاً، مختصراً بذلك مرحلة عنصر الازدواج وما تضيفه من تدهور في نسبة SNR بسبب إضافة الضجيج الخاص بعنصر الازدواج، مع تقليل التكلفة والحجم والوزن، وهي مواصفات معتبرة في تصميم الدارات الميكروية عالية الأداء، وسمي هذا الهوائي بالهوائي ذاتي الازدواج Self Diplexing Antenna SDA.

2.4- دراسة مرجعية للهوائيات ذاتية الازدواج بتقانة SIW:

طُرحَت أعمال في هذا الاتجاه باستخدام تقانات أخرى مثل تقانة هوائيات PIFA كما في [13]، وطُرحَت طرائق في التصميم تعتمد على حث أنماط مختلفة في الهوائي الشرائطي لتحقيق هذا الازدواج الترددي كما في [14]، وفي تقانة SIW، كانت محاولات لتحقيق هذه المزاجية ولكن عبر دمج عنصر الازدواج Diplexer بالهوائي مباشرةً كما في [15]، لكن كانت البداية

المعتبرة في هذه النزعة من تصميم الهوائيات بتقانة SIW مع [16]، حيث بُني الهوائي على تجويف طئان محمّل بشق له شكل ربطة العنق Bowtie Slot كما هو مبين في الشكل 11:



الشكل 11- بنية الهوائي ذاتي الازدواج مع توزيع التيارات الكهربائية عند تغذية كل من المأخذين [16].

كما نرى، الهوائي مبني على أساس تجويف طئان، ومحمّل بالشق لتحقيق هدفين:

- الإشعاع.

- تقسيم التجويف الطئان إلى تجويفين طئانين يطنان بنمط نصفني Half Mode SIW [16].

جرى تصميم التجويف ليعمل على النمط TE_{110} ضمن النطاق X Band، ولجعل التجويف يعمل كتجويفين مستقلين، كان استخدام الشق بطول كبير غير طينيني.

جرت إزاحة الشق عن محور التناظر العمودي بمقدار ds ، ما أدى إلى اختلاف في تردد الطنين لكل من التجويفين المتشكّلين. أما إزاحة خطّي التغذية (المأخذين) عن محور التناظر الأفقي، فقد كان ذلك لتحقيق توفيق الممانعة بالشكل الأمثل، ويتعلق العزل بين المأخذين بعرض الشق، فكلما كان عرض الشق أوسع كان العزل أفضل، بالإضافة إلى كون طول الشق كبير بما يكفي لقسم التجويف الكلي إلى تجويفين.

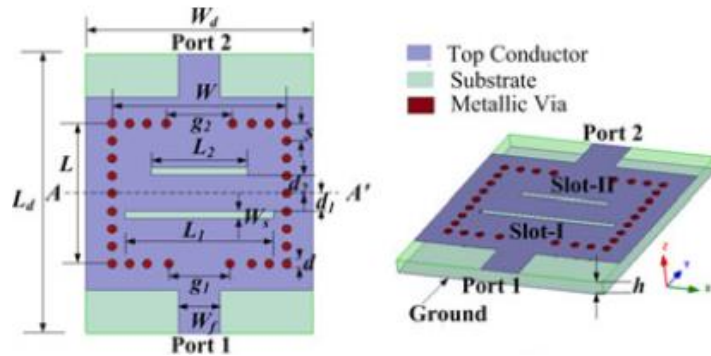
يتحقق الضبط الترددي لتددي العمل بتغيير مسافة الإزاحة ds ، كما أن تغيير مقدار انفرج زوايا الشق يساعد في ضبط التردد.

تمتاز بنية الهوائيات المكونة من هوائي مسند إلى تجويف طنان _ كما الحال في هذا التصميم _ بأنها تحقق ربحاً عالياً ونسبة عالية بين الفص الأمامي والخلفي FTBR وأن يكون الإشعاع Unidirectional.

وللدلالة على كون التجويفين معزولين عن بعضهما، جرى عرض إمكانية محافظة هذا التصميم على خصائصه سواء كان تصميمه تركيبياً ابتداءً من تجويفين نصفين، ثم دمجهما معاً ليشكلا هوائياً واحداً، أو بالطريقة الأولى حيث البداية من تجويف واحد، ثم إحداث الشق والتغييرات الأخرى في البنية للوصول إلى الهوائي ذاتي الازدواج.

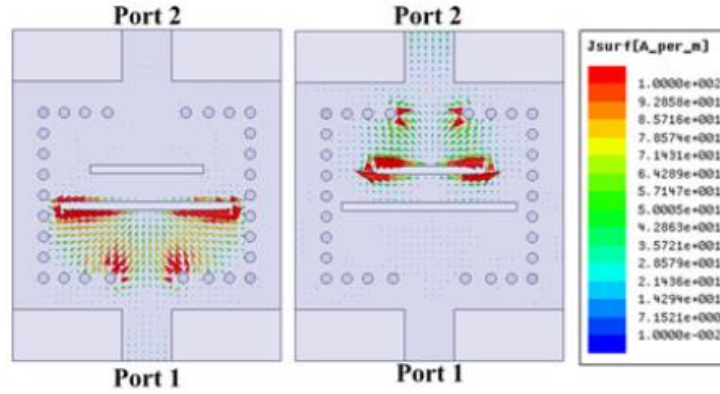
لكن مما يؤخذ على هذه التصميم المبنية على التجاويف الطنانة، أنها تعاني من عرض حزمة نسبي ضيق FBW، كما سنرى مع التصميم الأخرى، كما أن الاستقطاب المتعارض Cross Polarization قد يرتفع قليلاً لكون الشق موجود على الوجه الذي يجوي خطّي النقل، بينما يمكن تحسين نسبة الاستقطاب المتعارض بجعل الشق على الجانب المقابل، ولكن هذا سيؤثر سلباً على FTBR، كما أن هذا التصميم لا يمكن استخدامه لتصميم الهوائيات العاملة على ترددات متقاربة [18]، لكن بساطة التنفيذ، وإمكانية الضبط الترددي للهوائي بسهولة عبر تغيير الإزاحة ds ودرجة الانفراج للشق، وإمكانية التحكم بالعزل بزيادة عرض الشق، وضبط توفيق الممانعة عبر الإزاحة عن محور التناظر الأفقي، مما يحسب لهذا التصميم.

كان التصميم التالي [17] لا يعتمد على قسم التجويف الطنان إلى تجويفين نصفين، بل على إحداث التغيير في بنية التجويف الطنان والتشويه في الحقول الكهروستاتيكية وسريان التيار الكهربائي على سطح التجويف العلوي لتحقيق الازدواج الترددي، فترى في الشكل 12 التالي:



الشكل 12- بنية الهوائي ذاتي الازدواج [17].

صُمم التجويف ليعمل على النمط TE_{120} ضمن النطاق الترددي X Band، ثم جرى تحميل التجويف الطنان بشقين مزاحين عن محور التناظر و كلٍ منهما أقرب إلى المآخذ الذي سيعمل عليه، ويؤدي ذلك إلى تشويه توزيع الحقل المغناطيسي ضمن التجويف، فترى أن كثافة الحقل المغناطيسي تكون بين الشق والمآخذ المغدّي له كما في الشكل 13:



الشكل 13 كثافة الحقول المغناطيسية عند تغذية أحد المأخذين بمعزل عن الآخر [17].

ومن هذا التفاوت بالكثافة في الحقول المغناطيسية ينتج لدينا تفاوتاً في كثافة التيار الكهربائي وبالتالي ينتج لدينا العزل بين المأخذين.

إن تغيير طول الشق وبعده عن المأخذ يغيّر في أثر التحميل الرديّ Reactive Loading effect للشق، وبالتالي إحداث تغيير في تردد الطنين للنمط المنتشر، لذا فتغيير طول الشق وبعده عن المأخذ من أدوات ضبط تردد العمل.

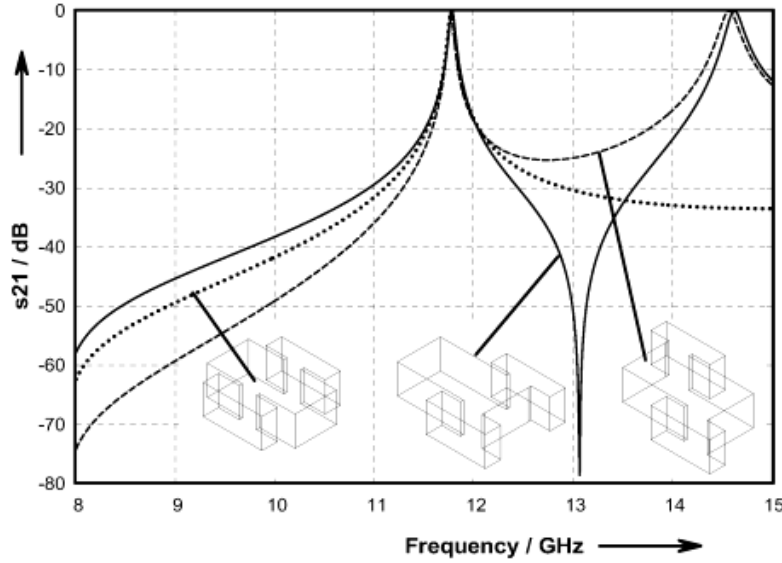
كما أن أثر التباعد بين وصليتي القصر عند كل مدخل يغير من توفيق الممانعة، لأنه يؤثر في معامل ربط المأخذ بالتجويف Coupling Factor، ويغيّر في معامل الجودة الخارجي Q_e ، وبالتالي معامل الجودة المحمل الكلي Q_L للتجويف بعد وصله بالمأخذ [18].

بإضافة الشقين يحدث هبوط في تردد طنين النمط TE_{110} و TE_{120} بسبب أثر التحميل الرديّ؛ حيث يحدث تشوه في توزيع الحقل المغناطيسي يجعل تردد طنين النمطين TE_{110} و TE_{120} يحدث عند قيمة أقل.

وكما في حالة الهوائي [16]، فإن استخدام هوائي الشق المسند إلى تجويف طنان CBSA يحقق ربحاً عالياً ونسبة FTBR عالية مع إشعاع موحد المناحي Unidirectional.

وللبرهان على أن الشقين لا يؤثران في بعضهما، وُضع الشق الأول مع عرض توزيع الحقل المغناطيسي عند تردد العمل الخاص بالشق، ثم أضيف الشق الثاني مع عرض توزيع الحقل المغناطيسي عند تردد العمل الخاص بالشق الأول، مع ملاحظة أن توزيع الحقل المغناطيسي لم يتأثر كثيراً، وهذا دليل على أن الشقين يؤثران في بعضهما بشكل طفيف، وبالتالي نحصل على عزل جيد بين المأخذين.

كما في الهوائي [16]، مشكلة عرض الحزمة النسبي الضيق ملازمة للهوائيات المبنية على التجاويف الطنانة، ذلك لأن التجويف الطنان المحقق بتقانة SIW يمتاز بمعامل الجودة العالي وبالتالي ينعكس هذا سلباً على عرض الحزمة النسبي [12]، كما أنه يعتمد على الأنماط الطنانة ضيقة الحزمة أصلاً.



الشكل 15- تغير موقع صفر التمرير بتغيير التوضع النسبي بين مأخذي التجويف [19].

يتحقق العزل من خلال استخدام التغذية المتعامدة، واستخدام شق حلقي مستطيل، وإزاحة مأخذي التغذية عن محوري تناظرهما بمقدار مدروس للاستفادة من الترابط بين النمطي بين TE_{210} و TE_{120} والنمط TE_{110} ، وتحقيق صفري تمرير في معامل الانتثار S_{21} مما ساهم في زيادة العزل والتحكم به.

يمكن ضبط موقع الصفريين TZ_1 و TZ_2 عبر تغيير انزياح المأخذين عن محوري التناظر، وهذا يؤثر في معامل ربط Coupling Factor للنمط TE_{110} ، وبالتالي تغيير تأثيره في الترابط بين النمطي مع TE_{210} و TE_{120} ، وبالتالي تحقيق انزياح الصفر نحو ترددات أعلى من تردد الطنين أو أدنى منه.

إن أبعاد الرقعة الناشئة ضمن الشق الحلقي لا يمكن أن تشع بذاتها لأن أبعادها صغيرة جداً، كما أن البعد a يتحكم في أثر السعة للرقعة بالنسبة إلى النمط TE_{210} ، وبالتالي تأثير التحميل السعوي على التجويف وانزياح تردد النمط TE_{210} ، والعكس بشأن النمط TE_{120} حيث يتأثر الأثر السعوي أكثر بالطول b ، لذا فالضبط المناسب لـ a و b يمكن أن يحقق ضبطاً لنسبة $\frac{TE_{210}}{TE_{120}}$ بين 1.8% و 15.2%.

نوه إلى أن تغيير عرض الشق (سماكة الشق) مع المحافظة على محيط الحلقة الخارجي ثابتاً يغير من مساحة الرقعة الداخلية، وبالتالي فهو يغير في أثر تحميل الرقعة السعوي على التجويف، وبالتالي يؤثر في تردد الطنين، كما تؤثر سماكة الشق في الربح والاستقطاب المتعارض Cross Polarization.

يعاني هذا التصميم من عرض حزمة نسبي ضيق، بحدود 1.46% - 1.32%، ولكنه بسهولة ضبطه وقدرته على ضبط كل تردد على حدى، يصير مناسباً للتطبيقات التي تكون حزمي الإرسال والاستقبال متقاربتين، لكن توجد اعتبارات تحد من مسافة الفصل بين الحزمتين، وهي خاضعة أصلاً إلى حجم الرقعة ومحيط الشق الحلقي.

وبسبب تحميل التجويف بالشق الحلقي، كان التصميم مضغوطاً Compact.

3.4- تحسين عرض الحزمة في هوائيات SDA:

مما لاحظنا سابقاً، وجود عيب أصيل في هوائيات الشق المسندة إلى التجويف الطنان CBSA وخصوصاً الهوائيات ذاتية الازدواج، ذلك لأن التجويف الطنان معامل جودته عال، ويعمل أثناء الطنين عند ترددات طنين ضيقة الحزمة، لكن الخصائص الإشعاعية التي تتميز بها هوائيات CBSA من حيث نسبة FTBR العالية، والرياح العالي والإشعاع موحد المناحي Unidirectional، تجعلها هوائيات مرغوبة بالرغم من هذا العيب.

تندرج أساليب تحسين عرض الحزمة الترددية تحت أصناف ثلاثة وهي [20]:

• **الطرائق الذاتية:** وتعتمد هذه الطرائق على استخدام ركائز بارتفاعات عالية، وثابت عازلية نسبي ضئيل يقترب من 1، وفي ذلك تحسين لتوفيق ممانعة الهوائي مع ممانعة الخلاء ومنه يتحسن عرض الحزمة الترددية.

لكن هذه الطريقة بينما تحسن عرض الحزمة، إلا أنها تسيء إلى الريح والفعالية الإشعاعية، فاستخدام ركائز سميكة يعني السماح لأمواف سطحية أكثر بالانتشار مما يؤدي إلى ضعف الفعالية الإشعاعية Radiation Efficiency، ويعني أيضاً ازدياد الإشعاع غير المرغوب فيه عند تشكيلة تغذية الهوائي، مما يؤثر على الاستقطاب المتعارض.

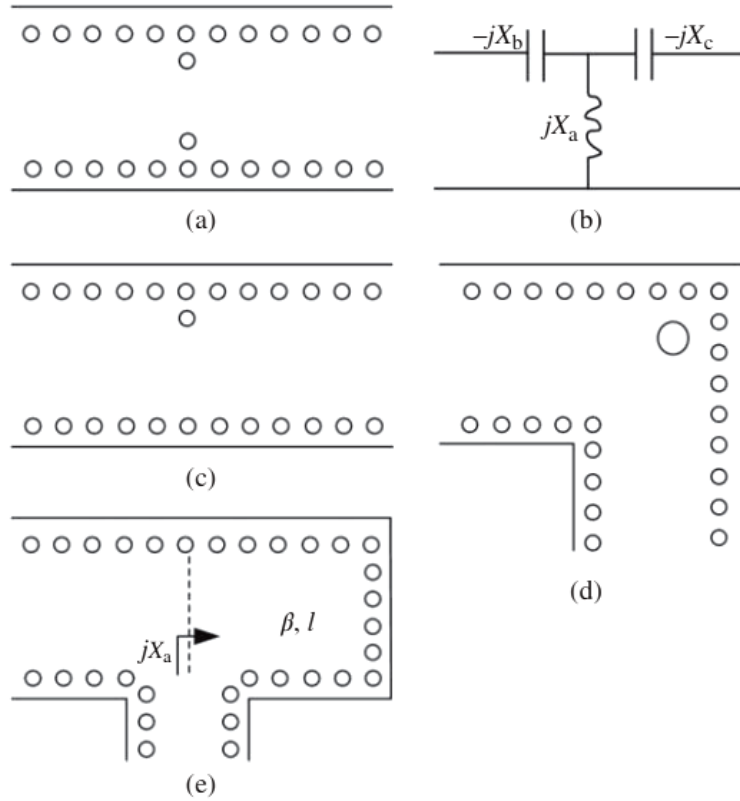
• **طرائق تعتمد على التغذية:** وهي في أغلبها تعتمد على أكثر من ركيزة، وتستخدم الفتحات المشعة لنقل الأمواف الكهروضيية من ركيزة إلى أخرى، ويتحدد عرض الحزمة عندها ببنية الهوائي المشع وأبعاد الفتحة المشعة المغذية للهوائي، فيكون هناك درجات حرية أكثر في التصميم، لكنها أكثر تكلفة وتأخذ حجماً أكبر بسبب استخدام أكثر من ركيزة.

• **طرائق إشعاعية:** وتعتمد على إحداث الترابط الكهروضي بين أكثر من هوائي، والاستفادة من الاختلافات الطفيفة في أبعاد هذه الهوائيات في توسيع عرض الحزمة من خلال دمج عرض الحزمة لكل هوائي، وهي تستخدم في حالة الركيزة الوحيدة، إلى أن عيبها أنها تشغل مساحةً أكبر، فبينما تفيد هذه المساحة في زيادة الريح، إلا أن ذلك على حساب الحجم.

لكن هناك طرائق خاصة بالهوائيات المحققة بتقانة SIW:

• استخدام شبكات توفيق ممانعة بتقانة SIW:

مثل النوافذ القزحية Iris Windows، والزوايا التحريضية Inductive Corners والخط الأبتري المقصور Short circuit stub كما في الشكل 16:



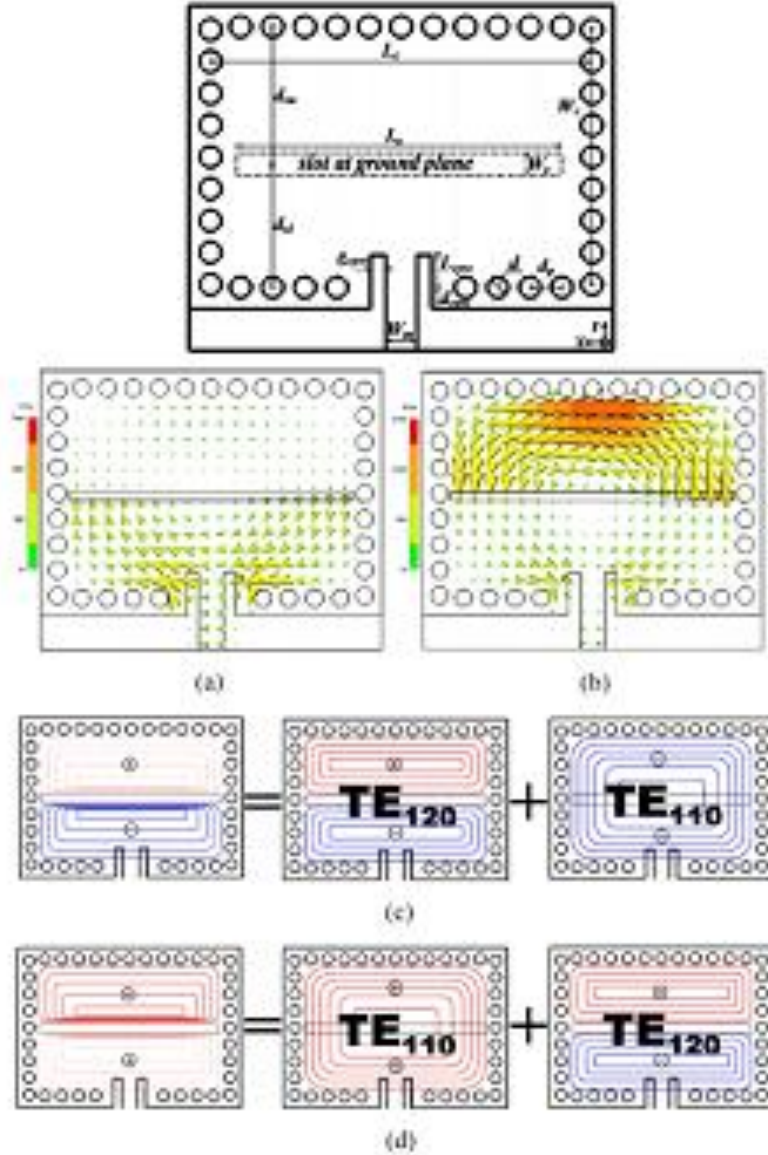
الشكل 16- أشكال مختلفة لشبكات توفيق الممانعة وفق تقانة SIW [21].

حيث حصل التحميل بأثر تحريضي عبر إضافة وصلات القصر في بدن خط SIW.

وتمتاز هذه الطريقة بكون إضافة وصلات القصر Shorting Vias لا يؤثر على الشكل الخارجي للبنية، ولا يضيف إشعاعاً غير مرغوب فيه كما الحال عند استخدام المشعات الإضافية في التقانات الأخرى، كما أن هناك حرية أكبر في إضافة وصلات القصر، ما جعل هذه الطريقة من الطرائق المرغوبة في تحقيق توفيق الممانعة في دارات SIW.

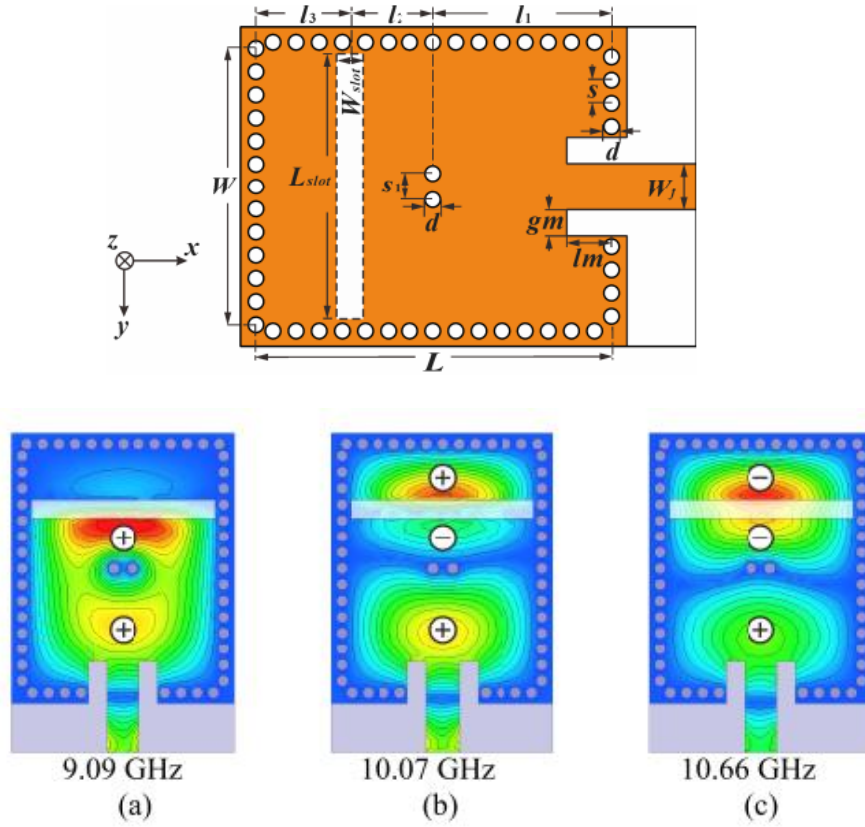
• استخدام الهوائيات متعددة الأنماط المحققة بتقانة SIW:

وذلك من خلال جعل الهوائيات تعمل على عدة أنماط معاً مستفيدةً بذلك من عرض الحزمة الترددية لكل نمط في توسيع عرض الحزمة الكلي. يبين الشكل 17 هوائي متعدد الأنماط، يستخدم الدمج بين النمطين الأول والثاني من خلال تموضع الشق ضمن التجويف لتحقيق عرض حزمة أكبر.



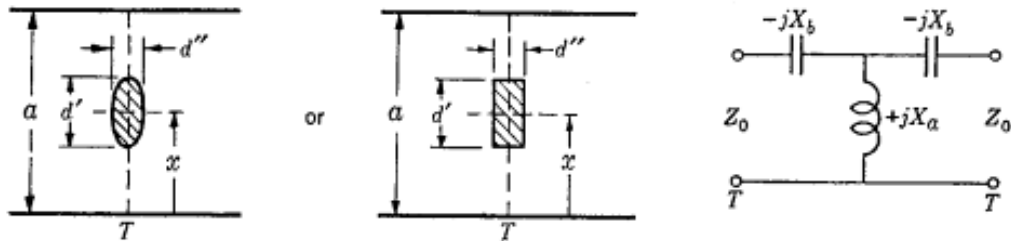
الشكل 17 - الهوائي متعدد الأنماط مع أسلوب عمله بدمج النمطين الأول والثاني [22].

ويبين الشكل 18 هوائي متعدد الأنماط يدمج بين الأنماط الأول والثاني (فردى وزوجى) باستخدام وصلتي قصر:



الشكل 18 الأنماط المختلفة باستخدام وصلتي قصر [23].

حيث أدى استخدام وصلتي القصر إلى رفع تردد الطنين للنمط الأول ليكون بجوار تردد طنين النمط الثاني، وذلك من خلال التأثير التحريضي الذي تلعبه وصلتي القصر [24]، كما يبين الشكل 19 الدارة المكافئة لوصلة ذات مقطع بيضوي (حيث يمكن تقريب وصلتين متجاورتين بوصلة وحيدة ذات مقطع بيضوي):



الشكل 19- الأثر التحريضي لوصلة قصر بيضوية في مرشد موجة [24].

4.4- الخاتمة

أوردنا في هذا الفصل أشكالاً مختلفة من الهوائيات ذاتية الازدواج المحففة بتقانة SIW، مع تفصيل مزاياها وعيوبها وآلية عملها، ثم وصلنا إلى نتيجة أن الهوائيات المعتمدة في عملها على التجويف الطنان تعاني من عيب أصيل في تركيبها وهو ضيق الحزمة الترددية، ثم أوردنا الأساليب المختلفة لتوسيع عرض الحزمة الترددية سواءً كانت الأساليب متعلقةً بطبيعة الركيزة، أم بشبكة التغذية، أو ببنية الهوائي نفسها.

الفصل الخامس

التصميم العملي

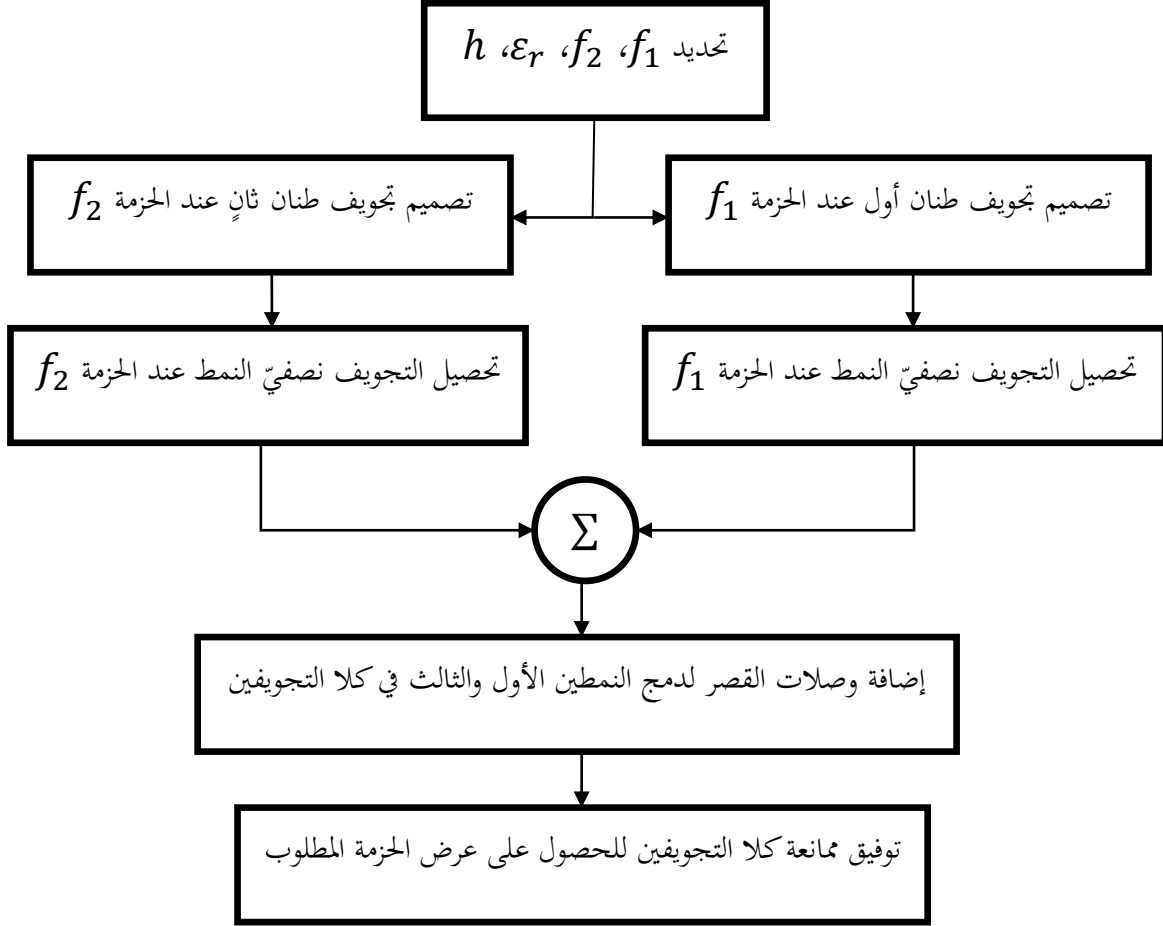
إن تحسين عرض الحزمة الترددية دون التسبب بتدهور في باقي المواصفات الفنية من عزل وريح وغيرهما يضيف صعوبةً إلى تصميم الهوائي ذاتي الازدواج بتقانة SIW، عدا عن صعوبة تحقيق التحسين الترددي أصلاً.

1.5- مقدمة:

سيعتمد التصميم بنية هوائي الشق المسند إلى تجويف طنان CBSA والمصمم وفق تقانة SIW، للاستفادة من الريح ونسبة FTBR العاليتين، والإشعاع موحد الاتجاه Unidirectional. سنصمم الهوائي ضمن نطاق X Band، وسنستخدم الركيزة RT-duroid 5880 لكون أكثر الأبحاث المنشورة صُممت هوائياتها ضمن النطاق نفسه وعلى الركيزة ذاتها، لسهولة وعدالة المقارنة فيما بعد مع التصاميم الأخرى. لذا سنقوم بالتالي:

- تصميم تجويفين بنمط نصفني (Half Mode SIW Cavity (HMSIW Cavity) كل منهما يعمل عند حزمة ترددية مختلفة ضمن النطاق X Band.
- دمج التجويفين النصفيين معاً مع إبقاء ثغرة بينهما لتأمين العزل بين مأخذي الإرسال والاستقبال، ولتلاعب الثغرة دور الشق الإشعاعي المسند إلى تجويف CBSA.
- إضافة وصلات القصر Shorting Vias في مواضع محددة لإحداث أثر تحميل تحريضي يساهم في دمج النمطين الأول والثالث في كلا التجويفين النصفيين.
- ضبط المسافة الفاصلة بين وصلات القصر في كل تجويف وضبط قطريهما لتحسين الدمج وتحقيق عرض حزمة أوسع.
- توفيق ممانعة دخل كل تجويف نصفني مع المأخذ الموصول إليه عبر التغيير في أثر الفتحة التحريضية التي تربط المأخذ مع التجويف النصفني، وذلك من خلال تغيير عرض الفتحة أو قطر وصلتي القصر عند الفتحة أو عمق إدخال خط النقل ضمن التجويف.

ويبين الشكل 20 مخططاً تدفقياً مبسطاً يوضح سير عملية التصميم.



الشكل 20- مخطط تدفقي لسير عملية التصميم الكلية.

2.5- متطلبات التصميم:

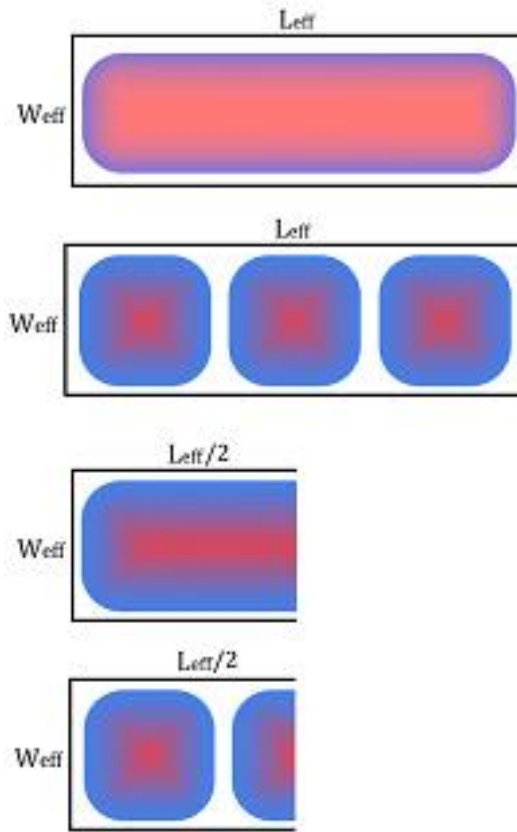
يبين الجدول 1 مواصفات تصميمية للهوائي المطلوب، سنصمم الهوائي بحيث تكون حزمتي العمل ضمن النطاق X Band وفي جوار الترددات 9 GHz و 11 GHz.

الجدول 1- مواصفات تصميمية للهوائي.

Specification	Value
Band	X Band
Substrate	RT/duroid 5880
Dissipation Factor ($\tan \delta$)	0.0009
Dielectric Constant (ϵ_r)	2.2
Substrate Height (h)	1.57 mm

اخترنا سماكة الركيزة $h = 1.57 \text{ mm}$ لكونها السماكة المعيارية الأكبر التي توفرها الشركة المصنعة لهذه الركيزة، واخترناها لتكون بأكبر قيمة ممكنة لأن الهوائي المصمم يماثل ببنيته هوائي الشق المسند إلى تجويف CBSA، ففي الهوائي CBSA عمق التجويف الطنان يساوي $\frac{\lambda}{4}$ لتحقيق توفيق ممانعة مناسب بين ممانعة الهوائي وممانعة الخلاء η ، وبما أن الهوائي الذي نصممه يعتمد تقانة SIW حيث سماكة الركيزة أقل بكثير من $\frac{\lambda}{4}$ ، فإننا نحاول الاقتراب بسماكة الركيزة قدر الإمكان من $\frac{\lambda}{4}$ لتحسين توفيق ممانعة الهوائي مع ممانعة الخلاء قدر الإمكان وبالتالي تحسين عرض الحزمة الترددية لهوائي الشق الناتج المسند إلى التجويف.

من متطلبات التصميم التي ستوضح معنا هي زيادة طول كلا التجويفين الطنانين لتيسير عملية دمج الأنماط فيما بعد، يبين الشكل 21 النمطين الأول والثالث في حالتي التجويف الكامل والتجويف نصف النقط FMSIW/HMSIW Cavity على الترتيب:



الشكل 21- شكل الأنماط المنتشرة في التجويف كامل النمط ونصف النقط.

عند تصميم التجويف الطنان واستخدام نصفه سنخسر نصف الأنماط التي يمكن أن تنتشر مقارنةً بتجويف كامل النمط، حيث ستنشر الأنماط الفردية (التي تشكل بطوناً فردية العدد في التجويف الكامل) وتندم الأنماط الزوجية، لكون الأنماط الفردية تحوي بطوناً في منتصف التجويف بينما الأنماط الزوجية تحوي عقداً في منتصفه، وبالتالي لا يمكن تحقق الطنين للأنماط الزوجية في حالة التجويف النصفى HMSIW Cavity، وهذا سيؤثر بدوره على طول التجويف عندما نريد دمج الأنماط المنتشرة، حيث سنضطر إلى دمج أنماطٍ كهترطيسيةٍ متباعدة (وهي الأنماط الفردية فقط)، وسيفرض هذا علينا زيادةً في طول التجويف حتى تتقارب ترددات الأنماط الفردية لتكون عملية دمجها أسهل وأقرب للتحقق، لكن هذا سيؤثر سلباً على الحجم وإيجاباً على الربح، لكون سطح الهوائي الإجمالي أكبر.

من خلال تقريب التجويف الطنان نصفيّ النمط إلى خط نقل عديم الفقد ذي ممانعة مميزة Z_0 ومقصور النهاية أي ممانعة الحمل $Z_L = 0$ ، تكون ممانعة الدخل المنظورة من مستوي قطع التجويف الطنان كالتالي:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan\left(\beta \frac{L_{eff}}{2}\right)}{Z_0 + j Z_L \tan\left(\beta \frac{L_{eff}}{2}\right)} = j Z_0 \tan\left(\beta \frac{L_{eff}}{2}\right) \quad (1-5)$$

تكون ممانعة الدخل لانهائية $Z_{in} = \infty$ في حالة الطنين:

$$Z_{in} = j Z_0 \tan\left(\beta \frac{L_{eff}}{2}\right) = \infty$$

$$\beta \frac{L_{eff}}{2} = \frac{n\pi}{2}, (n = 1, 3, 5, \dots) \quad (2-5)$$

و β هو ثابت الطور Phase Constant للنمط المسيطر المنتشر ضمن بنية خط SIW [23]:

$$\beta = \beta_{10} = \sqrt{k_{10}^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{2\pi f_{10}}{v}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2} \quad (3-5)$$

وبتعويض (3-5) في (2-5) نجد:

$$\beta \frac{L_{eff}}{2} = \left(\sqrt{\left(\frac{2\pi f_{10}}{v}\right)^2 - \left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2}\right) \cdot \left(\frac{L_{eff}}{2}\right) = \frac{n\pi}{2}$$

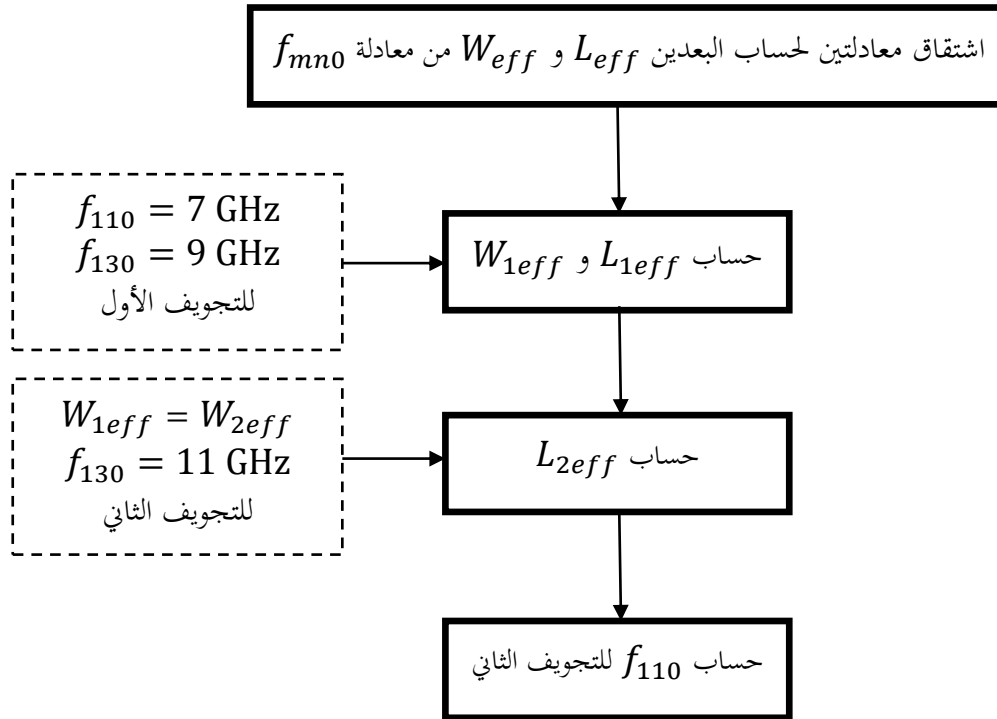
وبالإصلاح وعزل تردد الطنين، يكون تردد طنين النمط المنتشر ضمن التجويف النصفّي وبناءً على تردد تمرير النمط المسيطر

$$f_{1n0} = \frac{v}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad \text{في المرشد SIW:}$$

وهي نفسها معادلة تردد الطنين في التجاويف الطنانة بتقانة SIW (3-4) عند تحديد $m = 1$.

3.5- تصميم التجويف الطنان نصفّي النمط:

إن جوهر استخدامنا لتقانة SIW هو إمكانية تقريب سلوك بنية العناصر المشكّلة بتقانة SIW من مثيلاتها المشكّلة من مرشد الأمواج التقليدي، وفي تصميمنا للتجويف الطنان بتقانة SIW سنعتمد تقريب سلوك هذه البنية إلى سلوك تجويف طنان مبني من مرشد أمواج تقليدي مستطيل، فالبعدان L_{eff} و W_{eff} يعبران عن طول وعرض تجويف طنان مبني من مرشد أمواج تقليدي مستطيل يقارب سلوكه سلوك التجويف الطنان المصنّع بتقانة SIW ذي البعدين L_{SIW} و W_{SIW} . لتصميم تجويف طنان بأبعاد محددة لتحقيق أنماط طنين معينة (في حالتنا النمطين الأول والثالث)، سنشتق معادلتين لإيجاد البعدين L_{eff} و W_{eff} ، ومن خلال تحديد ترددي الطنين للنمطين المطلوبين لكل تجويف (النمط الأول والثالث) سنحدد L_{eff} و W_{eff} لكلا التجويفين. يبين الشكل 22 المخطط التدفقي لعملية تصميم التجويفين الطنانين:



الشكل 22- مخطط تدفقي لسير عملية تصميم كلا التجويفين الطنانين.

1.3.5- اشتقاق معادلتَي حساب البعدين W_{eff} و L_{eff} :

سنبدأ من معادلة تردد الطنين الأساسية (3-4) في التجاويف الطنّانة المصنعة بتقانة SIW:

$$f_{mn0} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_{eff}}\right)^2}$$

سنستخدم (3-4) لكتابة معادلتين تعبر كل منهما عن تردد طنين لنمط مختلف عن الآخر، فمعادلة تردد النمط A كالتالي:

$$f_{Amn0} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2}$$

نعزل $\left(\frac{1}{W_{eff}}\right)^2$:

$$\left(\frac{1}{W_{eff}}\right)^2 = \frac{1}{m^2} \left(\left(\frac{2f_{Amn0}}{v}\right)^2 - \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2 \right) \quad (4-5)$$

معادلة تردد النمط B:

$$f_{Bm'n'0} = \frac{v}{2} \sqrt{\left(\frac{m'}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n'}{L_{eff}}\right)^2}$$

نعزل $\left(\frac{1}{W_{eff}}\right)^2$:

$$\left(\frac{1}{W_{eff}}\right)^2 = \frac{1}{m'^2} \left(\left(\frac{2f_{Bm'n'0}}{v}\right)^2 - \left(\frac{n'}{L_{eff}}\right)^2 \right) \quad (5-5)$$

بمساواة (4-5) و (5-5)، نوجد L_{eff} :

$$\frac{1}{m^2} \left(\left(\frac{2f_{Amn0}}{v}\right)^2 - \left(\frac{n}{L_{eff}}\right)^2 \right) = \frac{1}{m'^2} \left(\left(\frac{2f_{Bm'n'0}}{v}\right)^2 - \left(\frac{n'}{L_{eff}}\right)^2 \right)$$

$$\left(\frac{2}{v}\right)^2 \left(\left(\frac{f_{Bm'n'0}}{m'}\right)^2 - \left(\frac{f_{Amn0}}{m}\right)^2 \right) = \left(\left(\frac{n'}{m'}\right)^2 - \left(\frac{n}{m}\right)^2 \right) \left(\frac{1}{L_{eff}}\right)^2$$

فتكون معادلة L_{eff} :

(6-5)

$$L_{eff} = \frac{v}{2} \sqrt{\frac{\left(\frac{n'}{m'}\right)^2 - \left(\frac{n}{m}\right)^2}{\left(\frac{f_{B_{m'n'_0}}}{m'}\right)^2 - \left(\frac{f_{A_{mn0}}}{m}\right)^2}}$$

نعزل $\left(\frac{1}{L_{eff}}\right)^2$ من معادلتى الترددتين $f_{B_{m'n'_0}}$ و $f_{A_{mn0}}$:

$$\left(\frac{1}{L_{eff}}\right)^2 = \frac{1}{n^2} \left(\left(\frac{2f_{A_{mn0}}}{v}\right)^2 - \left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 \right) \quad (7-5)$$

$$\left(\frac{1}{L_{eff}}\right)^2 = \frac{1}{n'^2} \left(\left(\frac{2f_{B_{m'n'_0}}}{v}\right)^2 - \left(\frac{m'}{W_{eff}}\right)^2 \right) \quad (8-5)$$

بمساواة (7-5) و (8-5) والإصلاح، نوجد W_{eff} :

$$\frac{1}{n^2} \left(\left(\frac{2f_{A_{mn0}}}{v}\right)^2 - \left(\frac{m}{W_{eff}}\right)^2 \right) = \frac{1}{n'^2} \left(\left(\frac{2f_{B_{m'n'_0}}}{v}\right)^2 - \left(\frac{m'}{W_{eff}}\right)^2 \right)$$

$$\left(\frac{2}{v}\right)^2 \left(\left(\frac{f_{B_{m'n'_0}}}{n'}\right)^2 - \left(\frac{f_{A_{mn0}}}{n}\right)^2 \right) = \left(\left(\frac{m'}{n'}\right)^2 - \left(\frac{m}{n}\right)^2 \right) \left(\frac{1}{W_{eff}}\right)^2$$

فتكون معادلة W_{eff} :

(9-5)

$$W_{eff} = \frac{v}{2} \sqrt{\frac{\left(\frac{m'}{n'}\right)^2 - \left(\frac{m}{n}\right)^2}{\left(\frac{f_{B_{m'n'_0}}}{n'}\right)^2 - \left(\frac{f_{A_{mn0}}}{n}\right)^2}}$$

2.3.5- تصميم التجويفين الطنانين:

بعد اشتقاقنا لمعادلتي حساب W_{eff} و L_{eff} من معادلة (3-4)، سنوظف هاتين المعادلتين (5-6) و (5-9) في تصميم تجويفين كلٌّ منهما ينتشر فيه نمطَي طنين بترددين محددين، حيث سيتضمن الهوائي المصمم تجويفين نصفيين وسندمج النمطين الأول والثالث لكل تجويف معاً لتحسين عرض حزمي العمل، لذا يجب تصميم التجويف الأول بحيث يكون تردد طنين النمط الثالث TE_{130} بجوار التردد $f_{130} = 9 \text{ GHz}$ ، والنمط الأول TE_{110} عند تردد يكون من السهل إزاحته إلى جوار النمط TE_{130} ، وليكن $f_{110} = 7 \text{ GHz}$.

وبهذا يتحدد لدينا L_{1eff} و W_{1eff} للتجويف الأول، أما التجويف الثاني، فسيشترك مع التجويف الأول بالبعد W_{1eff} ، حيث أن $W_{2eff} = W_{1eff}$ ، وبالتعويض في معادلة تردد طنين النمط الثالث للتجويف الثاني نوجد L_{2eff} ليكون تردد طنين النمط الثالث TE_{130} في التجويف الثاني عند التردد $f_{130} = 11 \text{ GHz}$.
يبين الجدول 2، قيم الأطوال الخاصة بالتجويفين.

الجدول 2- أطوال التجويفين الطنانين وتردداهما.

الواحدة	التجويف الثاني	التجويف الأول	
GHz	7.31	7	f_{110}
	11	9	f_{130}
mm	15.06	15.06	W_{eff}
	34.78	50.53	L_{eff}

بحسب شرطي التصميم (3-1)

$$0.05 < \frac{P}{\lambda_c} < 0.25$$

$$D < P \leq 2D$$

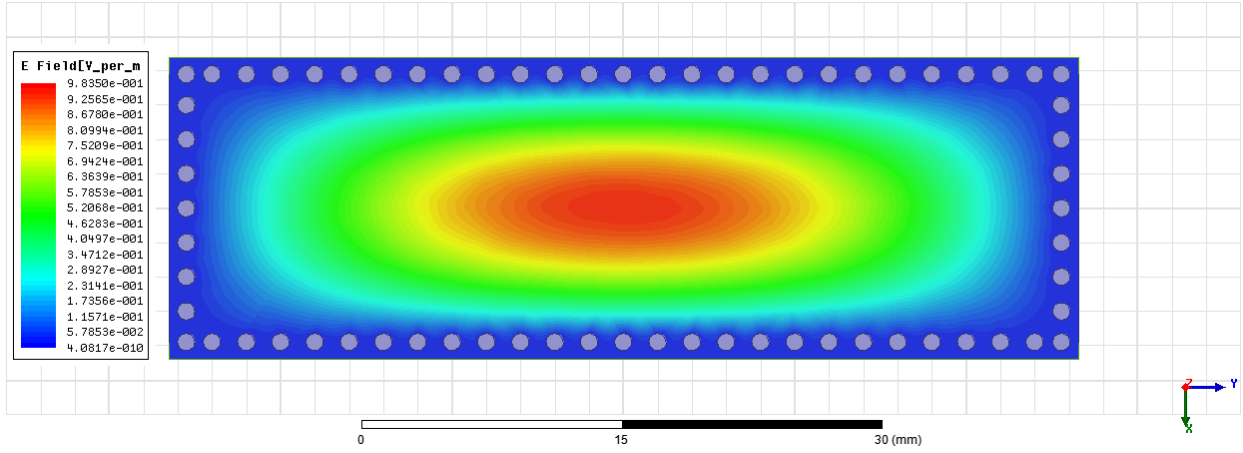
حيث يكون طول موجة القطع λ_c متعلقاً بعرض خط النقل SIW المقرب إلى مرشد أمواج مستطيل W_{eff} ، ويساوي في حالتنا:

$$\lambda_c = \frac{v}{f_{c10}} = \frac{v}{\frac{v}{2W_{1eff}}} = 2W_{1eff} = 30.12 \text{ mm}$$

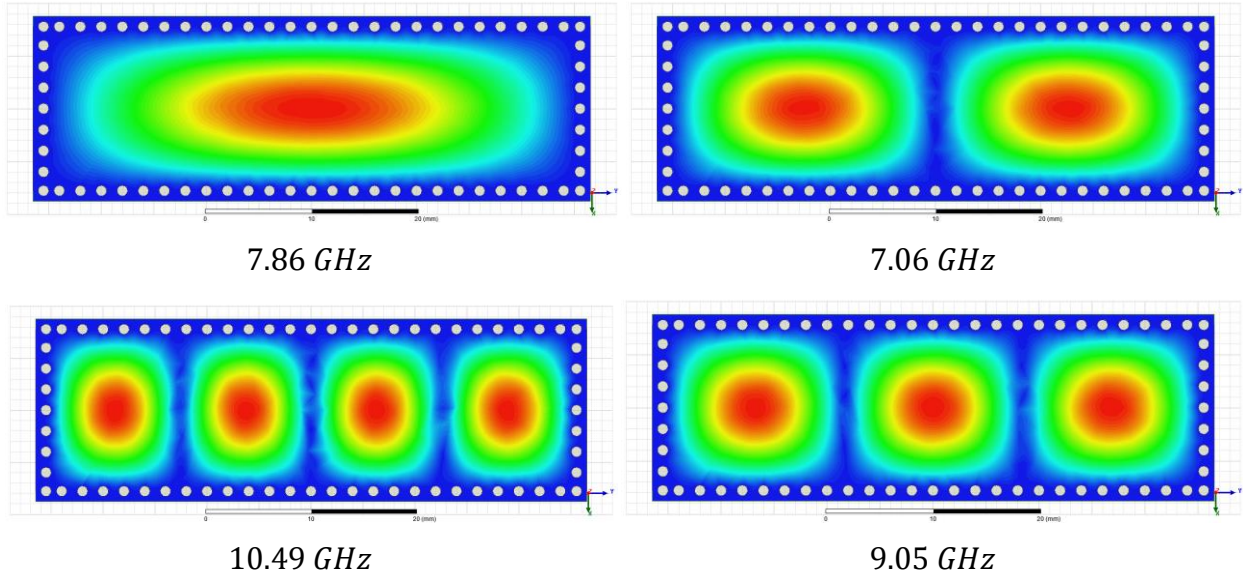
ونحدد D و P من خلال قاعدة بسيطة مستخدمة عند العمل على ترددات الحزمة X Band كما ورد في الأدبيات المتعلقة بهذا المجال وهي $D = 1\text{mm}$ و $P = 2\text{mm}$ ، وهي خاضعة لشروط التصميم، حيث أن:

$$0.05 < \frac{P}{\lambda_c} = \frac{2}{30.12} \cong 0.0664$$

وباستخدام الأبعاد الواردة في الجدول 2 ، يكون لدينا تصميم التجويف الطنان الأول كما في الشكل 23، وبين الشكل 24 الأنماط الطنّانة الأربعة الأولى:

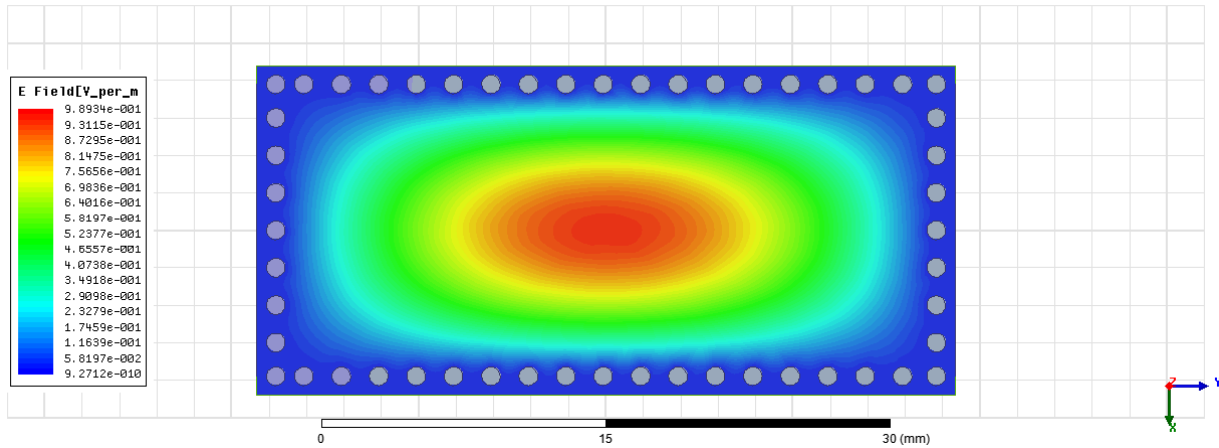


الشكل 23- التجويف الطنان الأول.

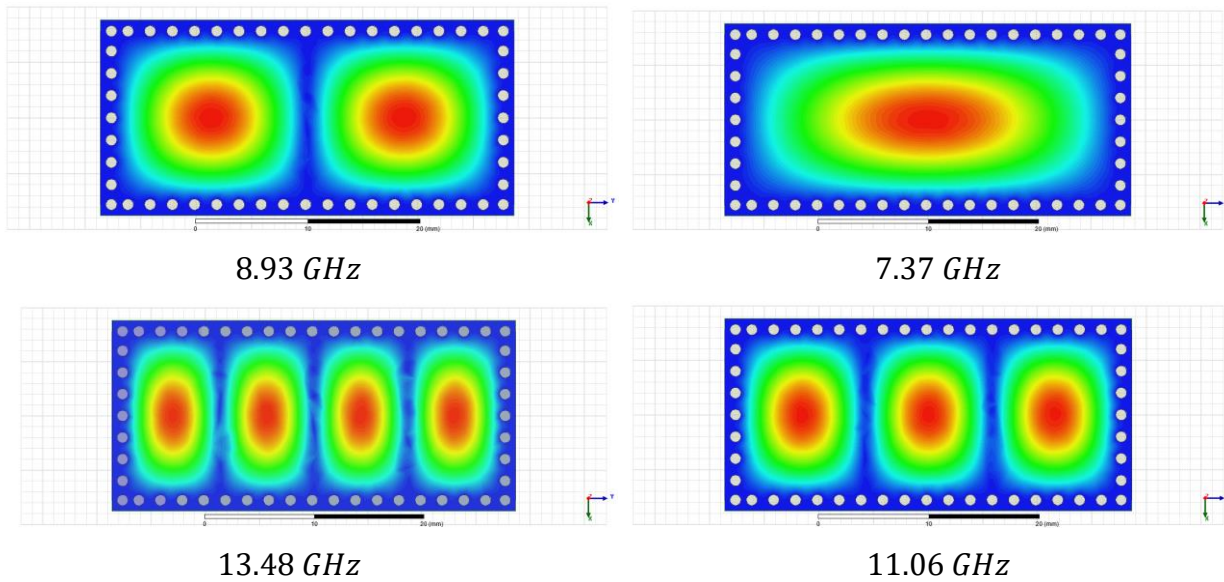


الشكل 24- الأنماط الطنّانة الأربعة الأولى للتجويف الأول.

أما تصميم التجويف الطنان الثاني، باستخدام الأبعاد الواردة في الجدول 2، يكون التجويف كما في الشكل 25، وبين الشكل 26 الأنماط الأربعة الأولى فيه:



الشكل 25- التجويف الطنان الثاني.



الشكل 26- الأنماط الطنانة الأربعة الأولى للتجويف الثاني.

يبين الجدول 3 مقارنةً بين القيم الحسابية والقيم الناتجة من المحاكاة في البرنامج HFSS:

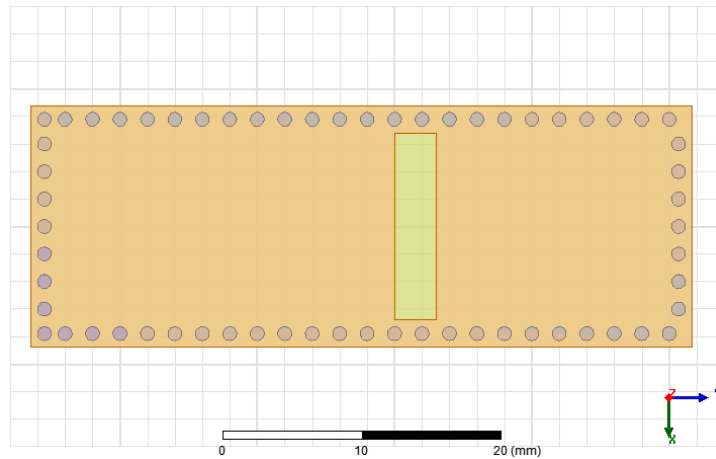
الجدول 3- مقارنة بين القيمة الحسابية والمحاكاة ونسبة الخطأ.

النمط	حسابياً GHz	المحاكاة GHz	الخطأ %
التجويف الأول	f_{110}	7	0.84
	f_{120}	7.81	0.64
	f_{130}	9	0.55
	f_{140}	10.44	0.48
التجويف الثاني	f_{110}	7.31	0.81
	f_{120}	8.88	0.56
	f_{130}	11	0.54
	f_{140}	13.42	0.44

نلاحظ أن نسبة الخطأ ضئيلة جداً بين القيم الحسابية والقيم الناتجة عن المحاكاة، فهي لم تتعد 0.9 مئوياً.

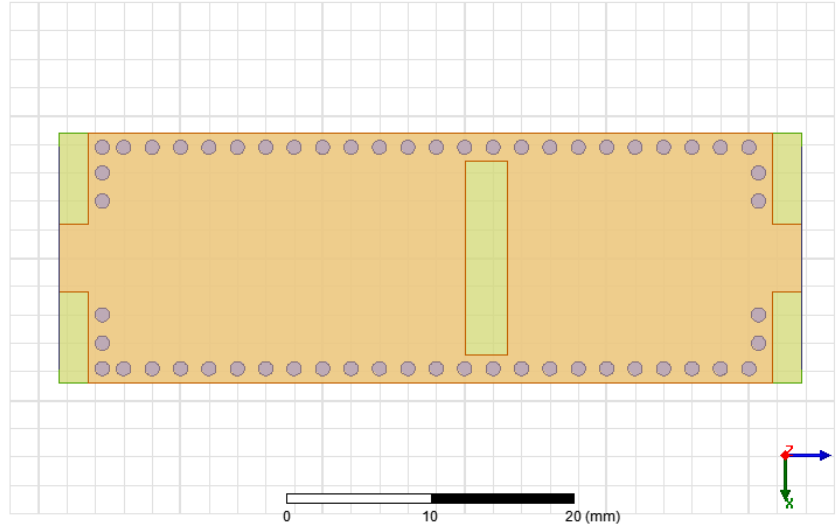
4.5- الهوائي ذاتي الازدواج:

نقسم كلا التجويفين ليشكل كل منهما تجويفاً نصفياً النمط، ثم ندمج البنيتين مع إبقاء شق يفصل بينهما بعرض $W_{slot}=3mm$ لتحقيق العزل بين التجويفين وليؤدي ضمناً دور هوائي الشق Slot Antenna الذي سيشع الإشارة عند تردد العمل، وبذلك يتشكل تجويف جديد مكون من تجويفين بنمط نصفي HMSIW Cavities، كل منهما يعمل على ترددات طين مختلفة عن الآخر، يبين الشكل 27 التجويف النهائي الناتج:



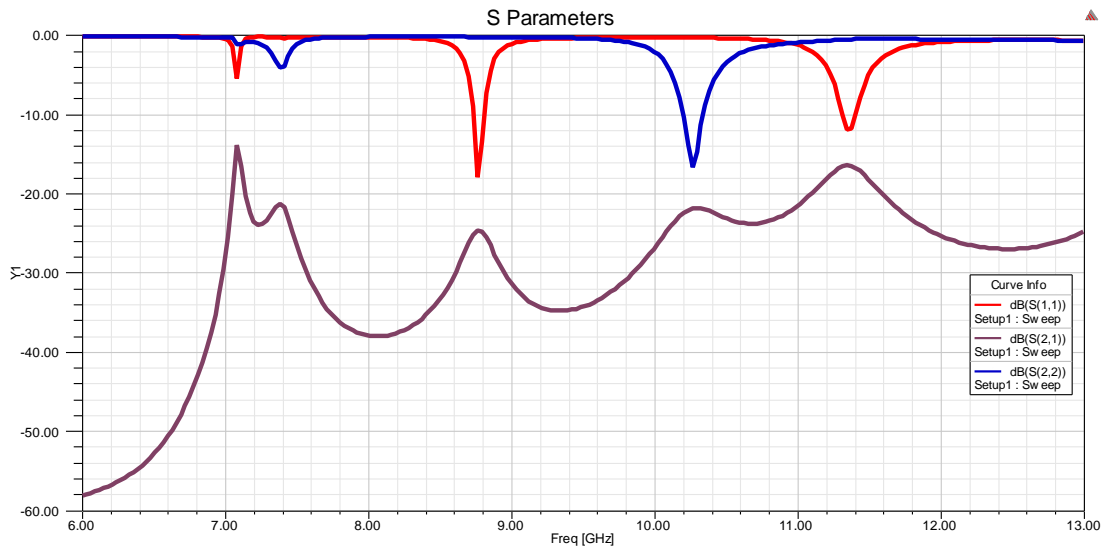
الشكل 27- الهوائي الناتج عن دمج تجويفين نصفين ليشكلا تجويفاً واحداً.

يجب تغذية كل تجويف بالإشارة من خلال ربط خط نقل مع التجويف من خلال فتحة تحريضية (أو فتحة قزحية Iris Aperture)، وستؤثر هذه الفتحة على الأنماط المستحثة داخل التجويف بسبب وجود معامل ربط Coupling Factor بين خط النقل والتجويف ولكون تأثيرها الكهربائي تحريضي، فهي ستغير في تردد طنين الأنماط، يبين الشكل 28 شكل التجويف النهائي بعد إضافة المأخذين وربطهما بالتجويف باستخدام الفتحة التحريضية:



الشكل 28 - الهوائي الناتج بعد ربط مدخلي التغذية إليه عبر الفتحتين التحريضيتين.

إن لكل تجويف نصفين من الهوائي الناتج أنماطه الطنّانة الخاصة، وهي أنماط فردية في كلا التجويفين كما بيّنا سابقاً. نلاحظ في الشكل 29 معاملات الانتثار S_{11} و S_{12} و S_{22} ، وكيف تختلف الأنماط الطنّانة بين التجويفين الجزئيين:



الشكل 29 - معاملات الانتثار S_{11} و S_{12} و S_{21} للهوائي الأساسي.

نلاحظ من الشكل 29 أن لدينا ضمن الحزمة المدروسة (6 GHz – 13 GHz) ثلاثة أنماط طنانة لكلا التجويفين النصفيين (المنحنيين الأحمر والأزرق)، مع انزياح في ترددات الطنين بسبب أثر الفتحة التحريضية الواصلة بين مأخذي التغذية والتجويفين النصفيين. كما أن العزل بين المأخذين (المنحني البنفسجي) ينقص عند حالات الطنين، ويشكل هذا الأمر محدوديةً في التصميم بسبب اختلاف العزل عند تقريب حزمتي العمل من بعضهما بشكل كبير.

1.4.5- استخدام وصلات القصر في توسيع عرض الحزمة الترددية:

إن بنية الهوائي الذي نعمل عليه تعتمد أساساً على التجاويف الطنانة، وبالتالي فإن كل نمطٍ طنانٍ منتشرٍ ضمن التجويف يعاني من ضيق الحزمة الترددية، لكن ما يدفعنا إلى استخدام هذه البنية من الهوائيات (الهوائي الشق المسند إلى تجويف CBSA) هو الريح الجيد الذي تقدمه مع نسبة FTBR جيدة، بالإضافة إلى خواص الإشعاع موحد المناحي Unidirectional Radiation Pattern.

ولتوسيع عرض الحزمة الترددية، قد نلجأ كما سبق ذكره إلى تغييرات في نوع الركيزة أو تغيير ارتفاعها (وهي وسائل محدودة التأثير)، أو يمكن في حالتنا أن ندمج الأنماط المنتشرة للاستفادة من عرض الحزمة لكل نمط ولو جزئياً.

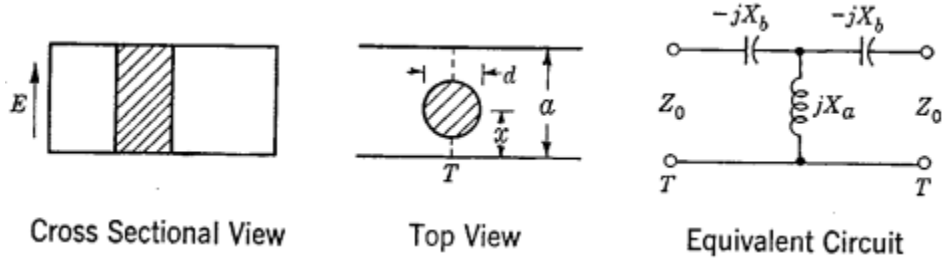
حتى ننجز الدمج بين نمطين متباعدين ترددياً، علينا أن نحدث تغييراً ضمن بنية التجويف بحيث يكون التأثير على أحد النمطين دون الآخر، ويتأتى لنا ذلك من خلال إزاحة النمط الأول إلى جوار النمط الثالث مع تفادي التأثير على تردد النمط الثالث، وتوضح لنا الكيفية من خلال توزيع الحقول الكهربائية لكل نمط ضمن التجويف كما شاهدنا في الشكل 24 والشكل 26، حيث تعبّر البطون والعقد التي تشكّلها الأنماط ضمن التجويف عن القيم العظمى والدنيا للحقل الكهربائي وشدة التيار الكهربائي السطحي، فإن أضفنا وصلة قصر Shorting Via في موضع عقدة النمط الثالث سيكون تأثيرها كالتالي:

- بالنسبة إلى النمط الثالث: سيسري ضمن الوصلة تيار شبه منعدم بسبب انعدام فرق الكمون بين طرفي الوصلة (حيث العقدة تعبر عن جهد كهربائي أصغري)، وبالتالي فلن تؤثر إضافتها إلا طفيفاً على توزيع الحقل الكهربائي للنمط الثالث، وبالتالي لن تُغيّر من تردد طنينه.

- بالنسبة إلى النمط الأول: بخلاف حالة النمط الثالث، فإن تياراً معتبراً سيسري ضمن الوصلة لوقوعها في موضع فرق الكمون فيه ليس صفريةً (بسبب توزيع النمط الأول)، وستضيف وصلة القصر أثراً تحريضياً على النمط الأول.

لذا فإن التيار الكهربائي سيسري عبر الوصلة عند النمط الأول وسيغير توزيع الحقل الكهربائي والمغناطيسي للنمط الأول وينزاح تردد الطنين صعوداً ليصير بجوار تردد النمط الثالث (عند اختيار القيم المناسبة لقطر وعدد وصلات القصر وتباعدها فيما بينها).

بالرجوع إلى [24]، فإن وضع وصلة قصر في منتصف مرشد الأمواج التقليدي يحدث تأثيراً تحريضياً يعبر عن مرور التيار الكهربائي ضمن الوصلة وأثراً سعويّاً يمثل الترابط بين مقطعي المرشد قبل وبعد هذا الانقطاع Discontinuity كما في الشكل 30:



الشكل 30- الدارة المكافئة لوصلة قصر في مرشد أمواج تقليدي [24].

وعند وضع وصلة القصر في منتصف مرشد الأمواج ($x = \frac{a}{2}$)، تكون العبارة التحليلية الموصّفة لقيمة الممانعات السعوية والتحريضية المكافئة (X_b و X_a) كالآتي [24]:

$$\frac{X_a}{Z_0} - \frac{X_b}{Z_0} = \frac{a}{2\lambda_g} \left[S_0 - \left(\frac{\pi D}{2\lambda}\right)^2 - \frac{5}{8} \left(\frac{\pi D}{2\lambda}\right)^4 - 2 \left(\frac{\pi D}{2\lambda}\right)^4 \left(S_2 - 2S_0 \frac{\lambda^2}{\lambda_g^2} \right)^2 \right] \quad (10-5)$$

$$\frac{X_b}{Z_0} = \frac{a}{\lambda_g} \frac{\left(\frac{\pi D}{a}\right)^2}{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\pi D}{a}\right)^2 \left(S_2 + \frac{3}{4} \right)} \quad (11-5)$$

$$\frac{X_b}{Z_0} \approx \frac{a}{\lambda_g} \frac{\left(\frac{\pi D}{a}\right)^2}{1 + \frac{11}{24} \left(\frac{\pi D}{a}\right)^2} \quad (12-5)$$

$$S_0 = \ln \frac{4a}{\pi D} - 2 + 2 \sum_{n=3,5}^{\infty} \left[\frac{1}{\sqrt{n^2 - \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2}} - \frac{1}{n} \right] \quad (13-5)$$

$$(14-5)$$

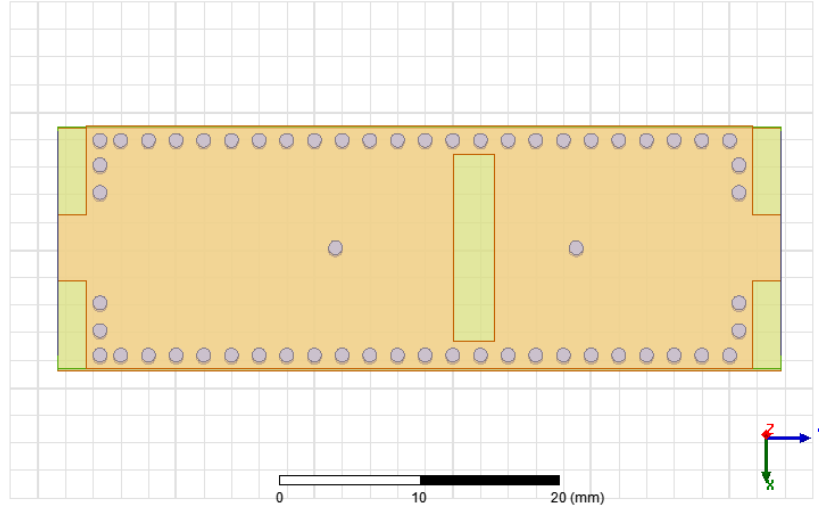
$$S_2 = \ln \frac{4a}{\pi D} - \frac{5}{2} + \frac{11}{3} \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2 - \left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 \sum_{n=3,5}^{\infty} \left[\sqrt{n^2 - \left(\frac{2a}{\lambda}\right)^2} - n + \frac{2}{n} \left(\frac{a}{\lambda}\right)^2 \right]$$

حيث:

- D: قطر الوصلة.
- x: انزياح مركز الوصلة عن أحد الجدارين الجانبيين لمرشد الأمواج التقليدي.
- a: عرض مرشد الأمواج التقليدي.
- X_a : الممانعة التحريضية المكافئة لوصلة القصر.
- X_b : الممانعة السعوية المكافئة لأثر ربط مقطعي خط النقل قبل وبعد وصلة القصر.
- Z_0 : الممانعة المميزة للمرشد المستطيل عند تردد العمل.
- T: المستوي الذي تُحسب عنده الممانعة المكافئة لوصلة القصر.
- λ : طول الموجة في وسط حر تملؤه المادة العازلة المألثة للمرشد المستطيل التقليدي.
- λ_g : طول الموجة في وسط مُرشد تملؤه المادة العازلة المألثة للمرشد المستطيل التقليدي، وتعطى بالعلاقة التالية [2]:

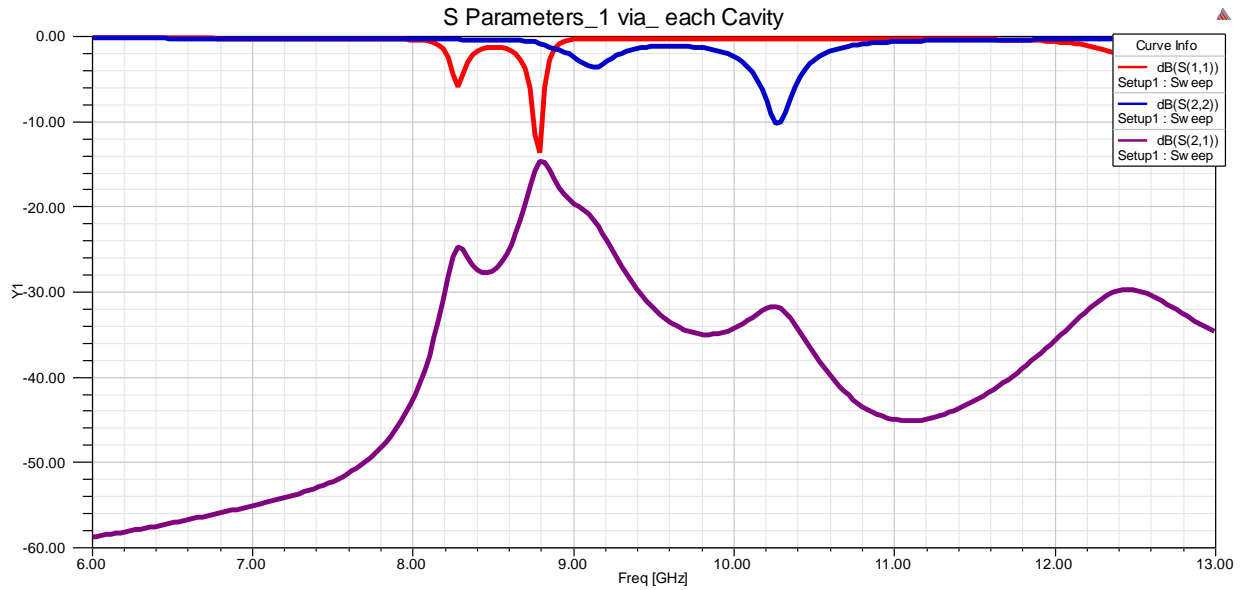
$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{2\pi}{\sqrt{k^2 - k_c^2}} = \frac{2\pi}{k \sqrt{1 - \left(\frac{k_c}{k}\right)^2}} = \frac{2\pi}{\frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{1 - \left(\frac{\frac{2\pi}{2a}}{\frac{2\pi}{\lambda}}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (15-5)$$

حيث نلاحظ من المعادلات (10-5) وحتى (14-5) أن نسبة قطر وصلة القصر إلى عرض المرشد $\frac{D}{a}$ هي العامل المؤثر الأساسي في تحديد قيمة الممانعات المكافئة، وبالتالي الأثر الكهربائي الذي تحدثه وصلة القصر في مركز مرشد الموجة. يبين الشكل 31 الهوائي بعد إضافة وصلتي قصر لإحداث التحميل التحريضي على النمط الأول لكل من التجويفين النصفيين:



الشكل 31- الهوائي ذاتي الازدواج بعد إضافة وصلتي القصر لدمج النمطين الأول والثالث لكل تجويف.

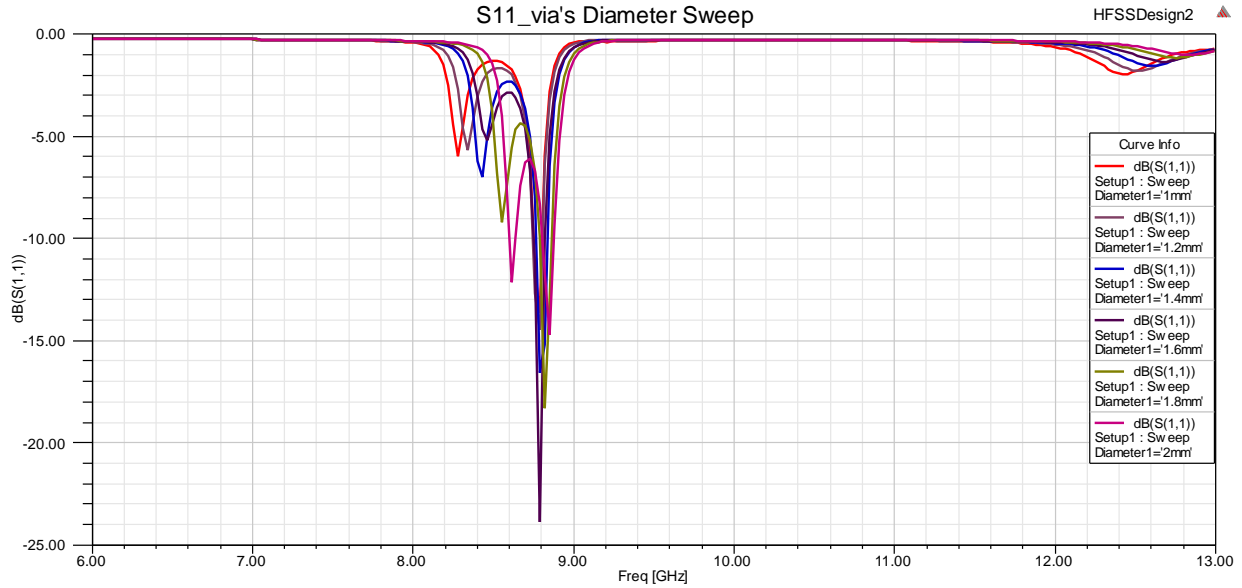
ويبين الشكل 32 معاملات الانتثار الموافقة للتغيير المستحدث في البنية:



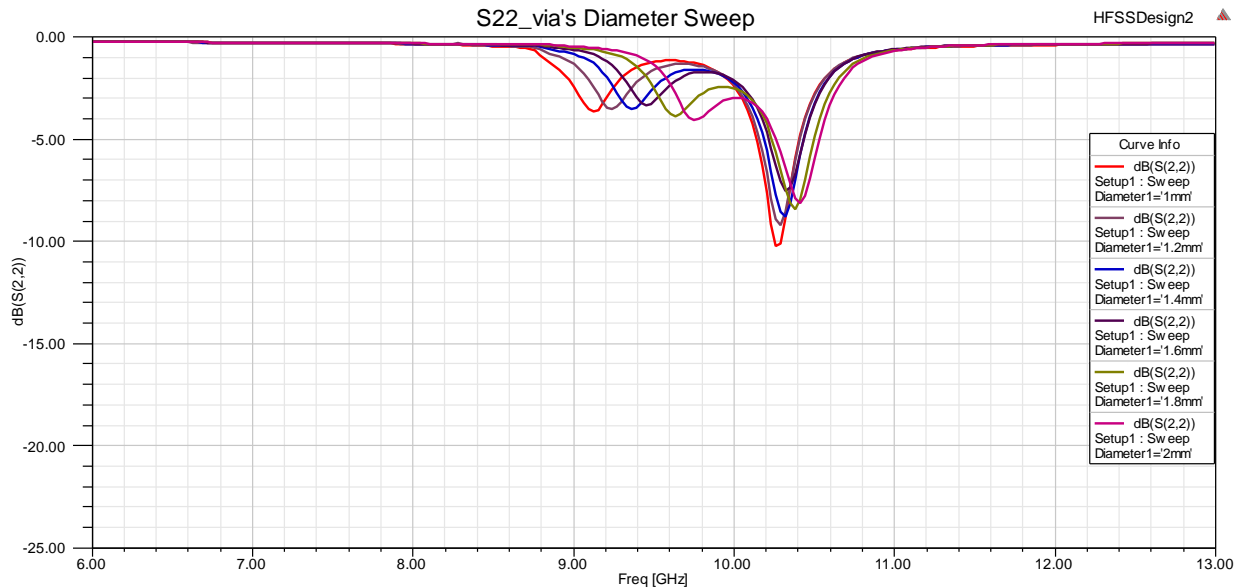
الشكل 32- معاملات الانتثار S_{11} و S_{12} و S_{21} للهوائي بعد إدخال وصلتي قصر.

نلاحظ من الشكل 32 السلوك المتوقع، وهو انزياح تردد النمط الأول إلى جوار النمط الثالث في كلا التجويفين، لكن لم تكن الإزاحة كافيةً لكوننا استخدمنا وصلة قصر واحدة في كل تجويف، وهي لا تؤمن التأثير التحريضي الكافي لتحدث الانزياح المطلوب في تردد طنين النمط الأول.

يتم تحقيق وصلات القصر فنياً من خلال الطلي المعدني لثقب ضمن الركيزة، وبزيادة قطر وصلة القصر يزداد لدينا مساحة السطح المعدني الذي يسري عبره التيار الكهربائي السطحي أثناء انتشار النمط الأول، وبالتالي زيادة التيار الكهربائي وزيادة الأثر التحريضي لوصلة القصر على التجويف الطنان، وتغيير قطر وصلة القصر من 1mm إلى 2mm في كلا التجويفين النصفين يزداد تردد النمط الأول ليصل إلى جوار تردد النمط الثالث كما في الشكل 33 والشكل 34.



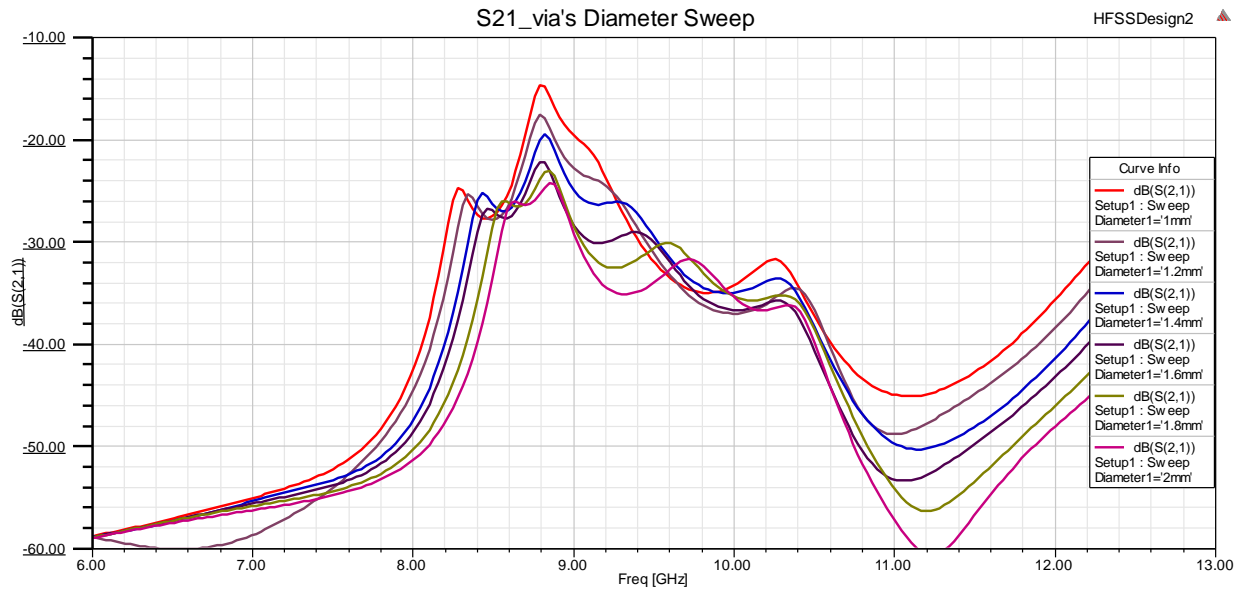
الشكل 33 - معامل S11 للهوائي عند تغيير قطر وصلة القصر في التجويف الموافق.



الشكل 34 - معامل S22 للهوائي عند تغيير قطر وصلة القصر في التجويف الموافق.

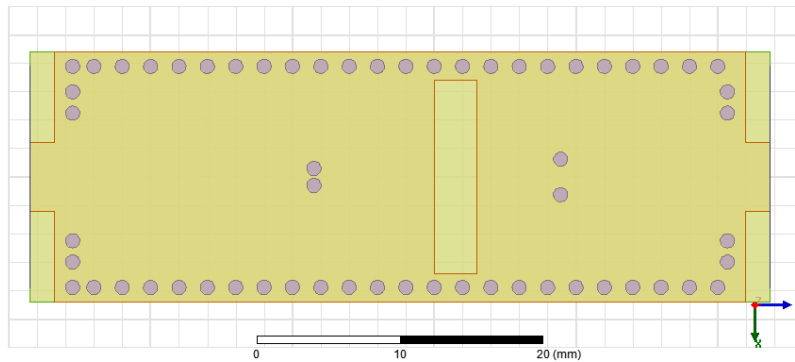
ونلاحظ من الشكلين أعلاه التأثير الطفيف لوصلات القصر على تردد النمط الثالث بسبب وضع وصلة القصر في موضع عقدة النمط الثالث. إن تقارب نمط طنان في التجويف الأول من نمط طنان آخر في التجويف الثاني يؤدي إلى تدهور في العزل بسبب حدوث الترابط الكهرطيسي بين التجويفين، وبالتالي يجب عند التصميم مراعاة مسافة ترددية فاصلة بين حزمتي العمل لتلافي هذا الأمر.

يبين الشكل 35 معامل الانتثار S21 الذي يعبر عن العزل بين المأخذين، وكيف تقارب الأنماط الطنانة للتجويفين المتجاورين يؤدي إلى تدهور العزل.



الشكل 35 - معامل S21 للهوائي ويمثل العزل بين المأخذين عند تغيير قطر وصلة القصر.

يمكن لزيادة الأثر التحريضي أن نضع وصلتي قصر متجاورتين في كل تجويف بدلاً من واحدة، مع إبقاء تباعد ضئيل بين الوصلتين، ويبين الشكل 36 شكل الهوائي بعد إضافة وصلتي قصر إضافيتين:



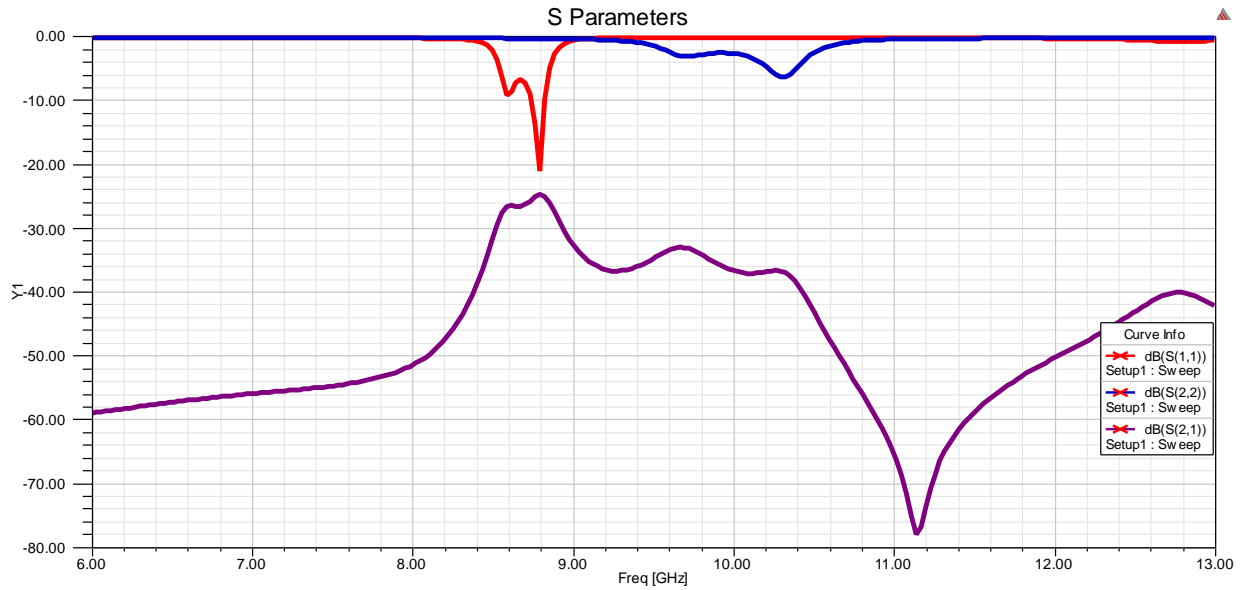
الشكل 36- الهوائي بعد إضافة وصلتي قصر إضافيتين.

تتمتع هذه البنية بدرجة حرية في عملية تغيير تردد النمط الأول، وهما:

• تغيير قطر وصلات القصر D.

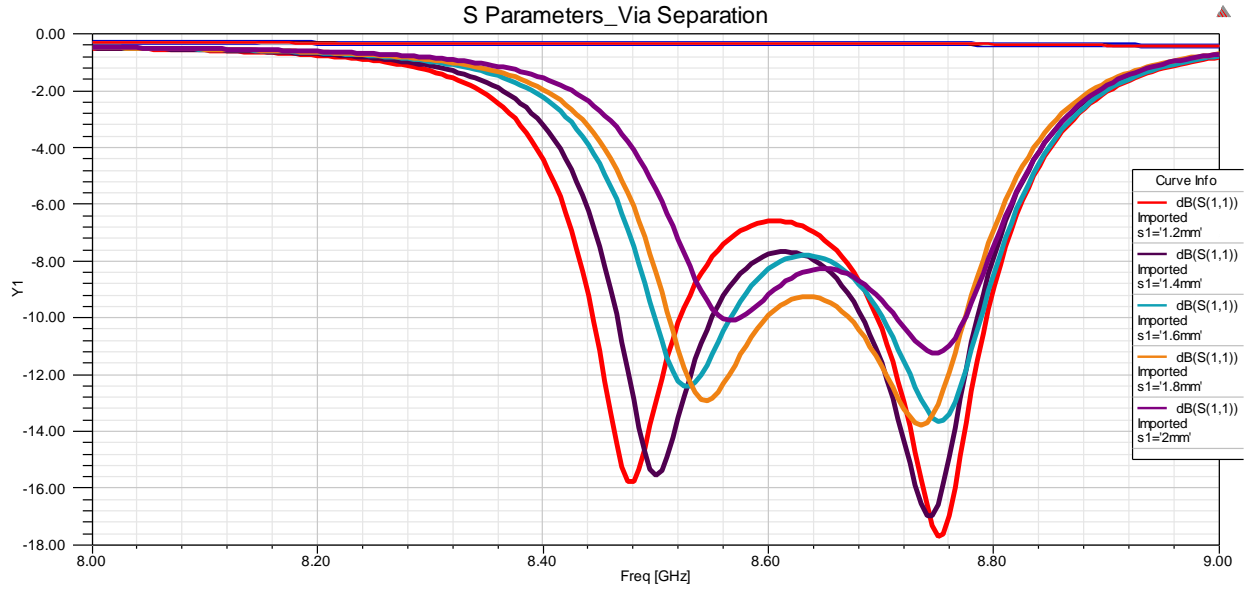
• تغيير التباعد بين كل زوج من الوصلات S.

ويبين الشكل 37 ازدياد التحميل الردي على التجويفين، ما أدى إلى انزياح أكبر في تردد النمط الأول إلى جوار النمط الثالث.



الشكل 37- معاملات الانتثار S_{11} و S_{12} و S_{21} بعد إضافة وصلتي قصر إضافيتين للهوائي.

عند تغيير التباعد بين الوصلتين في التجويف الطنان ذاته، يزداد أثر التحميل لكن مع اختلاف بتوفيق الممانعة، كما هو مبين بالشكل 36:

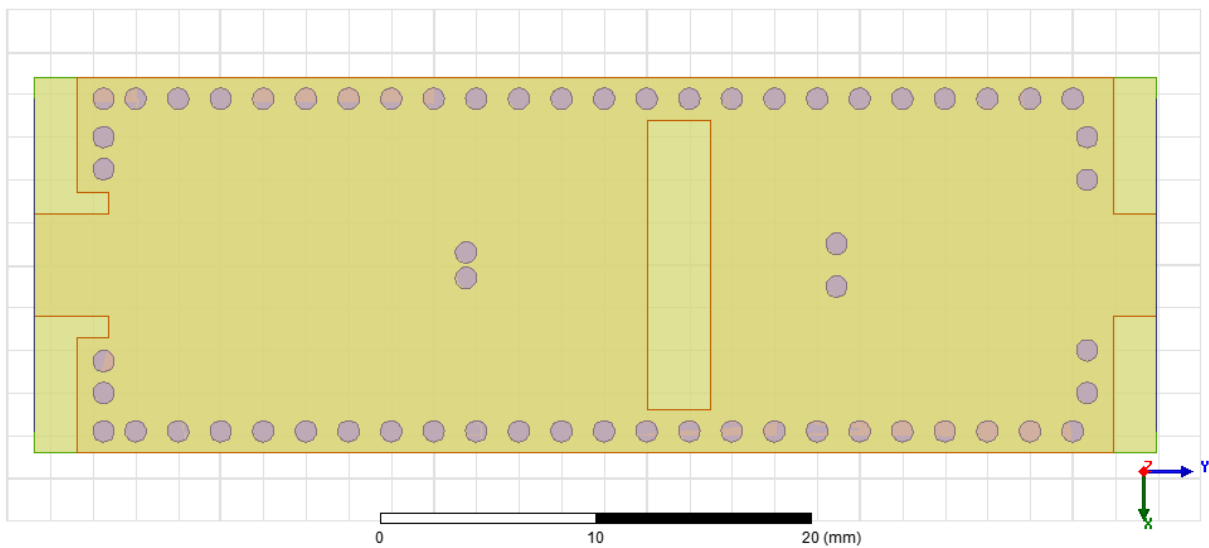


الشكل 38- ازدياد تردد النمط الأول متأثراً بازدياد التباعد بين وصلتي القصص.

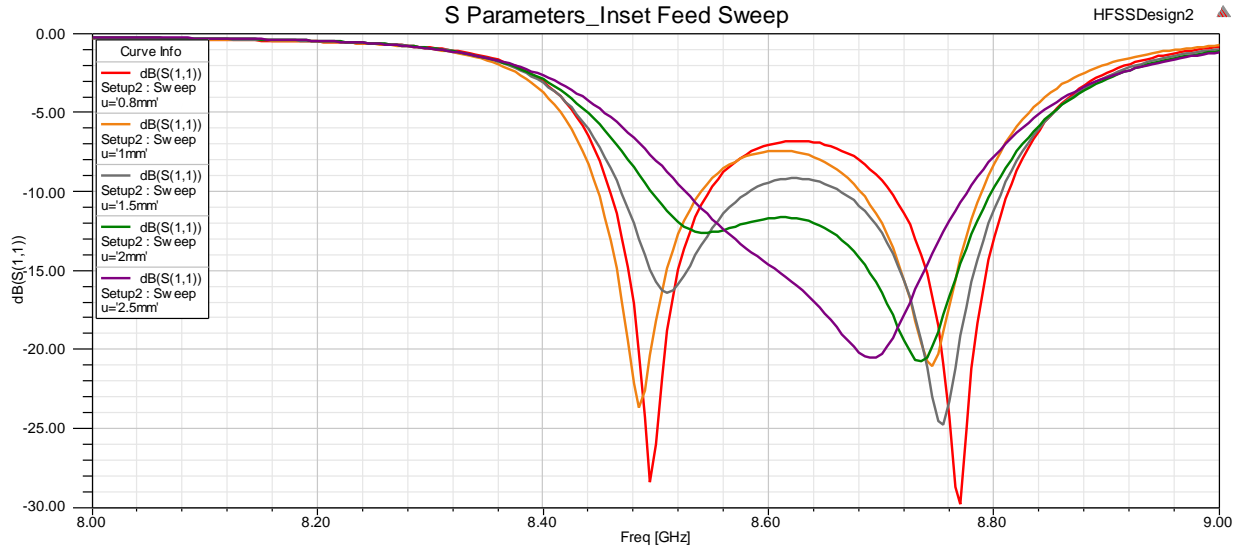
2.4.5- توفيق الممانعة:

من خيارات توفيق الممانعة تأمين التغذية للتجويف من خلال إدخال خط النقل ضمن التجويف بعمق محدد **Inset Feed**، حيث سيؤثر ذلك على معامل الربط **Coupling Factor** بين خط النقل والأنماط المنتشرة ضمن التجويف.

يبين الشكل 39 والشكل 40 التغيير في البنية والأثر على توفيق الممانعة للتجويف الأول عند تغيير عمق الإدخال من 0.8mm وحتى 2.5mm:

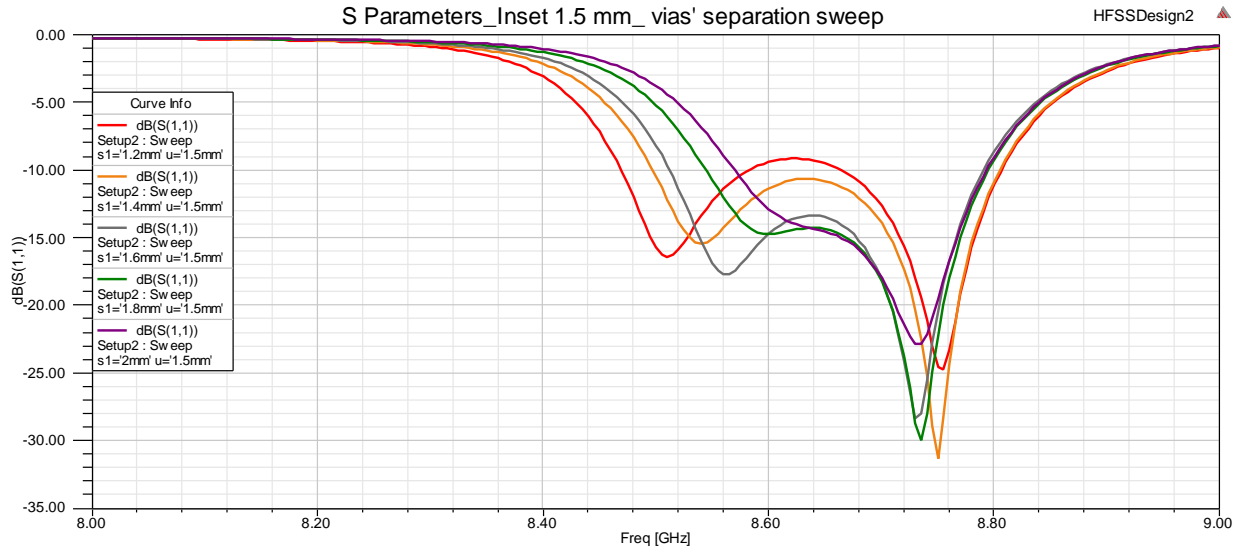


الشكل 39- إدخال خط النقل **Inset Feed** ضمن التجويف الأول.



الشكل 40- تغير توفيق الممانعة مع تغيير عمق الإدخال.

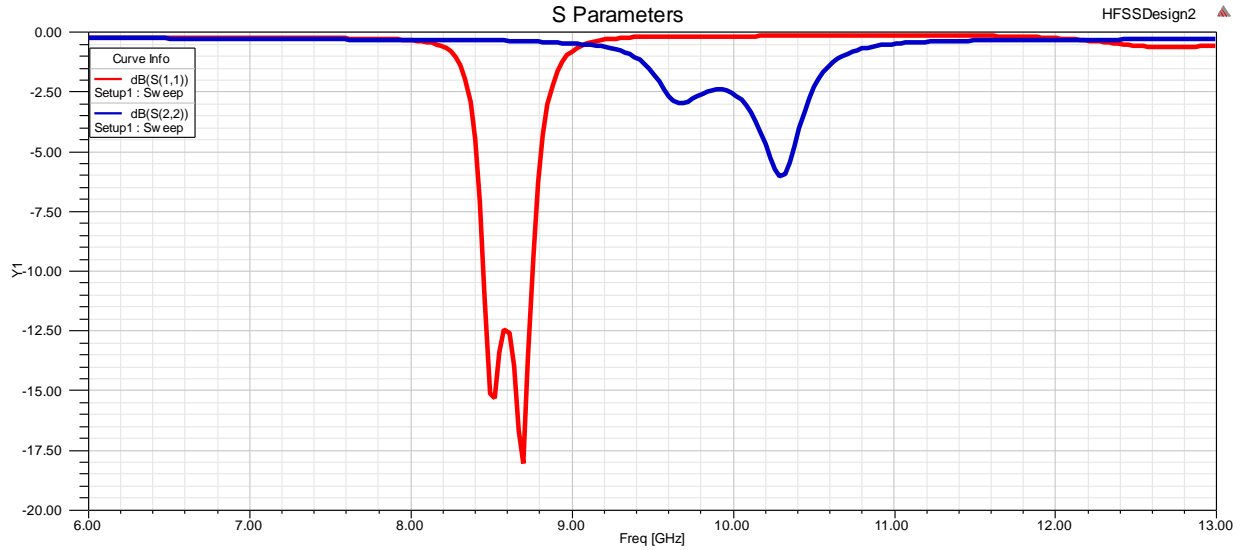
نختار عمق الإدخال $u=1.5\text{mm}$ ، ثم نغير في مسافة التباعد بين وصلتي القصر في التجويف الأول لتحقيق عرض حزمة أكبر وتوفيق ممانعة أفضل، يبني الشكل 41 معامل S_{11} للعملية المذكورة.



الشكل 41- تغيير مسافة التباعد بين وصلتي القصر للتجويف الأول عند عمق إدخال 1.5mm .

ومن خلال ضبط عمق إدخال خط النقل ومقدار فتحة الإدخال التحريضية (التي تربط بين خط النقل والتجويف)، نحصل على تحسين في توفيق الممانعة، وذلك من خلال التغيير في معامل الترابط بين الخط والتجويف، كما أن التغيير في تباعد

وصلتي القصر داخل التجويف يؤثر بشكل غير مباشر على توفيق الممانعة إضافةً إلى إزاحة تردد طنين النمط الأول، يبين الشكل 42 معاملات الانتثار للهوائي بعد عملية الضبط المذكورة لتوفيق ممانعة التجويف الأول.



الشكل 42- معاملات الانتثار بعد ضبط عمق الإدخال ومقدار فتحة الإدخال التحريضية.

من خلال تجريب عمق الإدخال لكلا التجويفين، لوحظ تحسُّنٌ يكاد يكون معدوماً بالنسبة لتوفيق ممانعة التجويف الثاني، لذا يجب اللجوء إلى أسلوب آخر في توفيق الممانعة بالنسبة إلى التجويف الثاني.

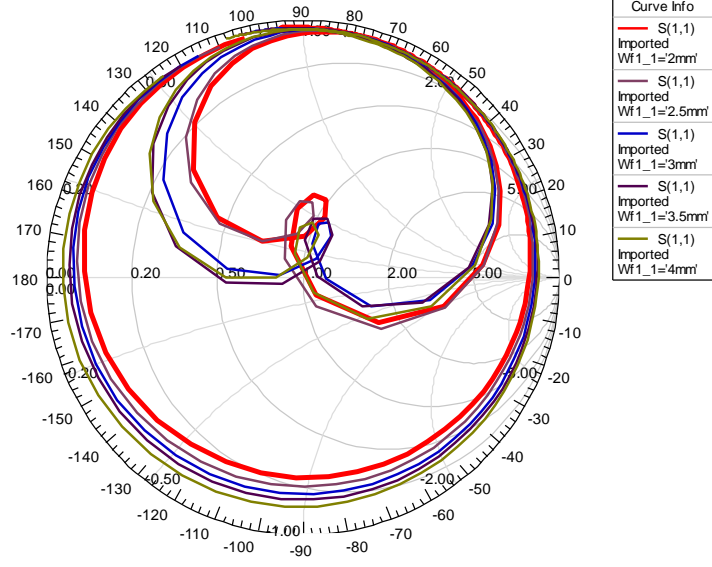
يجوي التصميم درجات حرية يمكِّننا التعامل معها من تحسين توفيق الممانعة وضبط عرض الحزمة في كلا المدخلين، منها:

- قطر وصلات القصر.
- تباعد وصلات القصر.
- قياس فتحة الإدخال التحريضية التي تربط خط النقل بالتجويف.
- عرض خط النقل الموصول إلى التجويف.
- طول خط النقل الواصل إلى التجويف.
- عمق إدخال خط النقل ضمن التجويف.

يبين الشكلان 43 و 44 مخطط سميث لمعاملات الانتثار عند تغيير عرض خط النقل الواصل إلى التجويف (أي تغيير ممانعته المميزة)، وكيف يتغير معه موقع منحنى معاملات الانتثار.

Smith Chart Feed1_Width_Sweep[2-4]

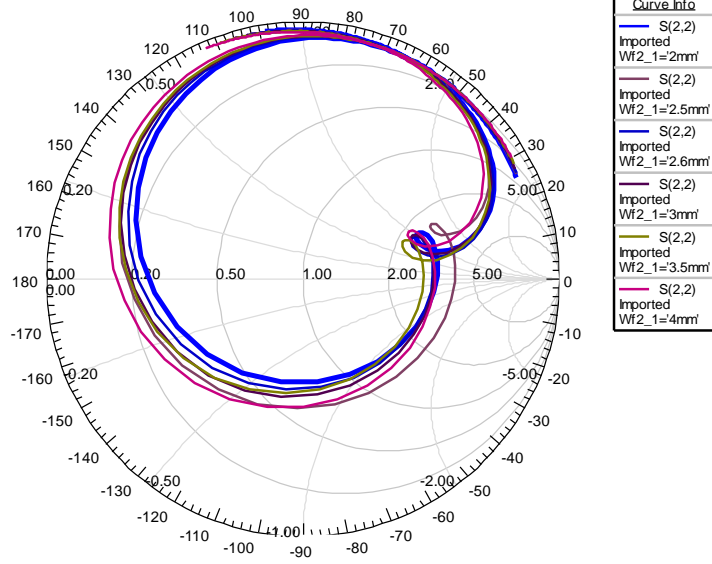
HFSSDesign2 ▲



الشكل 43- المعامل S_{11} عند تغيير عرض خط النقل الواصل للتجويف الأول.

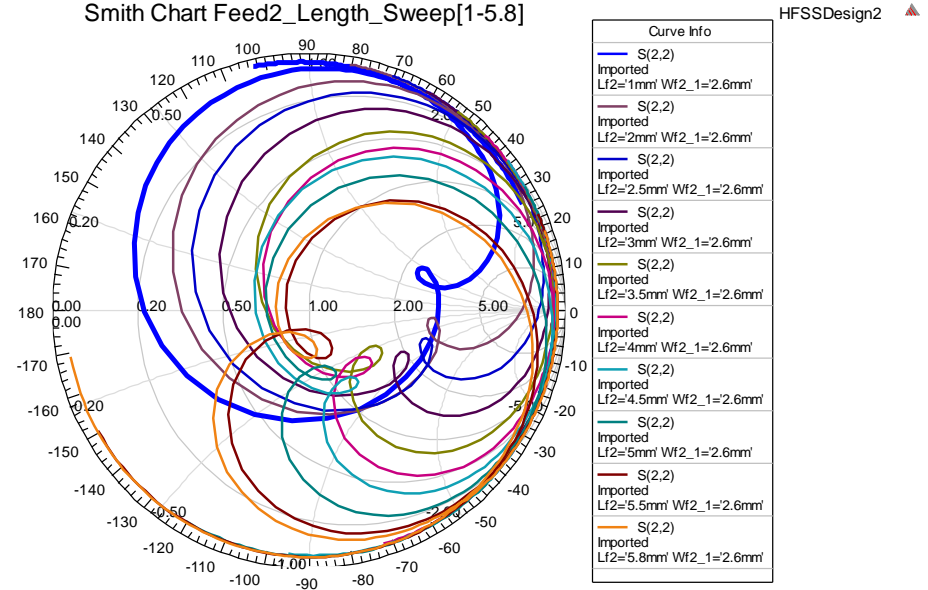
Smith Chart Feed2_Width_Sweep[2-4]

HFSSDesign2 ▲



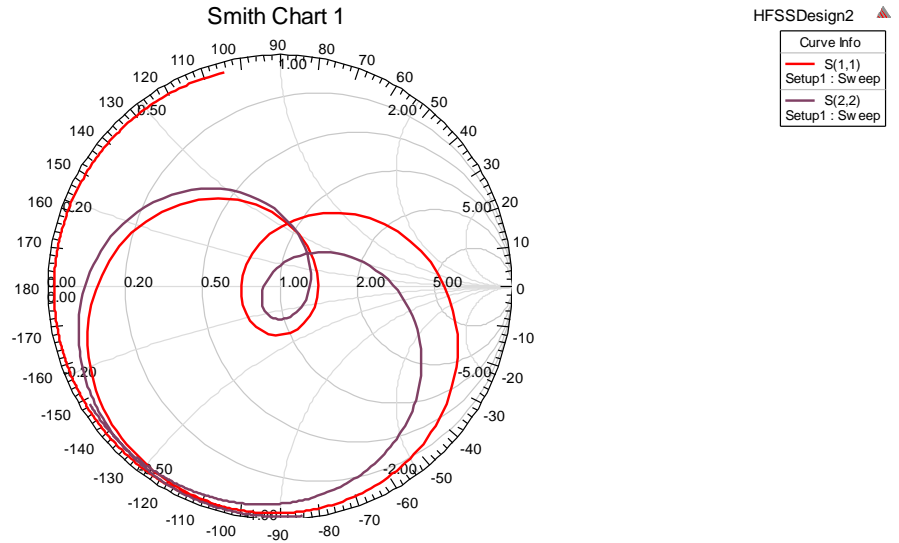
الشكل 44- المعامل S_{22} عند تغيير عرض خط النقل الواصل للتجويف الثاني.

كما يمكننا تدوير منحنى معاملات الانتثار ضمن مخطط سميث لجعل تردد العمل أقرب ما يمكن من نقطة التوفيق، يبين الشكل 45 استدارة منحنى معاملات الانتثار مع زيادة طول الخط الواصل إلى التجويف الثاني.



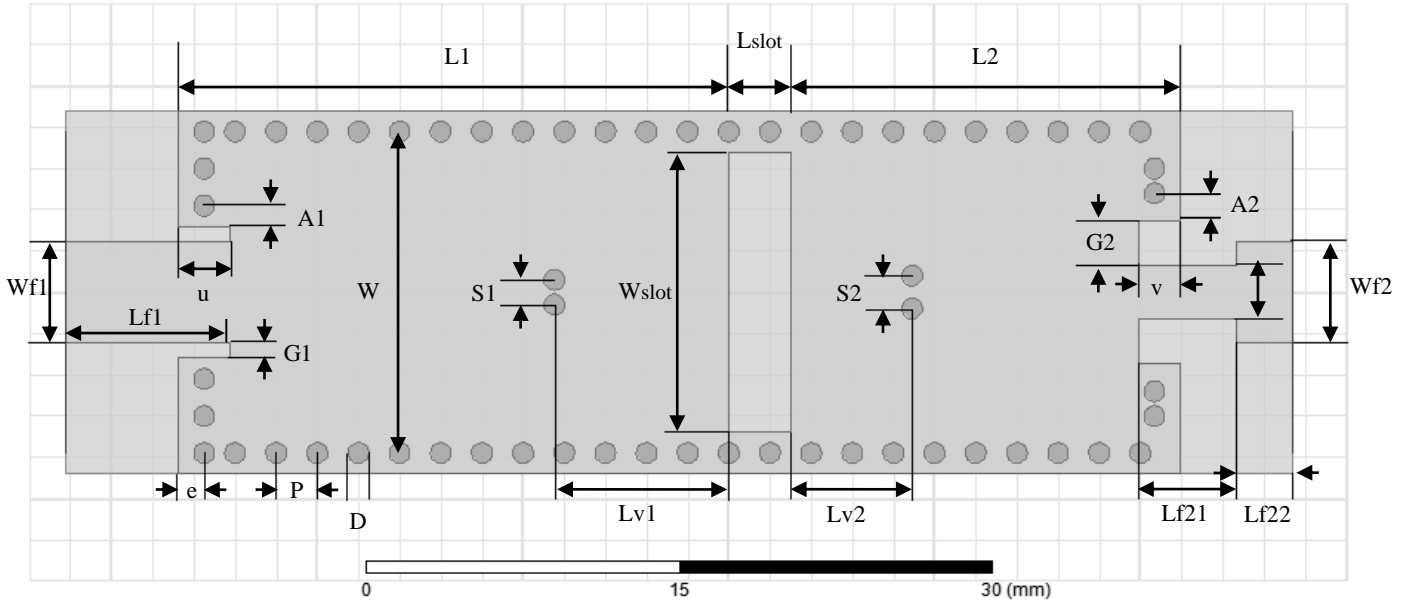
الشكل 45- المعامل S_{22} عند تغيير طول خط النقل الواصل للتجويف الثاني.

لكن إن تغيير قيمة درجة من درجات الحرية هذه يؤثر بشكل كبير على الجانب المطلوب، ويؤثر بدرجة متفاوتة على الجانب الآخر غير المرغوب، فتعديل طول خط النقل الواصل إلى التجويف الأول يغير في معاملات انتشار التجويف الثاني بشكل طفيف، وهذا ما يفرض عملية أمثلة طويلة للوصول إلى توفيق الممانعة الكافي، وفي هذه العملية عبء زمني وحسابي كبير. حيث نهدف (بيانياً) في عملية الأمثلة هذه إلى جعل العقدة المتشكلة في منحنى S_{11} و S_{22} من مخطط سميت متمركزة عند نقطة المبدأ وبشكل متناظر حول المركز قدر الإمكان، كما في الشكل 46.



الشكل 46- معاملي الانتشار S_{11} و S_{22} في مخطط سميت بعد عملية الأمثلة.

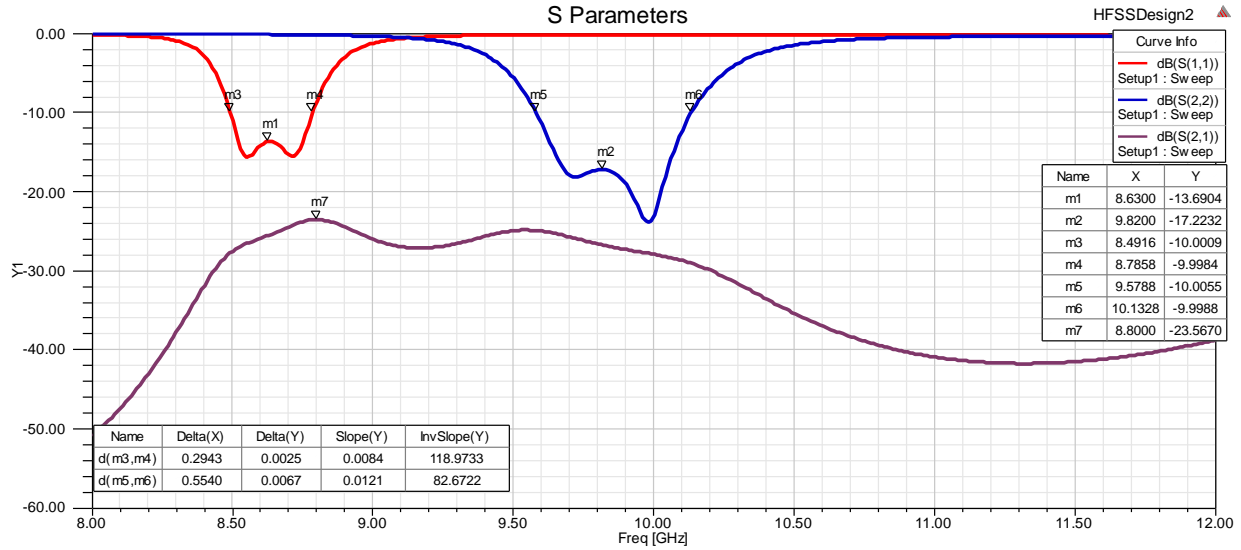
يبين الشكل 47 بنية الهوائي الناتجة عن عملية الأمثلة، والشكل 48 معاملات الانتشار الناتجة.



الشكل 47- بنية الهوائي الناتجة عن عملية الأمثلة.

حيث الأبعاد التالية:

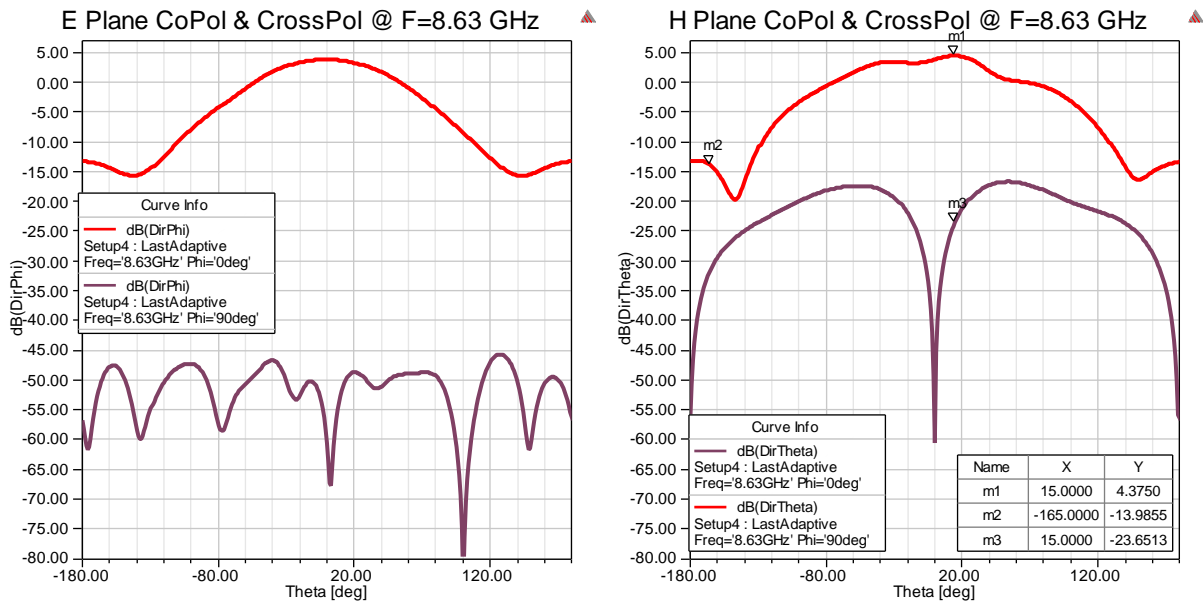
- D=1mm, P=2mm, W=15.586mm, L1=26.778mm, L2=18.903mm
- Lslot=3mm, Wslot=13.586mm, Wf1=4.9mm, Wf2=4.9mm
- Lf1=8mm, Lf21=4.75mm, Lf22=2.75mm
- G1=0.7mm, G2=2.15mm, A1=1.05mm, A2=1.35mm
- S1=1.2mm, S2=1.6mm, Lv1=8.509mm, Lv2=5.884mm
- u=2.5mm, v=2mm, e=1.25mm.



الشكل 48- معاملات الانتثار كاملة للهوائي بعد عملية الأمثلة.

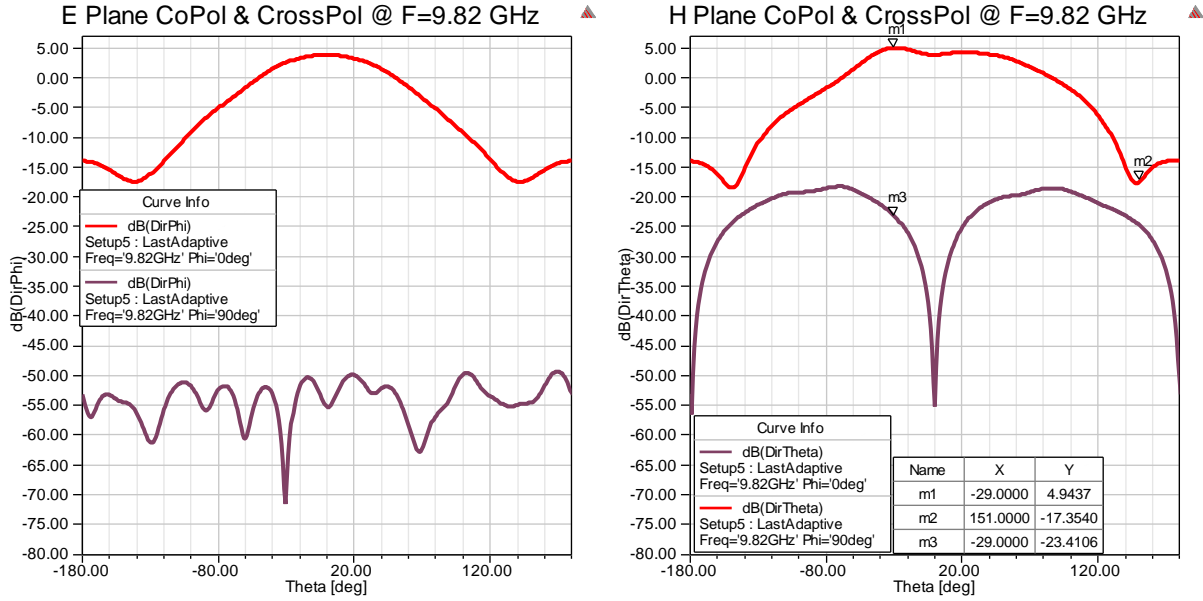
نلاحظ أننا حققنا عزلاً أفضل من 23 dB على كامل الحزمتين، بالإضافة إلى توسيع عرض الحزمة الترددية في حزمتي الإرسال والاستقبال بعد دمج النمطين الأول والثالث لكل تجويف نصفّي، حيث حققنا عرض حزمة نسبي عند حزمة الإرسال 3.4%، بينما على حزمة الاستقبال 5.6%.

يبين الشكل 49 منحنيات الاستقطاب المتوافق Co-Polarization والاستقطاب المتعارض Cross-Polarization للهوائي عند تردد العمل $f=8.63$ GHz على المستويين E Plane و H Plane.



الشكل 49- الاستقطاب المتوافق والمتعارض عند المستويين E-Plane و H-Plane عند التردد $f=8.63$ GHz.

يبين الشكل 50 منحنيات الاستقطاب المتوافق Co-Polarization والاستقطاب المتعارض Cross-Polarization للهوائي عند تردد العمل $f=9.82$ GHz على المستويين E Plane ($\theta = 0$) و H Plane ($\theta = 90$).



الشكل 50- الاستقطابين المتوافق والمتعارض عند المستويين E-Plane و H-Plane عند التردد $f=9.82$ GHz.

من الشكل 49 والشكل 50 نلاحظ أننا حققنا الآتي:

عند الحزمة الأولى على التردد $f=8.63$ GHz:

• ربح أعظمي يساوي: $G=4.375$ dBi.

• نسبة الفص الأمامي إلى الخلفي تساوي: $FTBR=18.36$ dB.

• نسبة استقطاب متعارض عند التردد المركزي $f=8.63$ GHz تساوي: $CrossPol=-23.65$ dB.

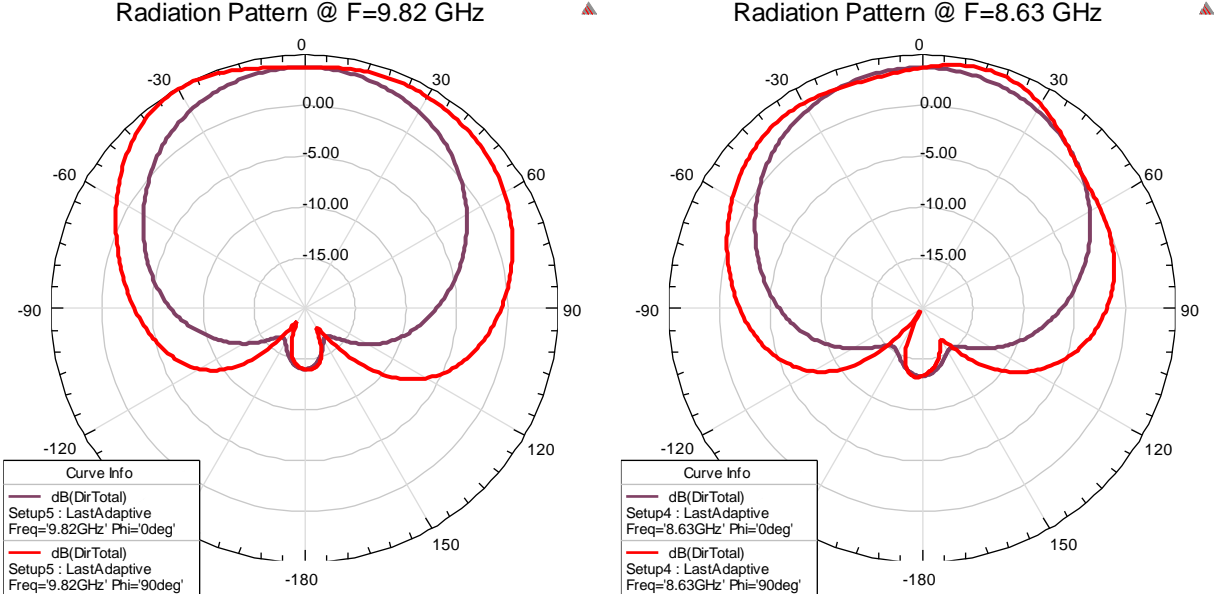
عند الحزمة الثانية على التردد $f=9.82$ GHz:

• ربح أعظمي يساوي: $G=4.944$ dBi.

• نسبة الفص الأمامي إلى الخلفي تساوي: $FTBR=22.3$ dB.

• نسبة استقطاب متعارض عند التردد المركزي $f=9.82$ GHz تساوي: $CrossPol=-23.4$ dB.

يبين الشكل 51 المخطط الإشعاعي للهوائي عند حزمتي الإرسال (8.63 GHz) والاستقبال (9.82 GHz).



الشكل 51- المخطط الإشعاعي لحزمة الإرسال $f=8.63$ GHz وحزمة الإستقبال $f=9.82$ GHz

3.4.5- مقارنة مع الأعمال السابقة الرائدة في هذا المجال:

يبين الجدول 4 مقارنة مواصفات الهوائي الناتج مع الهوائيات المقترحة في الأوراق البحثية الأخرى المماثلة لهذا التصميم من حيث الازدواج الترددي (العمل على حزمتين فقط) والمصنعة ضمن ركيزة واحدة وتستخدم تقانة SIW. الجدول 4- مقارنة بين مواصفات الهوائي المقترح مع تصاميم الأوراق البحثية الأخرى.

Properties		Proposed Design	[16]	[17]	[18]	[26]
Thickness (h)		1.57 mm	0.787 mm	1.57 mm	1.58 mm	1.57 mm
Permittivity (ϵ_r)		2.2	2.2	2.2	2.2	2.2
Isolation		> 23 dB	> 25 dB	> 29 dB	> 29 dB	> 20 dB
Substrate		RT/duroid 5880	RT/duroid 5880	RT/duroid 5880	RT/duroid 5880	RT/duroid 5880
Gain	FL	4.4 dBi	4.3 dBi	3.56 dBi	5.75 dBi	5.7 dBi
	FH	4.9 dBi	4.2 dBi	5.24 dBi	5.95 dBi	5.94 dBi
FTBR	FL	18.4 dB	21 dBi	23 dB	Not Mentioned	12 dB
	FH	22.3 dB	19 dBi	20 dB	Not Mentioned	23 dB
FBW	FL	3.4%	Not Mentioned	1.93%	1.45%	1.04%
	FH	5.6%	Not Mentioned	2.69%	1.32%	0.91%
Radiation Pattern		Unidirectional	Unidirectional	Unidirectional	Unidirectional	Unidirectional

5.5- خاتمة:

قمنا بتصميم الهوائي ذاتي الازدواج ابتداءً من المعادلات النظرية، حيث طورنا معادلتين لتصميم التجويف الطنان بأبعاد محددة لتنتشر فيه أنماط محددة، ثم قمنا بالانتقال إلى بيئة المحاكاة ومقارنة نتائج المحاكاة مع الحسابات النظرية، وكانت دقة الحساب عالية جداً حيث لم يتجاوز الخطأ %0.9.

ثم عملنا على تحسين عرض الحزمة النسبي للهوائي على الحزمتين العاملتين وذلك من خلال استخدام وصلات القصر للتأثير بشكل انتقائي على تردد النمط الأول دون التأثير على النمط الثالث، وبالتالي أمكننا إزاحة النمط الأول إلى جوار النمط الثالث وتحقيق دمج للنمطين، ولإبراز هذا التحسين كان لا بد من توفير ممانعة التجويفين إلى خط نقل بممانعة 50 ohm وتم ذلك من خلال تغيير فتحة إدخال خط النقل إلى كل تجويف وتغيير عمق إدخال خط النقل ضمن التجويف، ومن خلال الأمثلة وصلنا إلى تصميم نهائي للهوائي أمكننا أن نحقق عبره وظائف الهوائي ذاتي الازدواج الأساسية كالعزل العالي والعمل آنيًا على حزمتين تردديتين مختلفتين، بالإضافة إلى ذلك تحقيق تحسين معتبر في عرض الحزمة النسبي لكلا الحزمتين العاملتين.

الآفاق المستقبلية

إن التطوير على هذه الفكرة يندرج تحت ثلاثة مساعي.

• هو زيادة عرض الحزمة الترددية النسبي:

استطعنا في هذا التصميم دمج نمطين طنانين وهما الأول والثالث في كل تجويف لتحسين عرض الحزمة الترددية النسبي، لكن يمكن مّد الخط على استقامته وتحقيق دمج لثلاثة أنماط، وذلك عبر استخدام الطريقة ذاتها، وهي توظيف وصلات القصر للتأثير على ترددات طنين الأنماط وتحقيق دمج لهذه الأنماط من خلال التلاعب في قطر وتباعد وصلات القصر عن بعضها.

• استخدام أشكال أخرى من الهوائي لتحقيق زيادة عرض الحزمة النسبي:

حيث يمكن استخدام الهوائيات ذات التغذية المتعامدة كما في [18] لتحقيق الهوائي ذاتي الازدواج، لكن يبقى التحدي في الموازنة بين تحقيق العزل الكافي لأداء وظيفة الازدواج الترددي وبين تحسين عرض الحزمة الترددية النسبي، لذي يمكن البحث عن أساليب أخرى لتحقيق تحسين عرض الحزمة الترددية النسبي.

• التطوير عملية التصميم نفسها لهذا الهوائي:

لقد كانت عملية تصميم الهوائي خطية نوعاً ما، سواءً كان تصميم التجويف الطنان بأبعاد محددة ودمج التجويفين وحتى إضافة وصلات القصر، لكن بدأت عملية الأمثلة تكتسب أهمية أكبر ضمن إجرائية التصميم أثناء عملية توفيق الممانعة؛ فهناك الكثير من العوامل المؤثرة على توفيق الممانعة، أولها هو اختلاف ممانعة دخل التجويف الطنان باختلاف قياس النافذة التحريضية التي تربط خط النقل الشرائطي بالتجويف الطنان، حيث أن هذه النافذة التحريضية لها تأثير تحريضي يغير في الممانعة الكلية المنظورة، كما يؤثر قياس هذه النافذة في تغيير معامل الجودة الخارجي وبالتالي التأثير على معامل الربط بين الخط الشرائطي والأنماط المنتشرة ضمن التجويف، فضلاً عن كون عمق إدخال خط النقل ضمن التجويف له تأثير على توفيق الممانعة. لذا يمكن العمل على تطوير إطار عمل يهدف إلى تقليص زمن التصميم إلى الحد الأدنى عبر تقليص الاعتماد على الأمثلة في بيئة برامج حل الأمواج الكهرومغناطيسية EM Solvers مثل HFSS.

المراجع

- [1] Wu, X., A. Kishk, A. (2010). Analysis and Design of Substrate Integrated Waveguide Using Efficient 2D Hybrid Method. Morgan & Claypool.
- [2] Pozar, David M. (2012). Microwave engineering. Wiley.
- [3] Collin, Robert E. (2001). Foundations for Microwave Engineering. IEEE Press. .
- [4] Garg, Ramesh. et al. (2013). Microstrip Lines and Slotlines, 3rd ed. Artech House.
- [5] H. Furuyama, (in Japanese). (1994). Waveguide line. JP Patent, Application no. H4-220881, July (1992).
- [6] Uchimura, H. et al. (1998). Development of a Laminated Waveguide. IEEE Trans. Microw. Theory Tech. vol. 46, no. 12.
- [7] Deslandes, D., and Wu, K. (2006). Accurate modeling wave mechanisms and design considerations of substrate integrated waveguide. IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 54, no. 6, pp. 2516-2526.
- [8] Cassivi, Y., Perregrini, L., et al. (2002). Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide. IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters, vol. 12, no. 9.
- [9] Xu, F., Wu, K. (2005). Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide. IEEE Trans. Microw. Theory Tech. vol. 53, no. 1.
- [10] Che, W., Deng, K., et al. (2008). Analytical equivalence between substrate-integrated waveguide and rectangular waveguide. IET Microw. Antennas Propag. vol. 2, no. 1.
- [11] Che, W.Q., Wang, D.P., et al. (2007). Investigation on quality factor of substrate-integrated waveguide resonance cavity. Microw. and Optical Tech. Lett. vol. 49, no. 8.
- [12] Rhbanou, A., et al. (2017). Analysis of Substrate Integrated Waveguide (SIW) Resonator and Design of Miniaturized SIW Bandpass Filter. Intl Journal of Electronics and Telecommunications, vol. 63, no. 3 .
- [13] Boyle, K. R., et al. (2007). A Dual-Fed, Self-Diplexing PIFA and RF Front-End. IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters, vol. 55, no. 2.
- [14] Lu, Y. C., et al. (2012). A Mode-Based Design Method for Dual-Band and Self-Diplexing Antennas Using Double T-Stubs Loaded Aperture. IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters, vol. 60, no. 12.
- [15] Kordiboroujeni, Z., et al. (2015). A Diplexing Antenna System in Substrate Integrated Waveguide Technology, IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting.

- [16] Mukherjee , S., Biswas, A. (2016). Design of Self-diplexing Substrate Integrated Waveguide Cavity Backed Slot Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters*, vol. 15 .
- [17] Nandi, S., and Mohan, A. (2017). An SIW Cavity-Backed Self-Diplexing Antenna. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 16.
- [18] Khan, A. A., et al. (2018). Compact Self-Diplexing Antenna using Dual Mode SIW Square Cavity. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* .
- [19] Amari, S., et al. (2005). Characteristics of Cross (Bypass) Coupling Through Higher/Lower Order Modes and Their Applications in Elliptic Filter Design. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* vol. 53, no. 10.
- [20] Razavi Parizi, S. A. (2017). Trends in Research on Microstrip Antennas. IntechOpen.
- [21] Chen, Z. N., et al. (2021). Substrate-Integrated Millimeter-Wave Antennas for Next-Generation Communication and Radar Systems. Wiley, and IEEE Press.
- [22] Luo, G. Q., et al. (2012). Bandwidth-Enhanced Low-Profile Cavity-Backed Slot Antenna by Using Hybrid SIW Cavity Modes. *IEEE Trans Antennas and Propag*, vol. 60, no. 4.
- [23] Shi, Y., et al. (2017). Wideband Triple- and Quad-Resonance Substrate Integrated Waveguide Cavity-Backed Slot Antennas With Shorting Vias. *IEEE Trans Antennas and Propag*, vol. 65, no. 4.
- [24] Marcuvitz, N. (1986). *Waveguide Handbook*. Peter Peregrinus.
- [25] Mukherjee , S., Biswas, A. (2016), Computer aided equivalent circuit model of SIW cavity backed triple band slot antenna. *International Journal of RF and Microwave Computer- Aided Engineering*. Wiley.
- [26] Nandi S, Mohan A. (2018), SIW based cavity-backed self-diplexing antenna with plusshaped slot. *Microw Opt Technol Lett*.

Abstract

This thesis includes a theoretical study of the Self-Diplexing Antenna, manufactured with the Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology.

And It includes a study of Resonant Cavities and the methods used to design them and affecting their resonant modes by especially adding shorting vias, next there is a study of realizing Self-Diplexing Antenna by adding two ports to the cavity, and creating electrical isolation between ports by using long slots that provide the required isolation for achieving the Self-Diplexing property, and finally a method for enhancing bandwidth for transmitting and receiving bands by introducing shorting vias in cavity structure to merge the different modes of the resonant cavity.

المخلص

تتضمن هذه الرسالة دراسةً نظرياً للهوائي ذاتي الازدواج المصنَّع بتقانة مرشحات الأمواج المتكاملة ضمن الركيزة. وقد تضمنت دراسةً للتجاويف الطنانة وطرائق تصميمها والتأثير في أنماطها الطنينية وخصوصاً باستخدام وصلات القِصر، ثم دراسة في كيفية تحقيق الهوائي ذاتي الازدواج من خلال إضافة مأخذين إلى التجويف الطنان، وتحقيق العزل الكهربائي بين المأخذين عن طريق إضافة شقوق طويلة تؤمن العزل المطلوب لتحقيق خاصية الازدواج الترددي، وأخيراً جرى من خلال الدراسة العملية والتصميم إضافة تحسين في عرض حزمتي الإرسال والاستقبال من خلال استخدام وصلات القصر لتحقيق دمج للأشكال المختلفة في التجويف الطنان.

Syrian Arab Republic
Higher Institute for Applied Sciences and Technology
Communication Department
Year 2020/2021



A Thesis prepared for Master's Degree
in Radio and Mobile Communication Engineering

Theoretical and Practical Study of SIW Self-Diplexing Antenna

By
Eng. Abdullah Rasho

Supervisor
Prof. Ali Hassan

14/9/2023