جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات

تصميم وتنفيذ مرشح تمرير حزمة ترددية في مجال الأمواج الميكروية باستخدام أدلة الموجة الشرائحية

رسالة أعدت لنيل درجة الماجستير في هندسة الاتصالات

إعداد

المهندس أسل الخضر

بإشراف

الأستاذ الدكتور فريز عبود

العام الدراسي
2015 - 2014

Damascus University
Faculty of Mechanical & Electrical Engineering
Electronic and Telecommunication
Engineering Department

Design and Implementation of a Band Pass Microwave Filter using Substrate Integrated Waveguide (SIW)

Thesis prepared to obtain a Master Research degree of Telecommunication Engineering

By

Eng. Assal Alkhoder

Supervised by

Prof. Dr. Fariz Abboud

Academic Year
2014 – 2015

الفصل الأول

مراجعة حول تصميم مرشحات الأمواج الميكروية

الفصل الثاني

أدلة الموجة الشرائحية
فجوات أدلة الموجة الشرائحية

الفصل الثالث

تصميم مرشحات أدلة الموجة الشرائحية

الفصل الرابع

تصميم وتنفيذ مرشحات أمواج ميكروية
باستخدام فجوات نصف النمط وربع النمط الشرائحية

الفهرس

فهرس المحتويات 1
قائمة الأشكال 3
قائمة الجداول 7
المصطلحات العلمية 8
الملخص 9
مقدمة 10
الفصل الأول: مراجعة حول تصميم مرشحات الأمواج الميكروية 12
1-1. مقدمة 12
1-2. تركيب تابع الترشيح 13
1-3. تركيب الدارة المكافئة 17
1-3-1. شبكات النماذج الأولية للمرشحات منخفضة التمرير 18
1-3-2. الشبكات المتناظرة ذات الترابط المباشر in-line 20
1-3-3 مرشحات أدلة الموجة ذات الرنانات المترابطة بتحريضيات تفرعية 20
1-4. مسألة التنفيذ 23
1-5. دراسة مرجعية حول مرشحات أدلة الموجة الشرائحية 24
1-5-1. مبدأ تصميم مرشح الأمواج الميكروية باستخدام SIW 25
1-5-2. تطور مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم تقنية SIW 27
الفصل الثاني: أدلة الموجة الشرائحية, فجوات أدلة الموجة الشرائحية 32
2-1. مقدمة 32
2-2. أدلة الأمواج الشرائحية 32
2-2-1. أدلة الموجة الشرائحية SIW التقليدية 33
2-2-2. التوصيل بين دليل موجة متكامل مع قاعدة عازلة وخط نقل شرائحي 35
2-3. الرنانات الميكروية 36
2-4. الفجوات الرنانة 36
2-4-1. الفجوة الرنانة المستطيلة 37
2-4-2. عامل جودة الفجوة 40
2-4-3. الفجوات الرنانات المطوية 41
2-5. رنانة دليل موجة ذات نصف النمط وربع النمط..... 45
2-5-1. رنانة دليل الموجة ذات نصف النمط 45
2-5-2. رنانة دليل الموجة ذات ربع النمط 47
2-6. فجوات أدلة الموجة الرنانة الشرائحية 49
2-6-1. فجوات SIW الرنانة التقليدية 50

2-6-2. فجوات SIW الرنانة المطوية 51
2-6-3. فجوات SIW الرنانة ذات نصف النمط وربع النمط 52
2-7. أثر تصغير فجوات SIW الرنانة 52
2-7-1. عامل جودة فجوة HMSIW الرنانة 54
2-7-2. عامل جودة فجوة QMSIW الرنانة 56
2-8. خلاصة 57
الفصل الثالث: تصميم مرشحات أدلة الموجة الشرائحية 58
3-1. مقدمة 58
3-2. تصميم مرشح فجوات SIW مترابطة 59
3-2-1. تحديد مواصفات المرشح 60
3-2-2. إيجاد البارامترات الكهربائية للمرشح 60
3-2-3. تحويل البارامترات الكهربائية الواردة في البند السابق إلى أبعاد فيزيائية 63
3-3. مرشحات فجوات نصف النمط وربع النمط المترابطة 72
3-3-1. مرشح مؤلف من فجوتين SIW مترابطتين 72
3-3-2. مرشح فجوتين HMSIW مترابطتين 76
3-3-3. مرشح فجوتين QMSIW مترابطتين 80
3-4. خلاصة ومناقشة 85
الفصل الرابع: تصميم وتنفيذ مرشحات أمواج ميكروية باستخدام فجوات نصف النمط وربع النمط الشرائحية 87
4-1. مقدمة 87
4-2. تصميم مرشح فجوات HMSIW مترابطة 87
4-2-1. تحديد مواصفات المرشح 87
4-2-2. إيجاد البارامترات الكهربائية للمرشح 88
4-2-3. تحويل البارامترات الكهربائية الواردة في البند السابق إلى أبعاد فيزيائية 88
4-2-4. التنفيذ العملي للمرشح ونتائج القياس 98
4-3. مرشحات فجوات QMSIW المترابطة 99
4-3-1. تحديد مواصفات المرشح 99
4-3-2. إيجاد البارامترات الكهربائية للمرشح 100
4-3-3. تحويل البارامترات الكهربائية الواردة في البند السابق إلى أبعاد فيزيائية 100
4-3-4. التنفيذ العملي للمرشح ونتائج القياس 108
خاتمة 112
المراجع العلمية 115
Abstract ملخص باللغة الإنكليزية 118

قائمة الأشكال List of Figures

الشكل **الصفحة**

الشكل (1–1) المخطط الانسيابي لتصميم مرشح أمواج ميكروية وعملية تحقيقه 14
الشكل (1–2) مميزات الترشيح منخفض المجال المثالية 15
الشكل (1–3) استجابة بتروورث منخفضة التمرير 17
الشكل (1–4) الشبكة السلمية 18
الشكل (1–5) شبكة نموذج أولي منخفض التمرير بقالبات مترابطة 18
الشكل (1–6) الشبكة الناتجة عن الاستخراج الجزئي للأقطاب من أجل تابع بيضوي 19
الشكل (1–7) الشبكة الناتجة عن الاستخراج الجزئي للأقطاب من أجل تابع بيضوي
ذات عناصر ترابط تحريضية 19
الشكل (1–8) الدارة المكافئة لمرشح ذو رنانات مترابطة بشكل مباشر 20
الشكل (1–9) مرشح دليل موجة ذو فجوات رنانة مترابطة 21
الشكل (1–10) تمثيل لمرشح تمرير مجال يستخدم قالبات ممانعات 21
الشكل (1–11) النموذج المكافئ منخفض التمرير لمرشح دليل موجة ذو فجوات رنانة مترابطة 21
الشكل (1–12) مجال تمرير النموذج الأولي منخفض التمرير وتمرير المجال المكافئ له 22
الشكل (1–13) مرشح SIW مع الدارة المكافئة له 26
الشكل (1–14) نافذة تحريضية مشكلة بثقوب في SIW مع الدارة المكافئة لها 26
الشكل (1–15) مرشح يستخدم فجوات ينتشر فيها النمط TE_{301} 27
الشكل (1–16) بعض أشكال مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم فتحات ترابط iris 27
الشكل (1–17) مرشحات أمواج ميكروية تعتمد فجوات SIW رنانة مثلثية الشكل ودائرية الشكل 28
الشكل (1–18) مرشحات أمواج ميكروية تستخدم طبولوجية ذات ترابط تقاطعي أو عرضي
cross coupling 29
الشكل (1–19) مرشحات أمواج ميكروية تستخدم فجوات SIW رنانة متعددة الأنماط 29
الشكل (1–20) مرشح تمرير مجال أمواج ميكروية بأربعة فجوات SIW رنانة
اثنتين منها ذات نصف طول الموجة واثنتين ذات ربع طول الموجة 30
الشكل (2–1) دليل موجة شرائحي SIW 33
الشكل (2–2) ترددات قطع النمطين $quasi\text{-}TE_{10}$ و $quasi\text{-}TE_{20}$ للـSIW 34
الشكل (2–3) أشكال لطريقة وصل SIW مع ناقل شرائحي 35
الشكل (2–4) رنانة دليل موجة مستطيل 37
الشكل (2–5) فجوة رنانة مشكلة من دليل موجة مستطيل 38
الشكل (2–6) فجوة رنانة للنمط TE_{101} مع توزع الحقل الهربائي لنفس النمط 39
الشكل (2–7) فجوة رنانة مع توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي فيها 39
الشكل (2–8) طريقة طي رنانة نصف طول الموجة المطوية 42
الشكل (2–9) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة نصف طول الموجة المطوية 42

الشكل (2–10) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة نصف طول الموجة المطوية 43
الشكل (2–11) رنانة ربع طول الموجة المطوية 44
الشكل (2–12) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة ربع طول الموجة المطوية 44
الشكل (2–13) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة ربع طول الموجة 45
الشكل (2–14) رنانة ذات نصف النمط مع توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي 46
الشكل (2–15) شكلاً يبين توزع الحقل الكهربائي خارج فجوة نصف النمط الرنانة 47
الشكل (2–16) رنانة ذات ربع النمط مع توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي 48
الشكل (2–17) شكلاً يبين توزع الحقل الكهربائي خارج فجوة ربع النمط الرنانة 49
الشكل (2–18) فجوة SIW رنانة 50
الشكل(2–19) فجوة HMSIFW رنانة بنصف طول الموجة 51
الشكل (2–20) فجوة QMSIFW رنانة بربع طول الموجة 51
الشكل (2–21) فجوة HMSIW رنانة بتقنية PCB 52
الشكل (2–22) فجوة QMSIW رنانة بتقنية PCB 52
الشكل (2–23) استجابة فجوة SIW الرنانة 53
الشكل (2–24) فجوة HMSIW مع استجابتها الترددية 54
الشكل (2–25) فجوة HMSIW رنانة مع تحجيب 55
الشكل (2–26) الاستجابة الترددية لفجوة HMSIW رنانة محجبة 55
الشكل (2–27) فجوة QMSIW الرنانة المحجبة 56
الشكل (2–28) الاستجابة الترددية لفجوة QMSIW الرنانة 56
الشكل (3–1) مرشح SIW مع الدارة المكافئة لها 59
الشكل (3–2) نافذة تحريضية مشكلة بالثقوب مع الدارة المكافئة لها 59
الشكل (3–3) منحنيات إيجاد درجة مرشح تمرير مجال نوع تشيبيتشيف من أجل عامل تعرج 0.1dB 61
الشكل (3–4) الدارة المكافئة لنافذة أو فتحة تحريضية ضمن جدار فاصل بين فجوتين رنانتين 62
الشكل (3–5) إعاقة تحريضية في دليل موجة 65
الشكل (3–6) طريقة وصل فجوة رنانة شرائحية مع خطوط نقل شرائحية Microstrip 66
الشكل (3–7) تغير معامل النقل بين دخل وخرج فجوة SIW موصولة
مع خطوط نقل شرائحية microstrip (شكل (3–6)) 67
الشكل (3–8) تغير عامل جودة الفجوة الشرائحية مع تغير عرض فتحة الترابط
مع خطوط النقل الشرائحية على الدخل والخرج 68
الشكل (3–9) فجوتين شرائحيتين رنانتين مترابطتين بفتحة ترابط عرضها w وسماكة الجدار
الحاوي لها 1mm ثابت 68
الشكل (3–10) تبعية معامل الترابط بين فجوتين رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما 70
الشكل (3–11) مرشح من الدرجة الخامسة مؤلف من خمسة فجوات SIW مترابطة 71
الشكل (3–12) الاستجابة الترددية لمرشح الفجوات الشرائحية الرنانة المترابطة والوارد في المثال
المبين في الشكل (3–11) 71

الشكل (3–13) تغير عامل جودة فجوة SIW رنانة عند تردد رنين 5GHz
تستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5 73
الشكل (3–14) تغير معامل الترابط k بين فجوتي SIW مع تغير عرض الفتحة بينهما
(سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 75
الشكل (3–15) مرشح مؤلف من فجوتي SIW مترابطتين
(سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 75
الشكل (3–16) استجابة مرشح مؤلف من فجوتي SIW مترابطتين
(سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 76
الشكل (3–17) وصل فجوة HMSIW مع خطوط نقل شرائحية ميكروية 76
الشكل (3–18) تغير عامل جودة فجوة HMSIW رنانة تردد رنينها 5GHz
تستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8m وثابت عازليتها 4.5 77
الشكل (3–19) فجوتي HMSIW مترابطتين عبر فتحة ترابط 78
الشكل (3–20) تغير معامل الترابط k بين فجوتي HMSIW مع تغير عرض الفتحة بينهما
(سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 79
الشكل (3–21) فجوة HMSIW معزولة 79
الشكل (3–22) مرشح مؤلف من فجوتي HMSIW مترابطتين
(سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 80
الشكل (3–23) استجابة مرشح مؤلف من فجوتي HMSIW مترابطتين
(سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 80
الشكل (3–24) وصل فجوة QMSIW مع خطوط نقل شرائحية ميكروية 81
الشكل (3–25) تغير عامل جودة فجوة QMSIW رنانة عند تردد رنين 5 GHz
تستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5 82
الشكل (3–26) فجوتي QMSIW مترابطتين عبر فتحة ترابط 83
الشكل (3–27) تغير معامل الترابط k بين فجوتي QMSIW مع تغير عرض الفتحة بينهما
(سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 83
الشكل (3–28) فجوة QMSIW معزولة 84
الشكل (3–29) مرشح مؤلف من فجوتي QMSIW مترابطتين
(سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 84
الشكل (3–30) استجابة مرشح مؤلف من فجوتي QMSIW مترابطتين
(سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5) 85
الشكل (4–1) فجوة HMSIW رنانة محجبة 89
الشكل (4–2) فجوة HMSIW موصولة مع خطوط نقل microstrip 89
الشكل (4–3) تغير عامل جودة الفجوة HMSIW مع تغير عرض فتحة الترابط
بين الفجوة وخطوط النقل الشرائحية على الدخل والخرج 91
الشكل (4–4) شكل الدارة المطبوعة لمرشح يتألف من أربعة فجوات HMSIW رنانة 92

الشكل (4–5) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين HMSIW 93
الشكل (4–6) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما
(فتحة الترابط على الجانب الضيق من الفجوة) 94
الشكل (4–7) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين HMSIW 94
الشكل (4–8) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما
(فتحة التربط على الجانب العريض من الفجوات) 95
الشكل (4–9) فجوة HMSIW محجبة مع شكل الدارة المطبوعة (تردد رنين هذه الفجوة هو 5GHz) 96
الشكل (4–10) مرشح من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات HMSIW مترابطة 97
الشكل (4–11) الاستجابة الترددية لمرشح الفجوات الشرائحية HMSIW الرنانة المترابطة
والوارد في الشكل (4–9) 97
الشكل (4–12) مرشح تمرير من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات HMSIW 98
الشكل (4–13) علبة تحجيب للمرشح المبين في الشكل (4–12) 98
الشكل (4–14) المرشح المبين في الشكل (4–12) بعد تعليبه 99
الشكل (4–15) الاستجابة الترددية المقاسة لمرشح الفجوات الشرائحية HMSIW الرنانة المترابطة
والوارد في الشكل (4–14) مع المقارنة بنتيجة محاكاة المرشح نفسه 99
الشكل (4–16) حجرة QMSIW محجبة 101
الشكل (4–17) فجوة QMSIW موصولة مع خطوط نقل microstrip 101
الشكل (4–18) تغير عامل جودة الفجوة QMSIW مع تغير
عرض فتحة الترابط مع خطوط النقل الشرائحية على الدخل والخرج 103
الشكل (4–19) شكل الدارة المطبوعة لمرشح يتألف من أربعة فجوات QMSIW رنانة 104
الشكل (4–20) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين QMSIW 104
الشكل 4–21 تبعية معامل الترابط بين فجوتي QMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما
(فتحة الترابط في منتصف الجدار الفاصل بينهما) 105
الشكل (4–22) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين QMSIW 106
الشكل (4–23) تبعية معامل الترابط بين فجوتي QMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما
(الترابط على طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين) 107
الشكل (4–24) فجوة QMSIW محجبة مع شكل الدارة المطبوعة 108
الشكل (4–25) مرشح من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات QMSIW مترابطة 109
الشكل (4–26) الاستجابة الترددية لمرشح الفجوات الشرائحية الرنانة QMSIW المترابطة
والوارد في الشكل (4–21) 110
الشكل (4–27) مرشح تمرير من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات QMSIW 110
الشكل (4–28) علبة تحجيب للمرشح المبين في الشكل (4–27) 110
الشكل (4–29) المرشح المبين في الشكل (4–27) بعد تعليبه 111
الشكل (4–30) الاستجابة الترددية المقاسة لمرشح الفجوات الشرائحية QMSIW الرنانة المترابطة
والوارد في الشكل (4–29) مع المقارنة بنتيجة محاكاة المرشح نفسه 111

قائمة الجداول List of Tables

الجدول	الصفحة
الجدول (3–1) قيم عناصر النموذج الأولي لمرشح منخفض التمرير نوع تشيبيتشيف من أجل عامل تعرج $L_{Ar} = 0.1$ ($g_0 = 1$)	61
الجدول (3–2) تغير عامل جودة الفجوة SIW مع تغير عرض فتحة الترابط مع خطوط النقل الشرائحية الميكروية على الدخل والخرج	67
الجدول (3–3) تبعية معامل الترابط بين فجوتي SIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما	69
الجدول (3–4) تغيرات Q عامل الجودة و l بعد الفجوة SIW مع تغير البعد w عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي الميكروي	73
الجدول (3–5) تغير معامل الترابط k بين فجوتي SIW وبعد الفجوة l مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)	74
الجدول (3–6) تغيرات Q عامل الجودة و l بعد الفجوة HMSIW مع تغير البعد w عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي الميكروي	77
الجدول (3–7) تغير معامل الترابط k بين فجوتي HMSIW وبعد الفجوة l مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)	78
الجدول (3–8) تغيرات Q عامل الجودة و l بعد الفجوة QMSIW مع تغير البعد w عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي الميكروي	81
الجدول (3–9) تغير معامل الترابط k بين فجوتي QMSIW وبعد الفجوة l مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)	83
الجدول (4–1) تغير عامل جودة الفجوة HMSIW مع تغير عرض فتحة الترابط بين الفجوة HMSIW وخطوط النقل الشرائحية الميكروية على الدخل والخرج	91
الجدول (4–2) تبعية معامل الترابط بين فجوتين HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (الترابط على الجانب الضيق من الفجوات)	93
الجدول (4–3) تبعية معامل الترابط بين فجوتين HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (الترابط من الجانب العريض للفجوات)	95
الجدول (4–4) تغير عامل جودة الفجوة QMSIW مع تغير عرض فتحة الترابط بين الفجوة وخطوط النقل الشرائحية الميكروية على الدخل والخرج	102
الجدول (4–5) تبعية معامل الترابط بين فجوتين QMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما فتحة التربط في منتصف الجدار الفاصل بينهما	105
الجدول (4–6) تبعية معامل الترابط بين فجوتين QMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما فتحة الترابط على طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين	107

Glossary المصطلحات

المصطلح	معناه
PCB	Printed Circuit Board
SIW	Substrate Integrated Waveguide
FSIW (SIFW)	Folded Substrate Integrated Waveguide
LTCC	Low Temperature Co-fired Ceramic
CPW	CoPlanar Waveguide
MIC	Microwave-Integrated-Circuit
TE	Transvers Electric
TM	Transvers Magnetic
HMFSIW (HMSIFW)	Half Mode Folded Substrate Integrated Waveguide
QMFSIW (QMSIFW)	Quarter Mode Folded Substrate Integrated Waveguide
HMSIW	Half Mode Substrate Integrated Waveguide
QMSIW	Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide
LPF	Low Pass Filter
HPF	High Pass Filter
BPF	Band Pass Filter
IL	Insertion Loss
RL	Return Loss

ملخص

نعرض في هذه الأطروحة مرشحي تمرير حزمة جديدين باستخدام فجوات نصف النمط الشرائحية HMSIW (Half Mode Substrate Integrated Waveguide), وفجوات ربع النمط الشرائحية QMSIW (Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide)؛ حيث تم تصميم نموذجين للمرشحين المقترحين عند التردد المركزي 5GHz, وبعرض حزمة 80MHz؛ بحيث يكون التخميد 0.1dB ضمن حزمة التمرير, و45dB على الأقل على بعد 200MHz عن التردد المركزي لحزمة التمرير. ومن ثم قمنا بمحاكاة هذين النموذجين باستخدام البرنامج CST Microwave Studio, لنجد أن نتائج المحاكاة تشير إلى أن المرشحين يحققان المواصفات المطلوبة. قمنا بتنفيذ هذين المرشحين باستخدام تقنية بطاقات الدارات المطبوعة PCB (Printed Circuit Board), ومن ثم قياسهما باستخدام محلل شبكات vector network analyzer. تمت مقارنة نتائج القياس بنتائج المحاكاة, ووجدنا تطابقاً جيداً بين نتائج المحاكاة والقياس من أجل كل من المرشحين من حيث التردد المركزي, وعرض حزمة التمرير, والتخميد داخل وخارج حزمة التمرير.

مقدمة

لقد حازت تقنية أدلة الموجة الشرائحية SIW اهتماماً كبيراً في السنوات الأخيرة, فهي تحتفظ ببعض مزايا أدلة الموجة التقليدية كعامل الجودة العالي والقدرة على التعامل مع استطاعات أعلى من النواقل الشرائحية, وبعضاً من ميزات النواقل الشرائحية كالحجوم الصغيرة مقارنةً بأدلة الموجة التقليدية وإمكانية تصنيعها بتقنية الدارات المطبوعة التقليدية PCB, بالإضافة إلى إمكانية مكاملتها مع دارات ميكروية أخرى على نفس القاعدة العازلة. ولأهمية هذا الموضوع في الأبحاث, ركزنا في دراستنا على تصميم وتنفيذ مرشحات باستخدام فجوات رنانة من أدلة الموجة الشرائحية, لأن أداؤها جيد, وهي صغيرة الحجم, وسهلة التنفيذ, ويمكن استخدامها في تطبيقات الاتصالات اللاسلكية.

أجرينا في الفصل الأول مراجعة مختصرة حول تصميم مرشحات الأمواج الميكروية؛ حيث اكتفينا بما يفيدنا في تصميم المرشحات التي قمنا بتصميمها وتنفيذها. كما عرضنا دراسة مرجعية عن المرشحات التي تستخدم تقنية SIW وتطورها.

قمنا في الفصل الثاني بإجراء دراسة مختصرة عن توزع الحقول ضمن الفجوات الرنانة المستطيلة, والتي تنتمي إليها فجوات SIW, ومن ثم عرضنا إحدى طرائق تصغير حجم هذه الفجوات, وذلك بطي الفجوة لنحصل على فجوة HMFSIW (HMSIFW), وفجوة QMFSIW (QMSIFW)؛ حيث أن لهاتين الفجوتين نصف وربع مساحة الفجوة SIW التي نشأت عنها. وبيَّنا أن فجوة HMFSIW تحتفظ بكامل توزع الحقول ضمنها مقارنةً مع فجوة SIW عند نفس تردد الرنين بالإضافة إلى أنها تحتفظ بنصف مساحة سطحها, بينما تحتفظ فجوة QMFSIW بنصف توزع الحقول ضمنها بالإضافة إلى ربع الحجم مقارنةً بفجوة SIW. ورأينا أن تصنيع هذين النوعين من الفجوات الرنانة يتطلب تقنية PCB متعددة الطبقات. ومن ثم اقترحنا نوعين آخرين من الفجوات التي تستخدم أدلة الموجة الشرائحية. الأول هو فجوات نصف النمط HMSIW, تحتفظ هذه الفجوة بنصف توزع الحقول مقارنة بفجوة SIW التي نشأت عنها بالإضافة إلى أنها تحتفظ بنصف مساحة سطحها تقريباً. النوع الثاني هو فجوات ربع النمط QMSIW؛ حيث تحتفظ هذه الفجوة بربع توزع الحقول مقارنةً بفجوة SIW التي نشأت عنها بالإضافة إلى أنها تحتفظ بربع مساحة سطحها تقريباً. والميزة الإضافية هنا أن هذين النوعين من الفجوات لا يحتاجان إلى تقنية PCB متعددة الطبقات؛ حيث يتم تصنيع هذه الفجوات على قاعدة عازلة من طبقة واحدة, وبالتالي فإن تصنيعهما أسهل مقارنةً بالفجوات المطوية. كما يمكننا أن نرى أيضاً في الفصل الثاني بعض طرائق وصل الفجوات التي تستخدم أدلة الموجة الشرائحية مع خطوط النقل الشرائحية شائعة الاستخدام في دارات الأمواج الميكروية.

درسنا في الفصل الثالث طريقة تصميم مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم فجوات أدلة الموجة الشرائحية, ومن ثم رأينا من خلال مثال يبين كيف يتم تصميم المرشح, واثر استخدام الفجوات الرنانة الجديدة على مساحة سطح المرشح من خلال ثلاثة تصاميم بسيطة لمرشح تمرير مجال من الدرجة الثانية؛ حيث تستخدم هذه التصاميم فجوات SIW أو فجوات HMSIW أو فجوات QMSIW.

قما في الفصل الرابع بتصميم مرشحين لهما مواصفات محددة (نفس المواصفات للمرشحين), أحدهما باستخدام فجوات HMSIW والآخر باستخدام فجوات QMSIW, ومن ثم قمنا بتنفيذ هذين المرشحين وقياسهما, ليتبين لنا أنهما يحققان المواصفات المطلوبة مع بعض الأخطاء كانزياح المجال الترددي قليلاً بالإضافة إلى نقصان عرض مجال التمرير وارتفاع قيمة التخميد ضمن مجال التمرير. ويمكننا القول أنه يمكننا تجاوز الانزياح الترددي ونقصان عرض المجال الترددي بعد معرفة القيم الدقيقة لمواصفات المواد المستخدمة وبزيادة دقة التصنيع والتجميع النهائي للمرشح. أما التخميد فإنه ينتج عن وجود الموصلات SMA وخطوط النقل Microstrips الموصولة على دخل وخرج المرشح, بالإضافة إلى مفاقيد العازل المستخدم في القاعدة التي لا يمكن تجاوزها بالإضافة إلى عدم إمكانية الحصول على سطوح معدنية فائقة النعومة في تصنيع علب التحجيب المستخدمة في المرشح.

الفصل الأول

1.مراجعة حول تصميم مرشحات الأمواج الميكروية

1-1. مقدمة

يمكن بناء مرشحات الأمواج الميكروية من خطوط النقل ذات نمط الانتشار TEM كمرشحات الخطوط المترابطة المتوازية, أو مرشحات Hairpin, أو الرقعات ثنائية النمط, أو مرشحات الرنانات, أو مرشحات combline .... إلخ [1]. إن هذه الأنواع من المرشحات تعتبر صغيرة الحجم, وتتناسب مع الدارات المسطحة, ويمكن أن يكون لها انتقائيات جيدة في حال زيادة درجة المرشح. ومن أجل التطبيقات التي تحتاج عامل جودة Q عالي جداً, أو إمكانية التعامل مع إستطاعات عالية جداً, فإن المرشحات التي تستخدم أدلة الموجة هي الأفضل. فهي تتألف من فجوات أدلة الأمواج المترابطة. يمكن أن تأخذ المرشحات نوعين من البنى الهندسية, الأولى هي البنية الهندسة المباشرة أو ذات الترابط المباشر (in-line) (التي تكون فيها الفجوات غير المتجاورة غير مترابطة), وهي معروفة ومنتشرة بشكل جيد [2]؛ حيث لها توابع استجابة نوع all-pole أي أنها ذات استجابة دون أصفار نقل عند ترددات محدودة. ولكي نزيد من انتقائية المرشح يتم استخدام النوع الثاني من البنى الهندسية, وهي البنى ذات الترابط العرضي cross-coupled (حيث يمكن أن يتواجد فيها ترابطاً بين فجوات غير متجاورة) لكي نحصل على أصفار نقل عند ترددات محدودة [1]. كما يمكننا أن نستخدم الفجوات الرنانة ثنائية النمط من أجل إنقاص حجم ووزن المرشحات التي تستخدم أدلة الموجة [1].

تعتمد مرشحات الأمواج الميكروية في التصميم والتنفيذ على عناصر موزعة (distributed)؛ حيث أن تصميم المرشحات التي تستخدم عناصر موزعة (distributed) معروف جيداً [3]. بينما تُستخدم العناصر الكتلية أو المجمعة (lumped element) في تصميم المرشحات العاملة عند الترددات المنخفضة وليس في مجال الأمواج الميكروية بسبب الانخفاض السريع لعامل جودتها غير المحمل عند زيادة التردد.

يتم التحكم باستجابة المرشح بشكل عام بوساطة الأبعاد الهندسية, وبارامترات المواد المستخدمة. وتبدأ عملية التصميم بتحديد تابع الترشيح الذي يقارب مواصفات المرشح المطلوبة [1]. وهو ما يسمى بمسألة التقريب approximation. والمرحلة الثانية هي إيجاد نموذج الدارة المكافئة التي يمكن أن تعطي نفس مميزات تابع الترشيح [3]. يمكن أن يكون هذا النموذج في حال مرشحات خطوط TEM نموذجاً أولياً منخفض التمرير يمكن تحويله في مرحلة لاحقة إلى شبكة موزعة مكافئة. وفي

حالة مرشحات الرنانات المترابطة فإن الدارة ستكون مؤلفة من رنانات مترابطة وفقاً لبنية الترابط الهندسية [1,3]. وتوصَّف استجابة الدارة بمصفوفة الممانعات أو السماحيات (أو بمصفوفة الترابط). ويجب تركيب الدارة المكافئة لمصفوفة الترابط, بحيث تحقق الاستجابة المطلوبة. [3]

تتضمن إجرائية التصميم تحويل بارامترات الدارة المكافئة إلى أبعاد فيزيائية للبنية الهندسية المختارة. هناك إجرائيات تصميم مباشرة لتصميم مرشحات الأمواج الميكروية إلا أنها مكلفة وغير عامة وهي تصلح من أجل بنى هندسية محددة كما أنها موثَّقة [2,3]. وتُستخدم تقنيات تصميم تقريبية بشكل عام في التصميم البدائي, ويتم من ثم إيجاد النتائج, وتحليلها باستخدام EM solvers, وتتم من بعدها عملية الأمثلة لتحقيق الاستجابة التي نسعى إليها. ويمكننا أن ندخل بعض إمكانيات التوليف في المرشحات ضيقة المجال, التي تستخدم أدلة الموجة لكي نتغلب على أخطاء التصنيع. يبين الشكل (1–1) المخطط الانسيابي لإجرائية تصميم مرشح أمواج ميكروية وعملية تحقيقه. سنعرض في الفقرات اللاحقة مراجعة مختصرة عن كل خطوة من خطوات التصميم.

1–2. تركيب تابع الترشيح

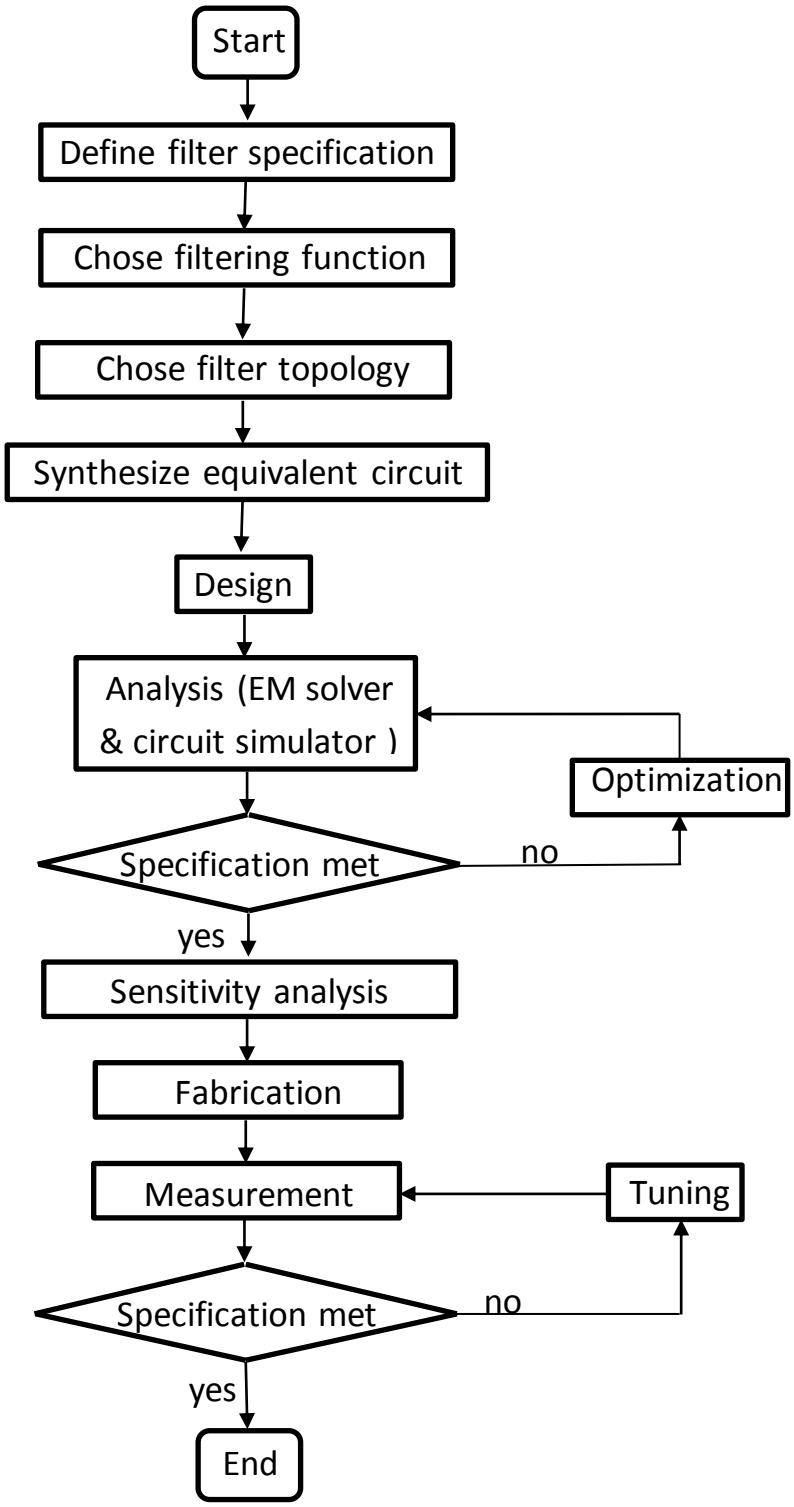
بعد تحديد مواصفات المرشح, كما هو مبين بالشكل (1–1), يبدأ التصميم بإيجاد تابع الترشيح الذي يقارب مواصفات المرشح المطلوبة. إن مرشح تمرير المجال المثالي له تخميد معدوم وتأخير زمني ثابت في مجال التمرير وتخميد لانهائي في مجال المنع؛ حيث يمكننا أن نعبر عن ذلك رياضياً بالعلاقات التالية: [1]

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = 1 \qquad : \omega \le \omega_C$$
$$|S_{21}(j\omega)|^2 = 0 \qquad : \omega \succ \omega_C$$
$$\phi(\omega) = -k\omega \qquad : \omega \le \omega_C$$

حيث ω_c هو تردد القطع أو حافة مجال التمرير. S_{21} هي بارامتر النقل في مصفوفة التشتت [41]. ويمكننا أن نعبر عن هذه العلاقات بشكل الاستجابة المثالية لمرشح مثالي كما في الشكل (2–1).

إن تابع الترشيح هذا لا يمكن تحقيقه عملياً. إلا أنه من الممكن تقريبه بشكل مقبول بتابع ترشيح ضمن مجال الدارة المكافئة.

إن تابع تحويل الدارة المكافئة ذات العناصر المجمعة, هو تابع كسري متحوله هو التردد. وبالتالي تتم مقاربة بارامترات التشتت المطلوب تحقيقها بتابع كسري متحوله هو التردد العقدي



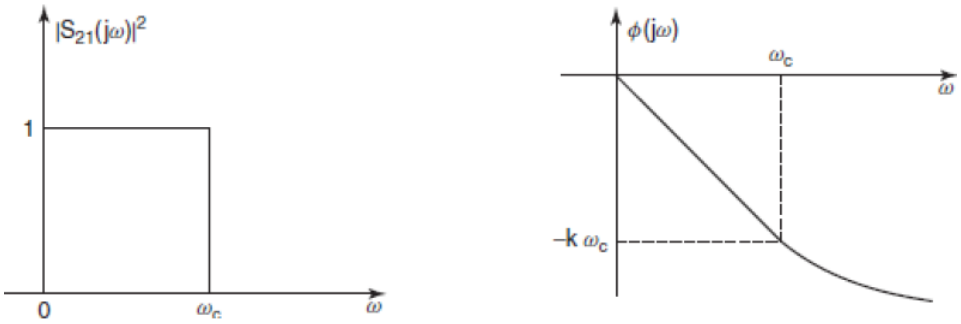
الشكل (1−1) المخطط الانسيابي لتصميم مرشح أمواج ميكروية وعملية تحقيقه

$s = j\omega$. من أجل مرشح من الدرجة n, يُعبر عن بارامترات التشتت بشكل عام بنسبة بين كثيري حدود كالتالي: [1]

$$S_{21}(s) = \frac{P_n(s)}{\varepsilon E_n(s)} \quad , \quad S_{11}(s) = \frac{F_n(s)}{\varepsilon_R E_n(s)} \qquad (1-1)$$

حيث P_n و F_n و E_n هي كثيرات حدود من الدرجة n و ε و ε_R ثوابت. إن المقام المشترك E_n هو كثير حدود تقع كل أصفاره في النصف اليساري من المستوي العقدي. ونعتبر في هذه المرحلة بشكل عام أن المرشح عديم المفاقيد. ما يقودنا إلى بعض القيود على كثيرات الحدود في العلاقة (1-1) لكي يتحقق شرط وحدانية مصفوفة التشتت [1]. لهذه القيود الشكل التالي:

$$\begin{aligned} S_{11}S_{11}^{*} + S_{21}S_{21}^{*} &= 1 \\ S_{22}S_{22}^{*} + S_{12}S_{12}^{*} &= 1 \\ S_{11}S_{12}^{*} + S_{21}S_{22}^{*} &= 0 \end{aligned} \qquad (2-1)$$



الشكل (1-2) مميزات الترشيح المثالية لمرشح تمرير منخفض المجال [45]

من الممكن أن نجد من العلاقة (1-2) أن زوايا الطور لبارامترات التشتت ترتبط فيما بينها بالعلاقة التالية: [1]

$$\phi_{21} - \frac{\phi_{11} + \phi_{22}}{2} = \frac{\pi}{2}(2k \pm 1) \qquad (3-1)$$

حيث k عدد صحيح و ϕ_{11} و ϕ_{22} و ϕ_{21} هي زوايا الطور لكل من S_{11} و S_{22} و S_{21} على التوالي.

ترتبط بارامترات التشتت لمرشح الأمواج الميكروية بتابع وحيد يسمى بتابع الترشيح. فمن أجل مرشح من الدرجة N نعرف تابع الترشيح والذي نرمز له بالرمز C_n بالعلاقة التالية: [8]

$$C_n(s) = \frac{F_n(s)}{P_n(s)} \qquad (4-1)$$

وتكون العلاقة بينه وبين بارامترات التحويل كالتالي:

$$S_{21}(s)S_{21}(-s) = \frac{1}{1 + C_n(s)C_n(-s)\varepsilon^2/\varepsilon_R^2} \qquad (5-1)$$

تتضمن عملية تركيب تابع الترشيح بشكل عام إيجاد معاملات كثيرات الحدود في العلاقة (1-1). وبمعرفة F_n و P_n يتم بناء المقام E_n من جذور المعادلة $P_n(s)P_n(-s)/\varepsilon^2 + F_n(s)F_n(-s)/\varepsilon_R^2$؛ حيث تقع هذه الجذور في النصف اليساري من المستوي العقدي. والتي يمكن أن نستنتجها من معادلات الطاقة (1-2).

إن أكثر التوابع التقريبية انتشاراً هي بتروورث (Butterworth), وتشيبيتشيف (Chebyshev), والليبتيك (Elliptic). ومنها أيضاً تابع تشيبيتشيف المعمم (Generalized Chebyshev), والذي يسمى أيضاً بتابع بسيدوإلليبتيك (Pseudoelliptic), وهو يحتاج إلى عناية وانتباه خاص؛ حيث أن التابع منخفض التمرير يمكن أن يكون غير متناظر حول الصفر ما يؤدي إلى تابع ترشيح معقد (إيجاده معقد). كما أن هناك عدة توابع يمكن تقريبها من استجابة طور مرشح منخفض التمرير المثالي, والتي يمكن تحقيقها عملياً, وهي توابع بيسيل والطور الخطي متساوي البعد Rhodes [1].

تابع ترشيح تشيبيشيف Chebyshev

نتحدث عن هذا النوع فقط من الاستجابات لأنه النوع الذي سنستخدمه في التصميم, كما سنرى في الفصول اللاحقة. إن استجابة التسطح الأعظمي تعطي استجابة مسطحة عند الـDC والتردد اللانهائي, إلا أن الالتفاف يكون بطيء. يمكن تحقيق تقريب أفضل بوجود تموجات ripples في مجال التمرير, وسيحدث الالتفاف بشكل أسرع إلى مجال المنع [1,3].

يُعطى فقد أو ضياع التمرير IL لتقريب تشيبيتشيف بالعلاقة التالية:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_N^2(\omega)} \qquad (6-1)$$

حيث $T_N(\omega)$ هي كثير حدود تشيبيتشيف من الدرجة N و ε هي مستوى التموج (ripple) والذي يرتبط بالفقد أو الضياع ضمن مجال التمرير بالعلاقة:

$$IL = 10\ \log(1+\varepsilon^2) \qquad (7\text{-}1)$$

إن كثير حدود تشيبيتشيف هو تابع يهتز بين الـ1 والـ1- ضمن المجال [1 , -1] ويسعى إلى اللانهاية عندما ينتهي متحوله إلى اللانهاية. ويمكن أن نعبر عنه بالعلاقة التالية:

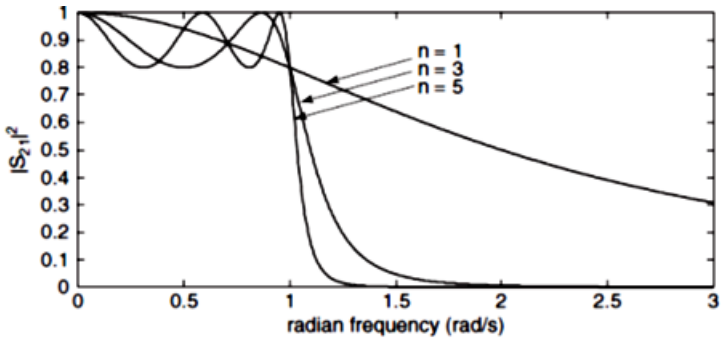
$$T_N(\cos\theta) = \cos\ (N\theta)$$

وبجعل $\omega = \cos\theta$ يمكننا أن نجد أن:

$$|S_{21}(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\varepsilon^2 \cos^2\left(N\cos^{-1}(\omega)\right)} \qquad (8-1)$$

يبين الشكل (1-3) تابع تشيبيتشيف من درجات فردية. عندما تكون درجة التابع فردية فإنه يساوي 1 عند الصفر, وعندما تكون درجته زوجية فإنه يساوي $1/(1+\varepsilon^2)$ عند الصفر. وبالتالي فإن التابع يتموج بين الـ1 والـ$1/(1+\varepsilon^2)$ حتى يصل التردد $\omega = 1\ rad/\sec$. وعند هذا التردد فإن التابع يأخذ القيمة $1/(1+\varepsilon^2)$, وبعد هذا التردد يسعى التابع إلى الصفر بشكل رتيب. تبدأ حافة مجال التمرير

لتابع تشيبيتشيف عند آخر عبور للقيمة $1/(1+\varepsilon^2)$ بدلاً من نقطة منتصف الاستطاعة وذلك عند $\omega = 1\ rad/\sec$. مع زيادة درجة المرشح والحفاظ على قيمة صغيرة لـ ε سيقارب هذا التابع الشكل المثالي بشكل أفضل. وبالمقارنة مع مرشح بتروورث من نفس الدرجة يمكننا أن نجد أنه ذو انتقائية أفضل.



الشكل (1-3) تابع تشيبيتشيف من درجات فردية ومن أجل $\varepsilon = 0.5$ [1]

1-3. تركيب الدارة المكافئة

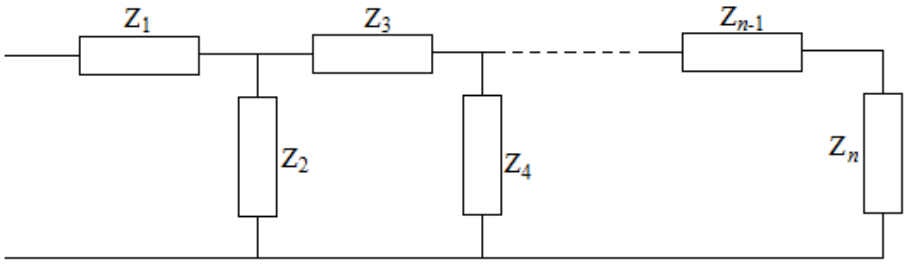
الخطوة التالية بعد اختيار وتركيب تابع الترشيح هي إيجاد الدارة المكافئة التي تعطي نفس مميزات التحويل. الدارات المكافئة بشكل عام هي نماذج أولية منسوبة منخفضة التمرير, يمكن تحويلها إلى شكل آخر كتمرير مجال, أو منع مجال, أو تمرير عالي, باستخدام ما يُعرف بتحويلات التردد [1,3]. نفترض مبدئياً أن الدارة المكافئة هي شبكة عناصر خطية غير فعالة عديمة الفقد, وغير متغيرة مع الزمن. وتُوصَّف الشبكة ببارامترات الممانعات أو السماحيات عند بواباتها, والتي يمكن منها اشتقاق بارامترات التشتت. ويكون لتوابع الممانعات والسماحيات شكل نسبة بين كثيري حدود تابعين لمتحول التردد العقدي p كالتالي:

$$Z(p) = \frac{N(p)}{D(p)} \qquad (9-1)$$

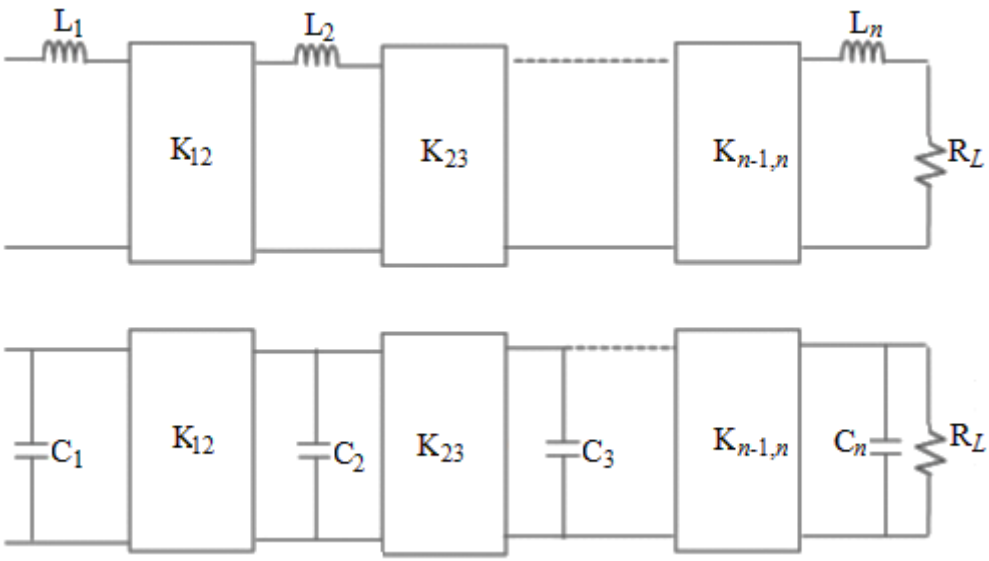
لكي نمثل نظام فيزيائي, يجب أن تكون $Z(p)$ موجبة وحقيقية (أي أنه يجب أن يكون القسم الحقيقي $\mathrm{Re}(Z(p)) \succ 0$) من أجل $\mathrm{Re}(p) \succ 0$ [1]. ما يجعل معاملات $N(p)$ و $D(p)$ كلها حقيقية. وبما أننا نفترض أن الشبكة عديمة الفقد, فإنه يمكننا أن نرى أن التابع النسبي في العلاقة (9-1) هو نسبة كثير حدود زوجي إلى كثير حدود فردي أو العكس [1]. كما أن تابع ممانعة الدخل $Z(p)$ هو تابع تخيلي بحت وميله مع التردد دائماً موجب على المحور التخيلي. ما يدل على أن أصفار وأقطاب تابع الممانعة يجب أن تكون متشابكة. وهي خاصية مهمة جداً في تركيب الشبكات المكافئة [1,3]. فيما يلي من فقرات سنعرض تقديماً مختصراً للشبكات المكافئة الأكثر استخداماً.

1-3-1. شبكات النماذج الأولية للمرشحات منخفضة التمرير

يتم تحقيق الدارة المكافئة للتابع الكسري المستخدم في تصميم المرشحات بوساطة الشبكة السلمية ladder المبينة في الشكل (1-4). تتألف الشبكة السلمية من مجموعة من ممانعات تسلسلية وتفرعية متعاقبة. إن تحقيق هذا النوع من العناصر التسلسلية أو التفرعية ومن أجل دارات الأمواج الميكروية كما هو مبين في الشكل (1-4) صعب جداً. بينما يبين الشكل (1-5) نموذجاً أولياً عملياً منخفض التمرير؛ حيث يتم استخدام نوع واحد من العناصر, ويتم وصلها تسلسلياً أو تفرعياً, ويتم ربطها بوساطة قالبات ممانعات, أو قالبات سماحيات (impedance or admittance inverters). يمكن تحقيق قالب الممانعة بخط نقل طوله يساوي ربع طول الموجة المنتشرة. كما يمكننا أن نجد عدة دارات أخرى يتم فيها تنفيذ قالبات باستخدام إعاقات obstacles أو فتحات تمرير irises, أو لا استمراريات (discontinuities) وفقاً للتكنولوجيا المستخدمة.



الشكل (1-4) الشبكة السلمية



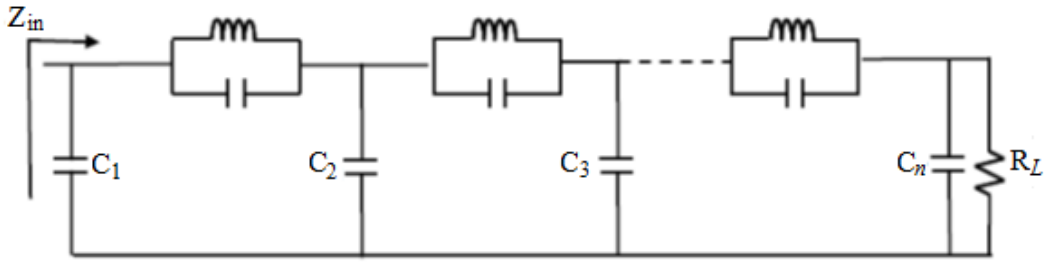
الشكل (1-5) شبكة نموذج أولي منخفض التمرير بقالبات مترابطة

إن كل من نوعي الشبكات بالشكل (1-5) هي شبكات ذات تأخير طور صغير؛ حيث يمكن للإشارة أن تسري من الدخل إلى الخرج عبر مسار واحد فقط [1]. ويمكن لهذه الشبكات أن تحقق

استجابات بتروورث أو تشيبتشيف؛ حيث لا يمكن وضع أصفار نقل عند ترددات محدودة. ويمكن تركيب كل من نوعي الشبكات بالنشر المستمر للكسر continued fraction expansion [1].

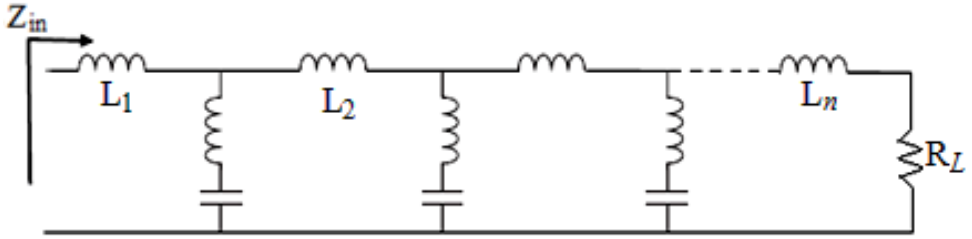
هناك صيغ واضحة تعطي قيم العناصر من أجل استجابات بتروورث وتشيبتشيف [5,6]. ومن أجل التوابع البيضوية ذات الدرجات الفردية, تم في [1] عرض شبكة سلمية معدَّلة كالمبينة في الشكل (1–6). وتنتج هذه الشبكة عن الاستخراج الجزئي للأقطاب partial poles extraction.

يمكننا أن نستخدم تركيباً عددياً لاستخراج قيم العناصر. وهناك طريقة أخرى لتحقيق استجابة التابع البيضوي باستخدام التحريضيات (inductances) غير المتغيرة مع التردد العقدي والتي تسمى بالنموذج الأولي الطبيعي natural prototype , هذه الطريقة مشروحة في [1]. تم في [1] اشتقاق صيغ واضحة تعطي قيم عناصر شبكة النموذج الأولي للتابع البيضوي. وكما ذكرنا سابقاً, فإنه لا يمكن وفقاً للتابع البيضوي أن نضع أصفار النقل حيث نريد؛ بالتالي إذا احتجنا لوجود أصفار نقل عند ترددات محددة علينا أن نلجأ إلى مرشحات الرنانات المترابطة, التي تستخدم توابع تشيبتشيف المعممة؛ حيث يكون هناك ترابط بين الفجوات الرنانة غير المتعاقبة, وهي ليست موضوع دراستنا.



الشكل (1–6) الشبكة الناتجة عن الاستخراج الجزئي للأقطاب من أجل تابع بيضوي

إن النموذج المبين في الشكل (1–6) يعبر عن رنانات مترابطة بوساطة سعات تفرعية, أي أن عناصر الترابط هنا هي السعات, إلا أن تحقيق هذه السعات بتقنية SIW, وكما سنرى لاحقاً معقد شيئاً ما؛ حيث نحتاج إلى تقنية PCB متعددة الطبقات, وهي ممكنة إلا أن الأبسط من ذلك هو أن يكون لدينا نموذجاً بترابط تحريضي Iniductive؛ حيث عناصر الترابط تحريضية تفرعية بدلاً من السعات التفرعية كما في الشكل (1–7).

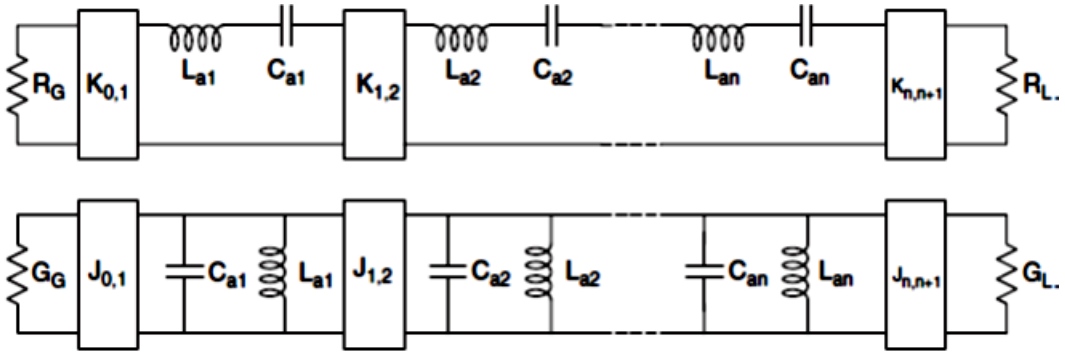


شكل (1–7) الشبكة الناتجة عن الاستخراج الجزئي للأقطاب من أجل تابع بيضوي ذات عناصر ترابط تحريضية

1-3-2. الشبكات المتناظرة ذات الترابط المباشر in-line

يمكن تحقيق توابع الترشيح تشيبيتشيف أو بتروورث باستخدام شبكات رنانات بينها ترابط مباشر أو in-line. ويمكننا أن نجد النظرية العامة للرنانات المترابطة in-line في [1,3].

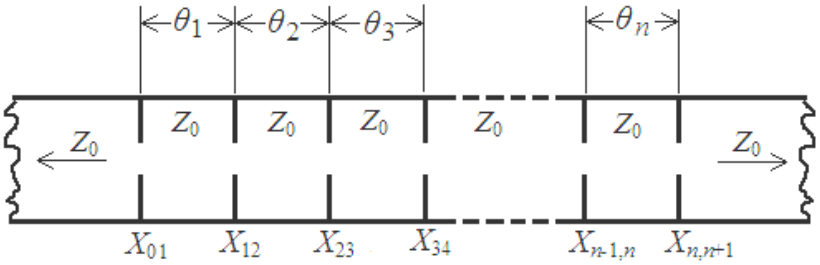
يبين الشكل (1-8) نموذج دارة مرشح تمرير مجال من الدرجة n. وهي تتألف من n رنانة مترابطة بعناصر ترابط مستقلة عن التردد. هذه الرنانات متمثلة بسعات C على التوازي (أو على التسلسل) مع تحريضيات L مستقلة عن التردد للأخذ بالحسبان الانزياحات الترددية في ترددات الرنين عن التردد المركزي لمجال التمرير.



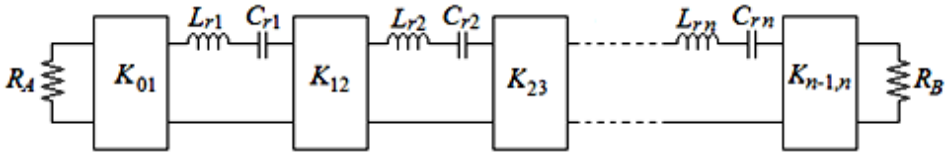
الشكل (1-8) الدارة المكافئة لمرشح ذو رنانات مترابطة بشكل مباشر

1-3-3. مرشحات أدلة الموجة ذات الرنانات المترابطة بتحريضيات تفرعية

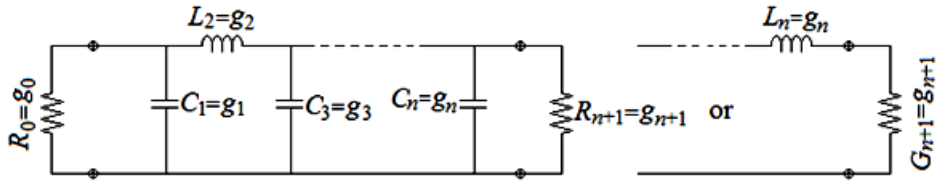
يبين الشكل (1-9) مرشح دليل موجة ذو رنانات مترابطة على التوالي أي دون ترابط عرضي أو تقاطعي. يتألف المرشح من فجوات رنانة مصنَّعة من أدلة موجة تفصل بينها حواجز لها أثر سعوي أو تحريضي, وفي حالتنا سندرس حالة الترابط التحريضي بين الرنانات, وهي الحالة التي يمكن تطبيقها بسهولة كما ذكرنا في تقنيات SIW. الحواجز ذات الأثر التحريضي هي حواجز معدنية فيها فتحات بالاتجاه الشاقولي لدليل الموجة, كما هو مبين في المرشح الذي سندرسه في فصل لاحق. ومن أجل تعريف عناصر مرشح تمرير المجال علينا أن نوجد الدارة المكافئة لهذا المرشح. إذ أن هذا المرشح يتألف من مجموعة من الفجوات الرنانة كل منها يمكن تمثيله برنانة LC تسلسلية مترابطة فيما بينها بقالبات ممانعة تعطينا عامل ترابط بين رنانتين متجاورتين قيمته K_{ij}, بينما تكون جملة الرنانات المترابطة موصولة مع منبع وحمل كل منهما له الممانعة المميزة Z_0 كما هو مبين في الشكل (1-10). وكما هو معروف من أجل تصميم مرشح تمرير مجال علينا أن ننطلق من تصميم نموذج أولي مكافئ منخفض التمرير, وعليه يبين الشكل (1-11) نموذج الأولي منخفض التمرير للمرشح المبين في الشكل (1-9).



الشكل (1–9) مرشح دليل موجة ذو فجوات رنانة مترابطة



الشكل (1–10) تمثيل لمرشح تمرير مجال يستخدم قالبات ممانعات



الشكل (1–11) النموذج المكافئ منخفض التمرير لمرشح دليل موجة ذو فجوات رنانة مترابطة

علينا الآن أن نوجد بارامترات النموذج الأولي لمرشح منخفض التمرير g_i المكافئ لمرشح تمرير المجال, الذي نسعى لتصميمه, ويمكننا أن نستخدم العلاقات التالية لإيجاد قيم عناصر النموذج الأولي منخفض التمرير والواردة في الشكل (1–11)؛ حيث $\omega_1' = 1$ وهي تردد القطع للنموذج الأولي منخفض التمرير, و $g_0 = 1$ ومن أجل قيم اعتباطية لعامل التعرج L_{AR} ضمن مجال التمرير [3].

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} \tag{10–1}$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \qquad k = 2,3,\ldots,n \tag{11–1}$$

$$g_{n+1}\begin{cases} 1 & for \quad n \quad odd \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & for \quad n \quad even \end{cases} \tag{12–1}$$

حيث:

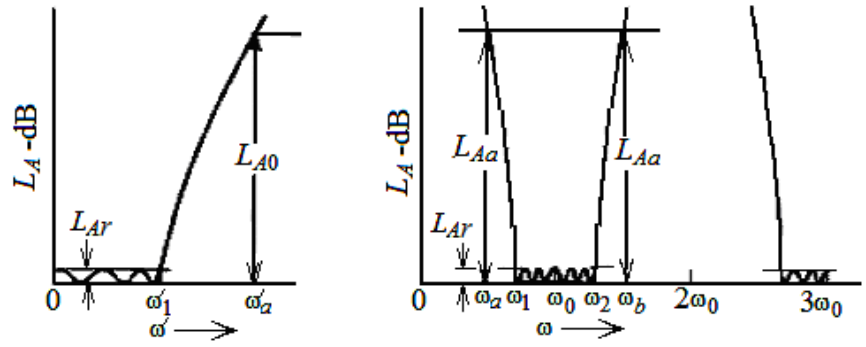
$$\beta = \ln\left(\coth\frac{L_{Ar}}{17.37}\right) \tag{13–1}$$

$$\gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \tag{14–1}$$

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right] \qquad : k = 1,2,\ldots,n \tag{15–1}$$

$$b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) \qquad : k = 1,2,\ldots,n \tag{16–1}$$

أو يمكننا أن نستخدم جداول موجودة في [3]. ومن ثم علينا أن نفهم كيفية التحويل بين النموذج الأولي لمرشح منخفض التمرير, ونموذج مرشح تمرير المجال الذي ندرسه, وذلك من خلال الشكل (1–12)؛ حيث يبين الشكل (1–12) أهم بارامترات الاستجابة الترددية للنموذج الأولي لمرشح منخفض التمرير والاستجابة الترددية لنموذج مرشح تمرير المجال.



(a) (b)

الشكل (1–12) مجال تمرير النموذج الأولي منخفض التمرير وتمرير المجال المكافئ له [3]

وتتطلب عملية التحويل من النموذج الأولي منخفض التمرير إلى نموذج تمرير مجال تطبيق العلاقات التالية: [3]

$$\frac{\omega'}{\omega'_1} = \frac{2}{\omega_\lambda}\left(\frac{\lambda_{g0} - \lambda_g}{\lambda_{g0}}\right) \qquad (17–1)$$

$$\omega_\lambda = \left[\frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}}\right] = \left(\frac{\lambda_{g0}}{\lambda_0}\right)^2\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}\right) \qquad (18–1)$$

$$\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2} \qquad (19–1)$$

حيث ω_λ: هي عرض المجال النسبي للأمواج المُرشَدة, و λ_g: طول الموجة المرشدة. λ_{g2} و λ_{g1} و λ_{g0}: هي أطوال الموجة المنتشرة عند ترددات القطع الأعلى والأدنى والتردد المركزي على التوالي.

ثم نوجد قيم معاملات الترابط بين رنانات المرشح K_{ij}. تنتج معاملات الترابط هذه عن وجود قالبات الممانعات في النموذج الأولي, أو عن وجود فتحات ترابط ضمن جدران فاصلة بين فجوات رنين المرشح الذي يستخدم أدلة الموجة, أو في حالتنا التي نسعى إليها تأتي من فتحات متروكة بين صفوف من الثقوب الممعدنة تفصل بين فجوات SIW, كما سنرى لاحقاً. يتم حساب معاملات الترابط هذه من العلاقات التالية: [3]

$$\frac{K_{01}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{\omega_\lambda}{g_0 g_1 \omega'_1}} \qquad (20–1)$$

$$\left.\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}\right|_{j=1\ to\ n-1} = \frac{\pi\omega_\lambda}{2\omega'}\frac{1}{\sqrt{g_j g_{j+1}}} \qquad (21–1)$$

$$\frac{K_{n,n+1}}{Z_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}\frac{\omega_\lambda}{g_n g_{n+1}\omega_1'}} \qquad (22-1)$$

$K_{j,j+1}$: هي بارامترات القالبات أو معاملات الترابط. و Z_0: هي ممانعة الدليل.

إن وصل أو ربط المرشح مع الوسط المحيط (دارات أخرى أو جهاز قياس) يحتاج إلى وسيلة ربط تتوافق مع نوع البيئة التي نوصل معها, كخط نقل شرائحي مثلاً أو كابل محوري أو ..., ترتبط وسيلة الوصل هذه مع الفجوات الطرفية للمرشح, وبما أن هذا الوصل ليس مثالياً بالضرورة؛ حيث أن جودة التوصيل هذه ترتبط بتصميم المرشح, ويسيطر على هذا المبدأ ما يسمى بعامل الجودة الخارجي للمرشح أو الرنانة. وتُعطى عوامل الجودة الخارجية للمرشح بالعلاقات التالية: [3]

$$(Q_e)_A = \frac{g_0 g_1 \omega_1'}{\omega} \qquad (23-1)$$

$$(Q_e)_B = \frac{g_n g_{n+1} \omega_1'}{\omega} \qquad (24-1)$$

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

1-4. تنفيذ المرشح

يتطلب تنفيذ المرشح تحويل أو ترجمة قيم ترددات الرنين للفجوات الرنانة, وقيم معاملات الترابط بينها, وعوامل الجودة الخارجية للمرشح إلى أبعاد فيزيائية بتكنولوجيا ما (أدلة موجة أو خطوط نقل شرائحية أو قواعد عازلة معلَّقة أو ....) وهي عملية بشكل عام معقدة وتتبع للتقنية والبنية الهندسية التي يستخدمها المصمم, يمكن أن نجد بعضها في المراجع العلمية [3,4]. يمكننا أن نجد في بعض المراجع طرائق مباشرة لحساب الأبعاد الفيزيائية لبعض أنواع المرشحات, إلا أن الأفضل وفي حال عدم توفر هذه الطرائق أن نلجأ إلى رسم منحنيات تعطي العلاقة بين معامل الترابط مثلاً (أو عامل الجودة) والأبعاد الفيزيائية لعنصر الترابط, كما سنرى لاحقاً في الفصلين الثالث والرابع. ويتم اختيار الأبعاد عندها لكامل معاملات الترابط, وعوامل الجودة من هذه المنحنيات. يتم إيجاد هذه المنحنيات بوساطة القياس, كما هو مذكور في بعض المراجع العلمية إلا أن هذا يتطلب الكثير من التنفيذ الفيزيائي والقياسات, ولذلك ومع تطور أدوات المحاكاة يتم رسم هذه المنحنيات بوساطة هذه البرامج, كما سنرى لاحقاً أيضاً في الفصلين الثالث والرابع.

هناك عدة تقنيات تصميم لمرشحات الأمواج الميكروية يمكن أن تستخدم كل التكنولوجيات المعروفة. يمكننا أن نجد في [2] تقنية تصميم مباشرة لمرشحات الرنانات المترابطة مباشرةً (in-line). يتم استخراج معلومات التحميل لكل من اللااستمراريات, ويتم تعويضها بأطوال الرنانات. بينما نجد في [1,3] إجرائية تصميم مرشحات تمرير مجال combline و interdigital محملة سعوياً, وتم عرض أمثلة لمرشحات بعرض مجال نسبي يصل حتى 40%.

وفي [1] نجد نموذج لمرشح الرنانات المترابطة المشروح في الفقرة 1-3-3. تعتمد معظم تقنيات تصميم مرشحات تمرير المجال ضيقة المجال ذات الرنانات المترابطة على مصفوفة الترابط المركبة, التي تتلاءم بنيتها الهندسية مع التشكيل الفيزيائي للرنانات, كما في كل من [1,5]. يتم تحقيق معاملات الترابط بوساطة irises, أو حقول متهدبة, أو posts, أو إعاقات, وما شابه اعتماداً على التكنولوجيا المستخدمة. يتم عموماً تحديد أبعاد عناصر الترابط اللازمة لتحقيق معاملات الترابط المطلوبة من منحنيات التصميم, تجريبياً كما سنرى في المرشحات التي سنقوم بتصميمها في دراستنا في الفصلين الثالث والرابع, أو تحليلياً في بعض الحالات [1]. ويتم التحكم بترددات رنين الرنانات بشكل عام بواسطة حجوم الرنانات.

إن أكبر المشاكل المرفقة بتصميم مرشح الرنانات المترابطة هي التحميل؛ حيث أن تغير الترابط بين الفجوات مرفق بتغيرات في ترددات الرنين؛ حيث على المصمم إعادة حساب القيم الجديدة لعناصر المرشح, أو في حالتنا الأبعاد الجديدة للفجوات الرنانة, والتي تعيد ترددات رنين الفجوات إلى القيمة المطلوبة (لكي يحقق مجموعها الاستجابة المطلوبة للمرشح).

لقد تم استخدام نفس إجرائيات التصميم في عدة منشورات عن تصميم مرشحات ثنائيات النمط؛ حيث أن كل من فجوات المرشحات ثنائية النمط تدعم تواجد نمطين كما في [1,8,12]. في هذا النوع من المرشحات, يتم إدخال إعاقات في الفجوات المتناظرة لتصبح داعمة لنمطين, وبالتالي لتحقق عملية تواجد النمط المزدوج. في النظرية الموجودة, تلعب الإعاقات دور عناصر ترابط تربط بين أنماط الفجوة. وبما أنه من الصعب أن نتحكم بكل من الترابط ضمن الفجوة (الذي ينتج عن وجود إعاقة), وتحميل كل من النمطين, فإننا نحصل على التصميم الأولي دون أخذ تحميل الإعاقات بالاعتبار. ومن ثم يتم تصحيحه بوساطة براغي توليف.

إلا أن عملية التوليف هذه في تقنيات SIW صعبة جداً ومعقدة وتحتاج إلى جهد كبير بسبب صعوبة إدخال عناصر توليف, وبالتالي فإن معلومات التحميل سيتم أخذها بعين الاعتبار أثناء محاكاة المرشح. ولذلك نلجأ إلى ما يسمى بالأمثلة أو الـoptimization. وسنرى في الفصل الرابع تصميماً جديداً لمرشح برنانات نصف وربع النمط مع التنفيذ العملي باستخدام فجوات أدلة الموجة الشرائحية. وسنرى أمثلة عن تصميمات أولية تحقق المواصفات المطلوبة المفروضة.

1-5. دراسة مرجعية حول مرشحات أدلة الموجة الشرائحية

تتميز مرشحات الأمواج الميكروية التي تعتمد فجوات أدلة الموجة الرنانة التقليدية بمعاملات جودتها العالية, وبالتالي فهي تؤمن حدية قطع جيدة على طرفي مجال التمرير بالنسبة للمرشحات, وتُعتبر هي الأفضل من وجهة النظر هذه, كما أنها تتميز بقدرتها على التعامل مع الاستطاعات العالية, إلا أنها كبيرة الحجوم ومن أهم سيئاتها هي صعوبة المكاملة مع دارات الأمواج الميكروية

الأخرى, التي تعتمد عادةً تقنيات أخرى. أما مرشحات الأمواج الميكروية التي تعتمد تقنية النواقل الشرائحية (microstrip و stripline و suspended stripline و غيرها) فتتميز بسهولة مكاملتها مع دارات الأمواج الميكروية الأخرى وسهولة تصنيعها؛ حيث تُستخدم كثيراً تقنية الدارات المطبوعة PCB في تصميم هذه المرشحات, إلا أن عوامل الجودة لها سيئة مقارنةً بالمرشحات التي تستخدم أدلة الموجة التقليدية. وعليه تم العمل منذ أكثر من عشرة سنوات على مكاملة هاتين التقنيتين للحصول على تقنية لم تعد جديدة الآن, إلا أنها تشمل مجموعاً من بعض مميزات التقنيتين السابقتين المذكورتين. سنشرح في فصل لاحق هذه التقنية وكيفية الحصول عليها.

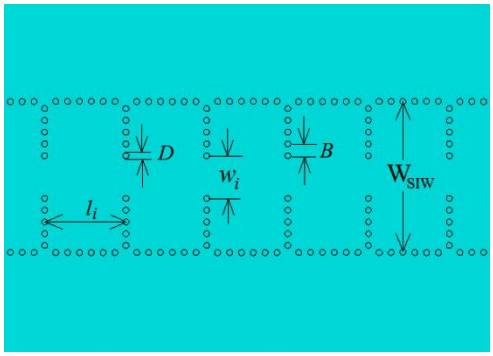
تعتبر تقنية أدلة الموجة الشرائحية SIW من التقنيات المهمة جداً في تصميم مرشحات الأمواج الميكروية, وبعض دارات الأمواج الميكروية الأخرى؛ حيث تتمتع بصغر حجمها مقارنة بمرشحات أدلة الموجة التقليدية, بالإضافة إلى عوامل الجودة الأعلى من حالة تقنيات النواقل الشرائحية, وبالتالي حدية القطع الأفضل. ويمكننا أن نجد الكثير عن هذه التقنية واستخدامها في تصميم مرشحات الأمواج الميكروية, وبعض دارات الأمواج الميكروية الأخرى في كثير من المراجع والأبحاث العلمية. وسنعرض فيما يلي تطور هذه المرشحات من حيث صغر حجمها.

1-5-1. مبدأ تصميم مرشح الأمواج الميكروية باستخدام SIW

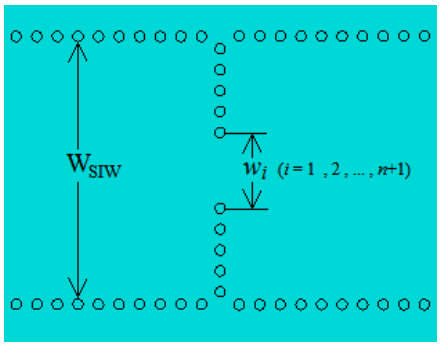
يعتمد تصميم مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم التقنية SIW على نفس مبدأ تصميم مرشحات الفجوات المترابطة. وسنقتصر هنا على المرشحات ذات البنى الهندسية ذات الترابط المباشر (حيث يكون الترابط فقط بين الفجوات المتتالية وليس هناك ترابط بين الفجوات غير المتتالية), والتي سنعتمدها في المرشحات التي سنقوم بتصميمها وتنفيذها, كما سنرى في الفصل الرابع. يعتمد تصنيع المرشحات SIW - كما ذكرنا - على تقنية PCB, وبالتالي تُستخدم قواعد substrates عازلة في تصنيعها. سنرى لاحقاً أنه يتم بناء فجوة SIW بحجز جزء من قاعدة عازلة لها ثابت عازلية ε_r بوساطة صفوف من الثقوب المطلية بالمعدن من الداخل وهو ما تتيحه تقنية تصنيع بطاقات الدارات المطبوعة PCB.

يبين الشكل (1-13) (a) بنية مرشح SIW مع الدارة الكهربائية المكافئة له. يُبنى الـSIW من صفين من الثقوب الممعدنة في قاعدة عازلة, المسافة بينهما W_{SIW}. قطر كل من الثقوب الممعدنة D والمسافة بين اثنتين متجاورتين منها B. يمكننا أن نحصر جزء من الـSIW بصفين آخرين من الثقوب الممعدنة المسافة بينهما $0.5\lambda_g$ (حيث λ_g هي طول الموجة ضمن الدليل أو الموجة المُرشَدة) لنحصل على فجوة SIW رنانة, فإذا كان لدينا رنانتين متجاورتين, فإنه يمكننا أن نخلق بينهما ترابطاً بفتح نافذة تحريضية inductive ضمن الجدار الفاصل بينهما (الجدار المشكل من صف من الثقوب الممعدنة) كما هو مبين في الشكل (1-14) (a) مع الدارة الكهربائية المكافئة لفتحة الترابط, ونتحكم بقيمة هذا

الترابط عن طريق عرض نافذة الترابط. نرمز لطول الرنانة i بالرمز L_i ولعرض نافذة الترابط w_i. وبالتالي يمكننا أن نحصل على مرشح بجمع عدة رنانات SIW باستخدام فتحات ترابط كما في أدلة الموجة التقليدية. [31]



الشكل (1–13) (a) مرشح SIW
(b) الدارة المكافئة لمرشح SIW



الشكل (1–14) (a) نافذة تحريضية مشكلة بالثقوب
(b) الدارة المكافئة لنافذة تحريضية مشكلة بالثقوب

سنجد لاحقاً أن توزع الحقول في SIW مطابق له في دليل موجة مستطيل تقليدي, وبالتالي يمكننا أن نستخدم نفس طريقة التصميم المتبعة في دليل الموجة المستطيل. وعموماً كي نصمم مرشح تمرير مجال, فإننا نحتاج لدارة مكافئة تمثل نموذج أولي منخفض التمرير. يبين الشكل (1–13) (b) الدارة المكافئة لمرشح تمرير مجال SIW ذو n رنانة. يتم وصل التحريضية التفرعية المكافئة مع خط نقل SIW لتعمل كقابل ممانعة كما يبين الشكل (1–14) (b). وبالتالي يتم اختصار مسألة تصميم مرشح SIW ذو نوافذ الثقوب الممعدنة التحريضية إلى إيجاد قيمة قالب الممانعة, والذي بدوره يحدد عرض الفتحة التحريضية. [39]

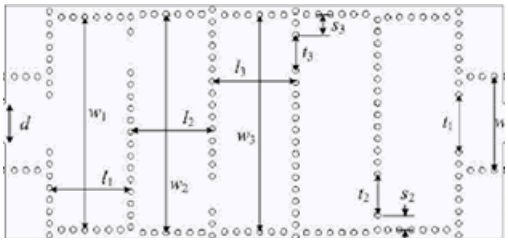
من أجل مواصفات معطاة للمرشح, نبدأ بتصميم المرشح بحساب بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير, كما هو مذكور في الفقرة 1–3–3. باستخدام العلاقات (1–10) و(1–11) و(1–12) [3]. ومن ثم تُحسَب قيم قالبات الممانعات من العلاقات (1–20) و(1–21) و(1–22).

بعد حساب قيم قالبات الممانعة من المعادلات أعلاه, يمكننا أن ننفذها فيزيائياً باستخدام نافذة تحريضية في الـSIW. ويبين الشكل (1–14) (a) هذه النافذة المنفذة بثقوب ممعدنة مع الدارة المكافئة لها. ويمكننا أن نوجد بارامترات الدارة المكافئة للنافذة التحريضية كما سنرى في الفصل الثالث.

ويبقى الآن تحويل هذه البارامترات الكهربائية إلى أبعاد فيزيائية من أجل التنفيذ. فيمكننا مباشرةً تحويل تردد الرنين إلى أبعاد فيزيائية للفجوات الرنانة باستخدام العلاقات الرياضية التي سنوردها لاحقاً أثناء دراسة الفجوات الرنانة وترددات الرنين فيها في الفصل الثاني, أما عرض فتحة الترابط فيمكننا أن نوجده من علاقات أو منحنيات موجودة في بعض المراجع العلمية مثل [3,4] إلا أن هذه المنحنيات والعلاقات ليست دقيقة بالنسبة لمرشحات SIW, إذ لا يوجد منحنيات أو علاقات تمثل بدقة هذا النوع من فتحات الترابط, وبالتالي علينا أن نجري بعض التوليف للبارامترات الفيزيائية للفتحة باستخدام برامج المحاكاة. وبدلاً عن ذلك يلجأ المصممين إلى استخدام برامج المحاكاة في حساب أبعاد هذه الفتحات مباشرةً, وسنشرح هذه الطريقة لاحقاً عند تصميم المرشحات موضوع دراستنا في الفصلين الثالث والرابع.

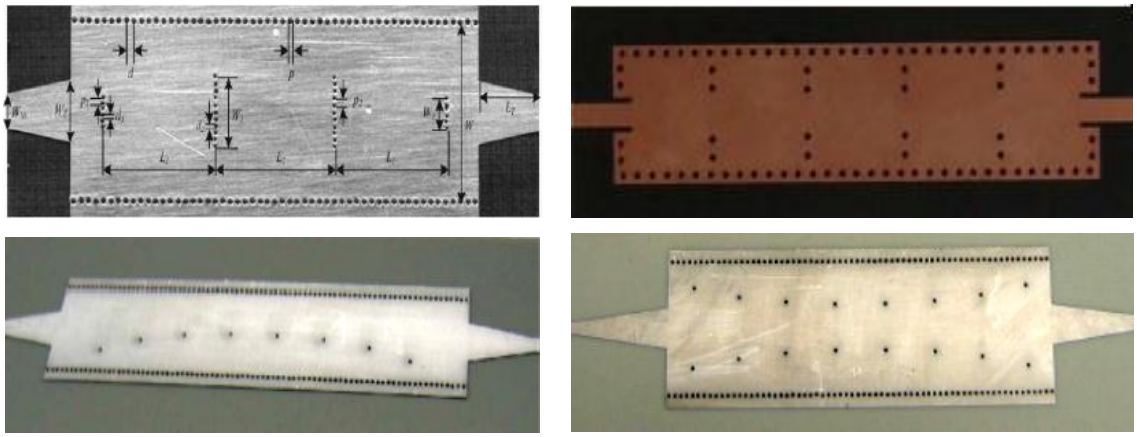
1-5-2. تطور مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم تقنية SIW

تُستخدم الطريقة المذكورة في الفقرة السابقة (والتي سنشرحها بالتفصيل في الفصل الثالث) في تصميم المرشحات التي تنتشر في فجواتها الرنانة النمط TE_{101} وغيرها من الأنماط العليا. فيمكننا مثلاً أن نجد دراسات وأبحاث حول مرشحات تعتمد فجواتها على انتشار النمط TE_{103} وهي شائعة الانتشار؛ حيث يبين الشكل (1-15) مثالاً عن هذا المرشح [7,8]



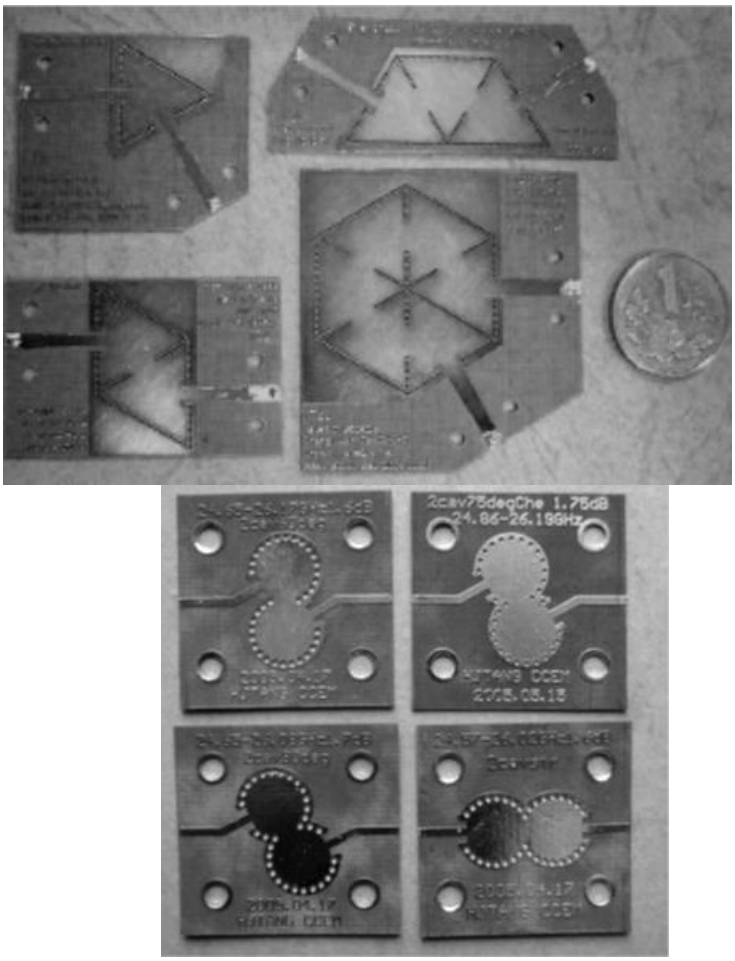
الشكل (1-15) مرشح يستخدم فجوات ينتشر فيها النمط TE_{301}

تستخدم هذه المرشحات فجوات SIW رنانة مترابطة بوساطة فتحات ترابط يمكن أن تأخذ عدة أشكال منها ما هو وارد في الأمثلة المبينة في الشكل (1-16) [9,10,11].



الشكل (1-16) بعض أشكال مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم فتحات ترابط iris

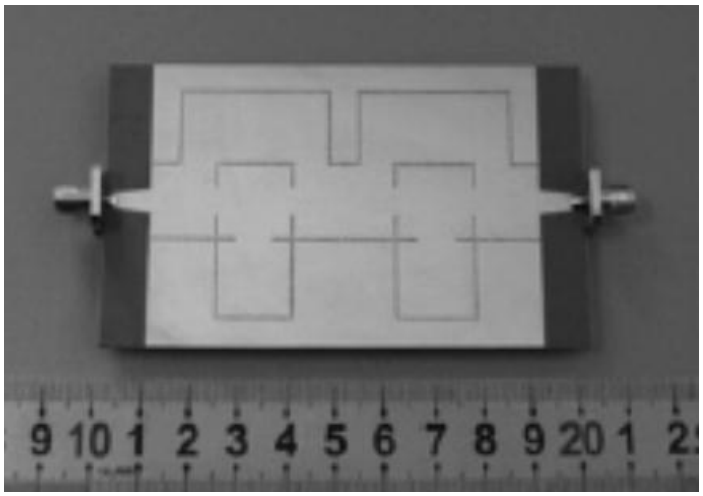
وتُستخدم أشكال مختلفة من الفجوات الرنانة التي تستخدم أدلة الموجة الشرائحية منها ذات السطح المربع أو المستطيل كما في الأمثلة المذكورة, ومنها ذات السطح الدائري والمثلثي [12,13]. ويبين الشكل (1-17) مثالين عن هذه المرشحات.

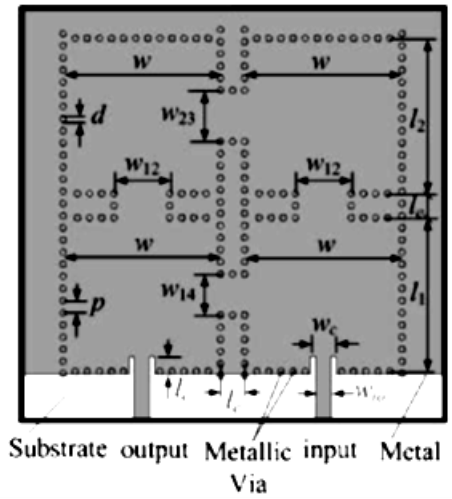


الشكل (1-17) مرشحات أمواج ميكروية تعتمد فجوات SIW رنانة مثلثية الشكل ودائرية الشكل

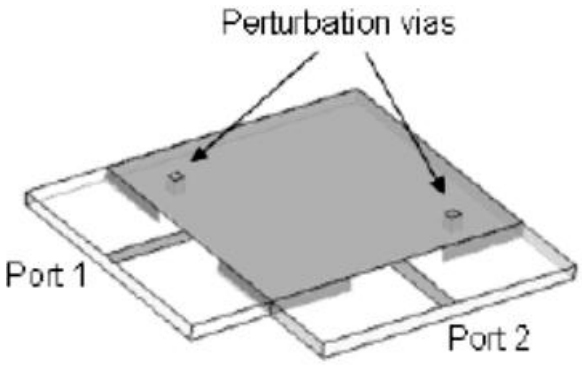
كما يمكن أن تأخذ هذه المرشحات بنى هندسية ذات ترابط مباشر أو ذات ترابط تقاطعي أو عرضي؛ حيث تبين الأشكال السابقة في هذه الفقرة مرشحات لها بنى هندسية ذات ترابط مباشر, بينما يبين الشكل (1-18) مرشحات أمواج ميكروية لها بنى هندسية ذات ترابط تقاطعي أو عرضي. [14]

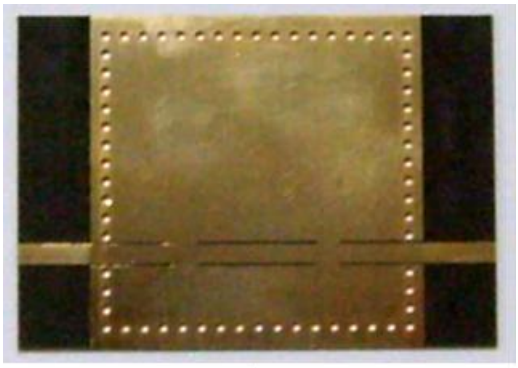
من المعلوم أن الفجوات متعددة الأنماط هي إحدى الوسائل المستخدمة من أجل تصغير الحجوم النهائية لمرشحات الفجوات الرنانة, ويمكن تطبيق نفس هذا المبدأ أو المفهوم على فجوات SIW للحصول على مرشحات ذوات حجوم صغيرة, كما يمكننا أن نجد في بعض الأبحاث العلمية مثل [15,16,17]. ويبين الشكل (1-19) بعض نماذج هذه المرشحات.

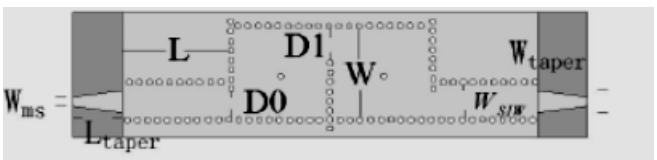




الشكل (1–18) مرشحات أمواج ميكروية تستخدم طبولوجية ذات ترابط تقاطعي أو عرضي cross coupling



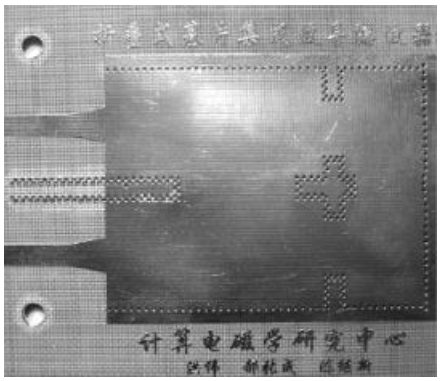




الشكل (1–19) مرشحات أمواج ميكروية تستخدم فجوات SIW رنانة متعددة الأنماط

ويمكن أيضاً إدخال عناصر توليف على بعض أشكال مرشحات SIW من أجل توليف التردد المركزي لمجال التمرير, وعرض المجال, وذلك باستخدام عناصر مفاتيح (switches) مصنعة بشكل عناصر MEMS (Microelectronic Mechanical System) [18,19].

عندما نتحدث عن مرشحات الفجوات الرنانة التقليدية, فإننا نبحث عملياً عن تصغير الحجم الكلي للمرشح, إلا أننا في تقنية الدارات المطبوعة PCB, فإننا نبحث عن تصغير سطح الدارة أو العنصر, أو مساحته وليس حجمه, إذ أن سماكة القاعدة العازلة تُعتبَر صغيرة جداً بالنسبة للأبعاد الأفقية للدارة أو العنصر. وبالعودة إلى طي فجوات أدلة الموجة التقليدية سنجد بأننا عملياً بالمحافظة على ارتفاع دليل الموجة وبعد الطي, فإننا لا نكسب عملياً من حيث تصغير الحجوم. إلا أن طي فجوات SIW الرنانة سيؤدي إلى تصغير مساحة أو سطح الدارة أو العنصر ولا سيما الفجوات الرنانة والمرشحات. ويمكننا أن نجد بعض الدراسات حول تقنيات الطي, وأمثلة عن بعض المرشحات المصممة باستخدام فجوات أدلة الموجة الشرائحية المطوية FSIW (Folded SIW) والتي يمكن تصميمها باستخدام تقنية تصنيع بطاقات الدارات المطبوعة PCB, أو تقنية LTCC. (Low Temperature Co-fired Ceramic) [19,20,21]. ويبين الشكل (1-20) مرشح أمواج ميكروية يستخدم فجوات SIW رنانة شرائحية مطوية بتقنية PCB, يستخدم نوعين من الفجوات المطوية إحداها تسمى برنانات نصف طول الموجة والأخرى برنانات ربع طول الموجة.



الشكل (1-20) مرشح تمرير مجال أمواج ميكروية بأربعة فجوات SIW رنانة اثنتين منها ذات نصف طول الموجة واثنتين ذات ربع طول الموجة

تُنتِج عملية الطي للفجوات الرنانة الشرائحية ما يسمى بفجوات نصف طول الموجة أو ربع طول الموجة, والتي تسمى أحياناً برنانات نصف النمط وربع النمط. تنتج هذه التسمية عن أن الفجوة وفي المستوي الأفقي تحتفظ بنصف النمط, إلا أن نصف النمط هذا كما سنرى لاحقاً موجود في إحدى طبقتي الرنانة, والنصف الآخر موجود في الطبقة الأخرى من الرنانة, وبالتالي فإن النمط المنتشر في

الفجوة هو نمط كامل, ولكن بالنظر من الأعلى فإننا سنرى فقط نصف النمط. وبالتالي هذه التسمية لا تنطبق تماماً مع النمط المنتشر ضمن الفجوة المطوية, وما نسعى إليه في دراستنا في هذه الأطروحة هو أن نحصل على فجوة تحتفظ فقط بنصف النمط أو ربع النمط, ومن ثم بناء مرشحات الأمواج الميكروية ذات الفجوات الرنانة المترابطة بشكل مباشر بناءً على هذا النوع من الفجوات الرنانة كما سنرى في الفصول اللاحقة. كما يجب الإشارة إلى أنه يوجد مرشحات أمواج ميكروية أخرى تستخدم فجوات SIW متعددة الطبقات تحقق تصغيراً جيداً في مساحة المرشح ويمكن تصنيعها بتقنية PCB متعددة الطبقات أو بتقنية LTCC.

الفصل الثاني

2. أدلة الموجة الشرائحية, فجوات أدلة الموجة الشرائحية

2-1. مقدمة

لقد تم بناء العناصر التي تعمل ضمن مجال الأمواج الميكروية والميليمترية تقليدياً باستخدام تكنولوجيا أدلة الموجة, والتي تكون فيها المفاقيد منخفضة وعامل الجودة عالي. وعادة ما نتجنب استخدام التقنيات المسطحة عند الحاجة إلى عوامل جودة عالية ومفاقيد منخفضة بسبب انخفاض عامل جودتها, وارتفاع مفاقيدها الناتج عن وجود مادة القاعدة العازلة. وبالرغم من ذلك ومع تطور تقنية المكننة الميكروية micromachining من الممكن تصنيع رنانات بخطوط microstrip أو CPW معلَّقة على غشاء membrane [1], وفجوات رنانة بأنماط منتشرة أو متلاشية [2,3], ورنانات عازلة [4]. وهذا يمكننا من الحصول على عناصر ذات عامل جودة عالي ومنخفضة المفاقيد, والتي يمكن مكاملتها مع عناصر أخرى فعالة أو غير فعالة على قاعدة واحدة. إن أدلة الموجة والرنانات التي تعتمد عليها شيئ أساسي في هندسة الأمواج الميكروية, وتشكل إحدى أهم المجموعات في الدارات الميكروية ولا سيما في تصميم المرشحات.

سنهتم في هذا الفصل بالمبادئ الأساسية لدليل الموجة الشرائحي SIW التقليدي ولفجوة SIW. سنرى فيما يلي مراجعة حول أدلة الموجة الشرائحية SIW. وسنذكر أهم ميزات بعض البنى وحيدة ومتعددة الطبقات. ومن ثم سنجري مراجعة نظرية حول الفجوات الرنانة ومنها ننتقل إلى الفجوات الرنانة المشكلة بتقنية SIW.

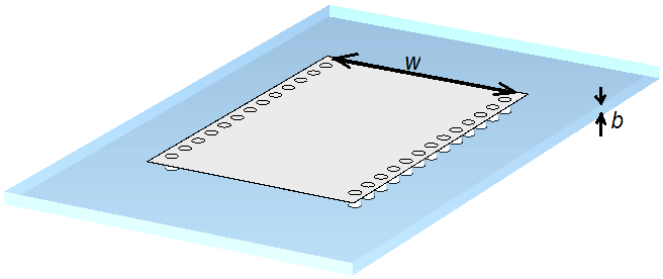
2-2. أدلة الأمواج الشرائحية

يمكننا أن نستخدم النظرية الكلاسيكية لدليل موجة كي نحقق المتطلبات الحديثة لمكونات وعناصر نظم الاتصالات. إن مرشحات أدلة الموجة المستطيلة كانت منتشرة بشكل واسع في أنظمة الاتصالات, لما لها من ميزات جيدة بسبب مفاقيدها المنخفضة وقدرتها على التعامل مع الاستطاعات العالية. إلا أنها ذات كلفة عالية وصعبة المكاملة مع الدارات الأخرى ما يجعلنا نبحث عن حلول أرخص وبحجوم أصغر. ويمكننا أن نحل ذلك بتنفيذ دليل موجة متكامل مع قاعدة عازلة يُستخدم في الدارات المسطحة بتقنيات PCB على نفس القاعدة العازلة التي نصنِّع عليها الدارات. إلا أن مكاملة الدليل مع القاعدة العازلة وبالرغم من أنه سيؤدي إلى تصغير حجم الدليل إلا أنه سيؤدي أيضاً لانحدار في أداءه.

2-2-1. أدلة الموجة الشرائحية SIW التقليدية

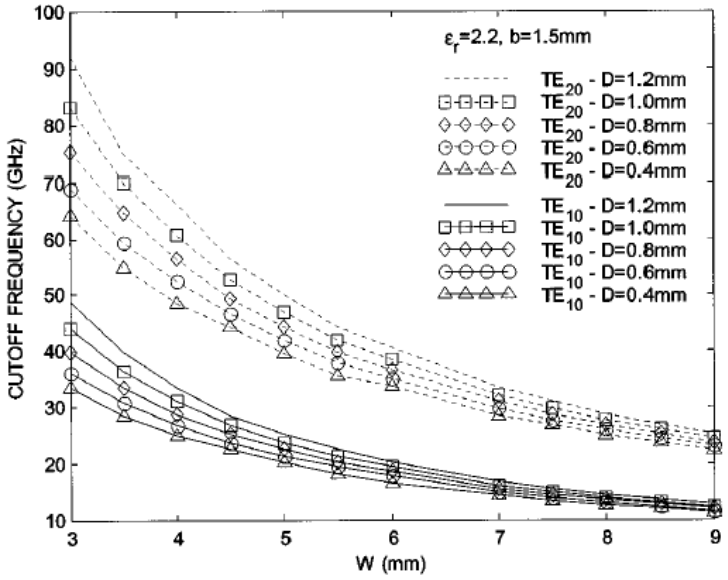
تُعرف تقنية التصميم التي يتم فيها مكاملة دليل موجة مستطيل مع الدارات المسطحة على نفس القاعدة العازلة باستخدام تكنولوجيا الدارات المتكاملة مع النواقل الشرائحية MIC (Microwave-Integrated-Circuit) بتكنولوجيا أدلة الموجة الشرائحية SIW (Substrate Integrated Waveguide). يسمح هذا التقريب بالتغلب على معظم الصعوبات التي نواجهها مع أدلة الموجة المستطيلة التقليدية, كصعوبة التصنيع والمكاملة مع دارات الأمواج الميكروية الأخرى. تحتفظ بنية SIW بمميزات دليل الموجة المستطيل التقليدي ذو العرض الذي يساوي العرض المكافئ للـSIW, ما يسمح باستخدام نفس تقنيات التحليل والتصميم لهذه البنى.

يبين الشكل (2-1) دليل موجة شرائحي SIW. إن المبدأ العام لهذا النوع من أدلة الموجة هو ما يسمى بأدلة الموجة ذات الجدران الجانبية التي تتشكل من أعمدة معدنية post-wall waveguide [5]. فإذا حفرنا في قاعدة عازلة صفين من الثقوب وطلينا جدرانها الداخلية بالمعدن, فإننا سنحصل على post-wall waveguide مملوء بعازل له ثابت عازلية القاعدة العازلة؛ حيث أن وجهي القاعدة العازلة وبين صفي الثقوب على الأقل سيكونان مطليين بالمعدن. تشير الدراسات المرجعية إلى أن الموجة التي تنتشر ضمن الدليل SIW لن تتسرب من بين الثقوب المطلية بالمعدن عندما تكون المسافة الفاصلة بين الثقوب المتجاورة صغيرة بالنسبة لطول الموجة المنتشرة ضمن الدليل SIW, وسنذكر لاحقاً أثناء الشرح شروط الانتشار ضمن الدليل SIW دون حدوث تسريب.



الشكل (2-1) دليل موجة شرائحي SIW

لقد تمت دراسة مميزات SIW تجريبياً في [6]؛ حيث تم تحليل ترددي القطع للنمطين الأول والثاني. حيث تم إيجاد علاقات تعطي ترددات قطع النمطين quasi-TE_{10} و quasi-TE_{20} للـSIW بدلالة قطر الثقوب الممعدنة والمسافات الفاصلة بينها. ويبين الشكل (2-2) نتائج ترددات القطع المحسوبة للنمطين quasi-TE_{10} و quasi-TE_{20} والمنتشرين في SIW.



الشكل (2–2) ترددات قطع النمطين quasi-TE_{10} و quasi-TE_{20} للـSIW بدلالة قطر الثقوب الممعدنة [6]

يمكننا تقريب المنحنيات الواردة في الشكل (2–2) بالعلاقات الرياضية التي نحصل عليها باستخدام مقاربة المربعات النهائية least square. وهذه العلاقات هي: [6]

$$f_{cTE_{10}} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(W - \frac{D^2}{0.95 \cdot B} \right)^{-1} \qquad (1-2)$$

$$f_{cTE_{20}} = \frac{c}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \left(W - \frac{D^2}{1.1 \cdot B} - \frac{D^3}{6.6 \cdot B^2} \right)^{-1} \qquad (2-2)$$

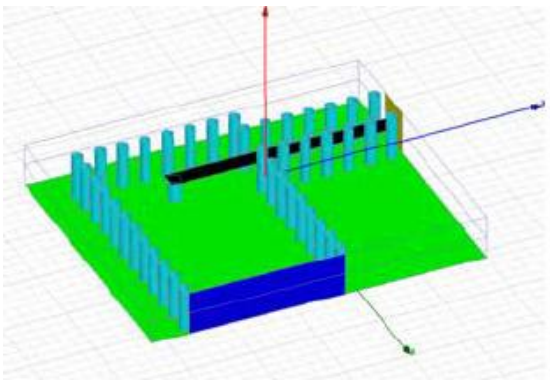
حيث c هي سرعة الضوء في الفضاء الحر و D هي قطر الثقب و B هي المسافة بين ثقبين من الثقوب الممعدنة على الجدارين الجانبيين للـSIW. لنلاحظ أن العلاقتين (2–1) و (2–2) لا تتبعان لسماكة دليل الموجة. وستؤثر سماكة دليل الموجة في هذين النمطين فقط على عامل الجودة Q لرنانات SIW, والذي يتناسب طرداً مع حجم الرنانة. دقة العلاقة (2–1) هي بحدود 5%. أما العلاقة (2–2) فدقتها بين 4% و 9%. ويجب أن نضيف أيضاً أن التقريبات التي ذكرناها في العلاقتين السابقتين صحيحة من أجل $B \prec \frac{\lambda_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{2}$ و $B \prec 4D$ [29,30]

وبالتالي فإن الدليل الشرائحي SIW يكافئ دليل موجة مستطيل تقليدي, ويمكن تحليله وتصميمه بالنسبة للنمط الأساسي المسيطر كدليل موجة مستطيل, وذلك باستبدال البعد العريض لدليل الموجة المستطيل وهو a بالعرض الفعلي للدليل الشرائحي SIW, وبحيث تكون المسافات الفاصلة بين الثقوب الممعدنة المتجاورة صغيرة بما يكفي. ويمكننا أن نشتق العرض الفعلي للدليل الشرائحي SIW من العلاقة (2–1) بالتقريب التالي:

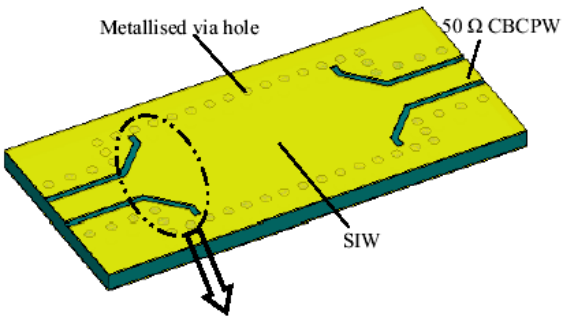
$$W_{eff} = W - \frac{D^2}{0.95 \cdot B} \qquad (3-2)$$

2-2-2. التوصيل بين دليل موجة متكامل مع قاعدة عازلة وخط نقل شرائحي

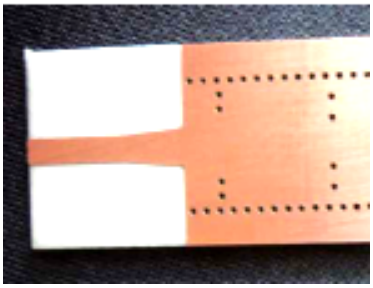
لقد ذكرنا أن إحدى الميزات المهمة لأدلة الموجة الشرائحية, والدارات المشكلة منها, ولاسيما المرشحات هو: سهولة مكاملتها مع الدارات الأخرى, وتظهر هذه الميزة من سهولة وصل دليل SIW مع خط نقل شرائحي بأحد أنواعه؛ حيث أن معظم دارات الأمواج الميكروية الأخرى الفعالة وغير الفعالة تستخدم تقنية النواقل الشرائحية. يبين الشكل (2-3) عدة طرائق لوصل دليل الموجة الشرائحي SIW مع خط نقل شرائحي microstrip أو stripline أو coplanar waveguide. حيث نرى توصيلة بين خط النقل شرائحي بأحد أنواعه والدليل الشرائحي SIW وخط النقل نفسه, كلها متكاملة على نفس القاعدة العازلة. وبشكل عام هناك عدة تشكيلات للتحويلة بين خط النقل الشرائحي microstrip والدليل SIW, يتم تصميمها بحيث يكون الدخل والخرج خط نقل شرائحي ذو ممانعة مميزة 50Ω, وحيث تؤمن التوصيلة توافقاً matching بتحويل النمط شبه TEM (quasi TEM) المنتشر في خط النقل الشرائحي إلى النمط شبه TE_{10} والذي ينتشر في الدليل SIW [28].



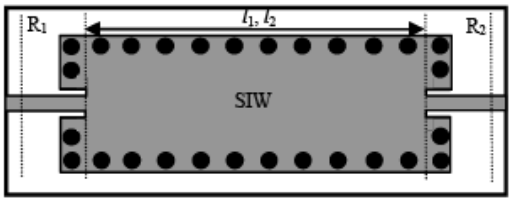
(b) وصلة بين SIW و stripline



(a) وصلة بين SIW و CPW



(d) وصلة عريضة المجال بين SIW و microstrip



(c) وصلة ضيقة المجال بين SIW و microstrip

الشكل (2-3) أشكال لطريقة وصل SIW مع ناقل شرائحي

يبين الشكل (2-3) بعضاً من أنواع التوصيلات بين دليل موجة شرائحي SIW وبعضاً من خطوط النقل الشرائحية. تتميز كل من هذه التوصيلات بمزايا تجعلها مفضلة على الأنواع الأخرى وفقاً للتطبيق. فمثلاً نختار التوصيلة المبينة في الشكل (2-3) (c) من أجل المرشحات أو التطبيقات ضيقة

المجال, بينما تتميز التوصيلة المبينة في الشكل (2-3) (d) بقدرتها على تغطية مجال ترددي عريض نسبياً. ولن نغوص كثيراً في هذه الأنواع من التوصيلات ودراستها فهي معقدة وتحتاج للكثير من الدراسة, يمكننا أن نجد بعض المنشورات العلمية التي تبحث في التوصيلات وخصائصها مميزاتها وسيئاتها كما في [9,10,11,29,30,31]

2-3. الرنانات الميكروية

إن أي بنية يمكن أن تحوي اهتزازاً واحداً للحقل الكهراطيسي (على الأقل) في مجال الترددات الراديوية يمكن أن تشكل رنانة ترددات راديوية. يمكن أن تكون الرنانات الميكروية أو الراديوية شبكات من عناصر مجمعة أو بنى موزعة, والتي تبدي ممانعة حقيقية أصغرية أو أعظمية عند تردد وحيد أو عدة ترددات. تردد الرنين f_0 هو التردد الذي تكون عنده ممانعة أو سماحية الرنانة حقيقية بحتة. ويمكن أن نعرف تردد الرنين أيضاً بدلالة النمط التسلسلي أو التفرعي للرنين, حيث يرتبط النمط التسلسلي بالقيم الصغيرة لمانعة الدخل (أو الكبيرة للسماحية) أما النمط التفرعي فيرتبط بالقيم الصغيرة لسماحية الدخل (أو الكبيرة للمانعة) [32]. إحدى أنواع الرنانات الميكروية التي تهمنا في دراستنا هي الفجوات الرنانة.

2-4. الفجوات الرنانة

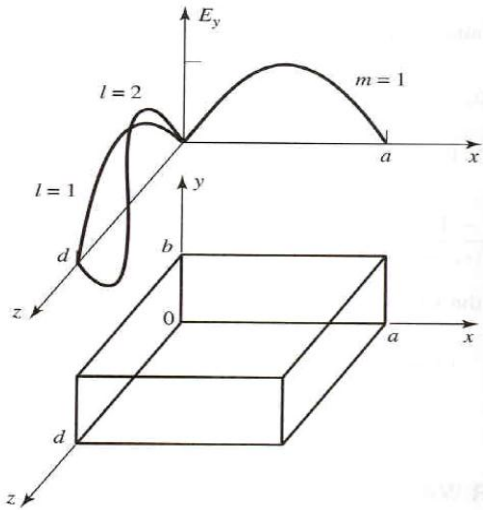
إن الفجوة الرنانة بالتعريف هي أي فضاء محاط بالكامل بجدران ناقلة. تحدد الطاقة الكهربائية والمغناطيسية المخزنة في الفجوة كل من سعتها وتحريضيتها المكافئتين, بينما تحدد الطاقة المتبددة في ناقلية الجدران مقاومتها المكافئة. للفجوة الرنانة عدد غير منته من أنماط الرنين كل منها يوافق تردد رنين معيَّن. عندما نُدخِل إلى الفجوة تردداً يساوي تردد رنينها فإننا سنحصل على أمواج مستقرة بمطال أعظمي, وتتساوى عندها الطاقة الكهربائية مع الطاقة المغناطيسية المخزنتين. يُعرف النمط ذو تردد الرنين الأدنى بالنمط المسيطر[33]. تتميز الفجوات الرنانة بعامل جودة عالي والذي يمكن أن يصل حتى 30000 وقدرة على التعامل مع الاستطاعات العالية. إن القيم العالية لعامل الجودة يجعل مجالها الترددي صغير جداً وبالتالي يمكن استخدامها في التوليف الدقيق. ومن مميزات الفجوات الرنانة:

- الحجم كبير وعامل الجودة عالي جداً – المتانة والوثوقية
- يمكن تصنيعها بتكاليف بسيطة – إمكانية التعامل مع الاستطاعات العالية
- مفاقيد منخفضة (مفاقيد كل من العازل والناقل) – إمكانية التوليف الدقيق
- استقرار المجال الترددي والاستجابة الترددية

2-4-1. الفجوة الرنانة المستطيلة

يبين الشكل (2-5) شكل الفجوة الرنانة المستطيلة. تقوم الفجوة بتخزين طاقتي الحقلين الكهربائي والمغناطيسي ويمكن أن تتبدد الطاقة في جدران الفجوة المعدنية وفي العازل الذي يملأ الفجوة [33]. إن الميزة الأساسية للفجوات الرنانة هي إمكانية استخدامها حتى التردد 100GHz بسهولة. إلا أن سيئتها الرئيسية هي حجومها الكبيرة, والتي تعتبر كبيرة بالمقارنة مع أنواع الرنانات الأخرى المستخدمة في مجال الأمواج الميكروية. يمكن أن نحصل على فجوة رنانة من دليل موجة بإغلاقه من الطرفين وعلى مسافة ما بصفائح ناقلة, فنحصل على رنانة دليل موجة. تُستخدم رنانات أدلة الموجة في مجال الترددات العالية. ونركز على هذا النوع من الرنانات ونشرحه بشيء من التفصيل, لأننا سنستخدمه في تصميم المرشحات ودراسة أدلة الموجة الشرائحية, والتي سندرس منها الرنانات أيضاً في تصميم المرشحات التي تعتمد هذه التكنولوجيا. يبين الشكل (2-4) أيضاً توزع الحقل الكهربائي لكل من النمطين TE_{101} و TE_{102}. حيث طول الدليل المستخدم d أي نهايتي الدليل تقعان عند ($z = 0 , d$). لكي نحل الحقول الكهربائية والمغناطيسية التي تحقق الشروط الحدية للفجوة, يمكننا أن نبدأ بمعادلات الموجة, ومن ثم نستخدم طريقة فصل المتحولات. من الأسهل أن نبدأ بنمطي الحقل TE و TM والذين يحققان مسبقاً الشروط الحدية على طرفي كل من الاتجاهين x و y للفجوة. هذا يمكننا من القول أن $E_x = E_y = 0$ على حافتي الدليل $z = 0, d$ [33]. ويمكننا أن نكتب الحقل الكهربائي العرضي للنمط TE_{mn} أو TM_{mn} في دليل الموجة المستطيل على الشكل التالي: [15]

$$\overline{E}_t(x, y, z) = \bar{e}(x, y)\left[A^+ e^{-j\beta_{mn}z} + A^- e^{-j\beta_{mn}z}\right] \qquad (4-2)$$



الشكل (2-4) رنانة دليل موجة مستطيل

تمثل الفجوة المستطيلة خط نقل طوله $\lambda/2$ مقصور من الطرفين. يمكننا أن نعرف رقم موجة الرنين للفجوة المستطيلة بالعلاقة [22]:

$$k_{mnp} = \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \qquad (5-2)$$

حيث m و n و p هي عدد تغيرات الموجة المستقرة (أو عدد أنصاف طول الموجة) بالاتجاهات x و y و z. وبالتالي فإن تردد رنين النمط TE_{mnp} أو TM_{mnp} يكون: [33]

$$f_{mnp} = \frac{k_{mnp}}{2\pi\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}} \left[\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b} \right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \qquad (6-2)$$

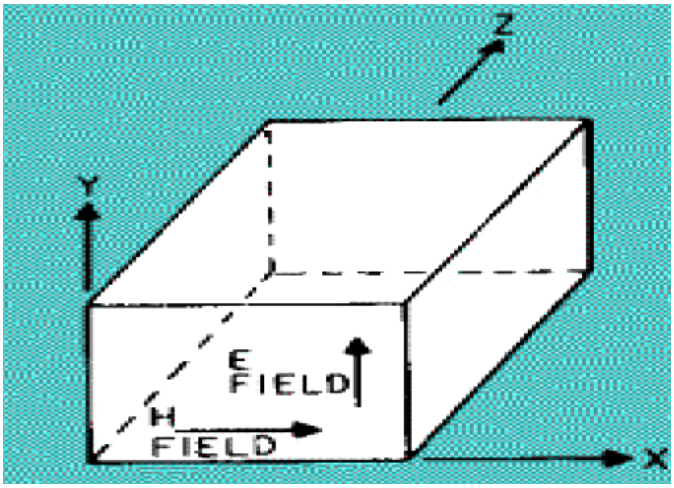
وبالتالي وفقاً لهذه العلاقة هناك بارامترين أساسيين يحددان تردد رنين الفجوة. الأول هو الحجم الفيزيائي للفجوة, حيث كلما نقص حجم الفجوة ازداد تردد رنينها. والثاني هو شكلها. كما أن المادة التي تملأ الفجوة أيضاً تؤثر على قيمة تردد الرنين فينقص التردد مع زيادة ثابت عازلية المادة التي تملأ الفجوة. بما أنه يتم بناء الفجوة من قطعة دليل موجة أو على شكله فإن توزع الحقول ضمن الفجوة سيكون مشابه له في دليل الموجة [33]. فإذا تمت إثارة الفجوة المبينة في الشكل (2-5) بالنمط TE, فإن الموجة الكهراطيسية ستنعكس ذهاباً وإياباً على طول الفجوة مع المحور z, وسنحصل على موجة مستقرة, كما هو موضح في الشكل (2-6). وسيكون شكل الموجة المستقرةً محققاً للشروط الحدية في الفجوة.

يمكننا أن نعبر عن حلول الحقول في رنانة دليل موجة تقليدي كالتالي: [34]

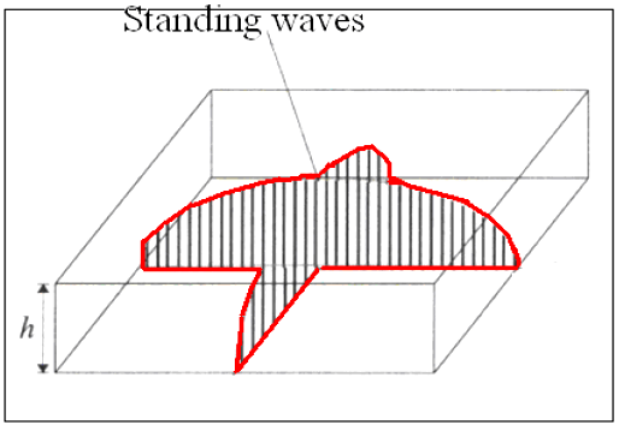
$$E_y = \frac{-2jA^+ k_{nmp} Z_0 a}{\pi} \sin\frac{\pi x}{a} \sin\frac{\pi z}{d} \qquad (7-2)$$

$$H_x = \frac{2jA^+ a}{d} \sin\frac{\pi x}{a} \cos\frac{\pi z}{d} \qquad (8-2)$$

$$H_z = -2jA^+ \cos\frac{\pi x}{a} \sin\frac{\pi z}{d} \qquad (9-2)$$

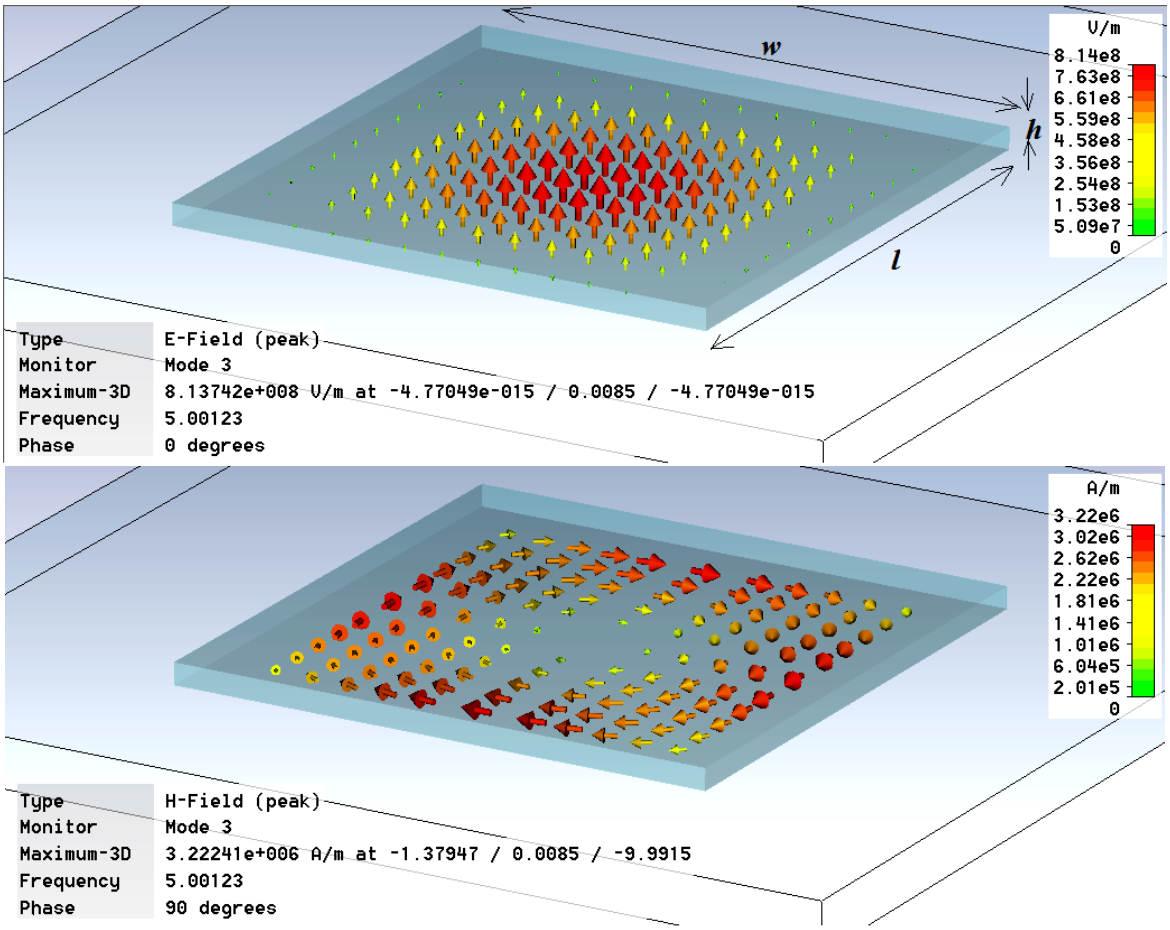


الشكل (2-5) فجوة رنانة مشكلة من دليل موجة مستطيل



الشكل (2-6) فجوة رنانة للنمط TE_{101} مع توزع الخقل الهربائي لنفس النمط

لنفرض أنه لدينا فجوة رنانة أبعادها l , h , w وهي الأبعاد المقابلة للأبعاد d , b , a في دليل الموجة التقليدي الواردة سابقاً. (استخدمنا هذه التسميات الجديدة للأبعاد لأنها شائعة الاستخدام في تقنية SIW) هذه الفجوة مملوءة بمادة عازلة ذات ثابت عازلية 4.5, حيث تم اختيار هذه القيمة بسبب تواجد قواعد عازلة لها ثابت عازلية يساوي 4.5 على المجال الترددي الذي نعمل عليه, ويمكننا أن نحقق هذه الفجوات بتقنية SIW باستخدام هذه القواعد العازلة.



الشكل (2-7) فجوة رنانة مع توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي فيها

يبين الشكل (2-7) شكل الفجوة المذكورة مع الشكل ثلاثي الأبعاد لتوزع الحقل الكهربائي بالنمط TE_{101} ضمن هذه الفجوة عند التردد المذكور, والذي سنختاره للدراسة 5GHz. أبعاد هذه الفجوة هي $w = l = 20mm$ و $h = 0.8mm$. تم إيجاد توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي باستخدام برنامج محاكاة البنى الكهراطيسية CST Microwave Stusio. لنلاحظ أن ترد الرنين هو 5GHz تقريباً والنمط المنتشر هنا هو النمط الأول TE_{101}. ومن أجل تصغير حجم الفجوة, سنلجأ - كما ذكرنا - إلى اقتطاع جزء من الفجوة لنحصل على فجوات جديدة لها نفس تردد الرنين, ولها نصف حجم هذه الفجوة أو ربعها كما سنرى فيما يلي.

2-4-2. عامل جودة الفجوة

يُعرف عامل الجودة Q بأنه النسبة بين الطاقة المخزنة في الفجوة والطاقة المتبددة لكل راديان. الطاقة المتبددة E_d تساوي الاستطاعة المتبددة P_d مقسومةً بالتردد الزاوي. تزداد الطاقة المخزنة في الفجوة مع زيادة حجمها إلا أن الاستطاعة المتبددة أيضاً ستزداد مع زيادة السطح الداخلي للفجوة. تتناسب الطاقة المتبددة طردياً مع السطح الداخلي للفجوة, بينما يتناسب تردد الرنين عكسياً مع أبعادها. من أجل عمق قشرة ما ثابت, فإن كل الفجوات سيكون لها نفس الـQ. وبما أن عمق القشرة يتناقص مع مضاعفة التردد إلى نصف قيمته, فإن عامل الجودة سيتناقص مع الجذر التربيعي للتردد عند مضاعفته [35]. يتطلب الاستخدام الفاعل للفجوة, وبالتالي لأداة تخمين المفاقيد إلى معرفة Q غير المحمل unloaded. يتبع عامل الجودة غير المحمل للفجوة الرنانة إلى الشكل الهندسي لها, والمادة المصنعة منها, وإنهائات السطح الداخلي لها ومفاقيد العازل وطريقة بنائه. فإذا كانت مفاقيد العازل تؤدي إلى عامل الجودة Q_d؛ حيث $Q_d = \frac{1}{\tan\delta}$ بينما تعطي مفاقيد الناقل عامل الجودة Q_c, فإن عامل الجودة غير المحمل للفجوة سيكون:

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} \qquad (2-10)$$

يُعرف عامل جودة الفجوة الرنانة بالعلاقة:

$$Q = \frac{\omega \text{ (time average of energy stored in the system)}}{\text{energy loss per second in system}} \qquad (2-11)$$

ويكون:

$$Q = \frac{\omega_o}{2\delta\omega} \qquad (2-12)$$

فيكون:

$$Q = \frac{f_o}{f_{2_{3dB}} - f_{1_{3dB}}} \qquad (2-13)$$

وأخيراً يُعطى عامل الجودة غير المحمل للفجوة بالعلاقة:

$$Q_u = \frac{Q}{1-|S_{21}|} \qquad (14-2)$$

2-4-3. الفجوات الرنانات المطوية

يمكننا أن نقوم بطي فجوة رنانة لنحصل على رنانة جديدة تسمى: الفجوة الرنانة المطوية folded resonator cavity. تحتفظ هذه الفجوات الرنانة بنفس تردد رنين الفجوة الرنانة الأساسية التي بُنيَت منها. لن نتوسع كثيراً في الفجوات الرنانة المطوية, لأنها ليست موضوع دراستنا, إلا أننا سنقدم شرحاً بسيطاً عن عملها. يمكننا أن نجري عملية طي واحدة للفجوة الرنانة لنحصل على فجوة نصف طول الموجة الرنانة. أو أن نقوم بإجراء الطي مرتين معاً لنحصل على ما يسمى بفجوة ربع طول الموجة الرنانة. وبالرغم من أن عملية طي الفجوات الرنانة التقليدية لا تفيد في تصغير الحجوم, إلا أنه بتقنية SIW , تُستخدم عملية طي الرنانات لتصغير مساحة الفجوات الرنانة, وبالتالي تصغير مساحات الدارات التي تعتمد عليها, ولاسيما المرشحات, إذ أنه بتقنية الدارات المطبوعة ننظر إلى مساحة الدارة أو العنصر بدلاً من حجمه كمؤشر لتصغير الحجوم النهائية, وذلك لأن سماكة القواعد العازلة, التي يتم تصنيع الدارات عليها يعتبر صغير جداً قياساً ببعديها الأفقيين.

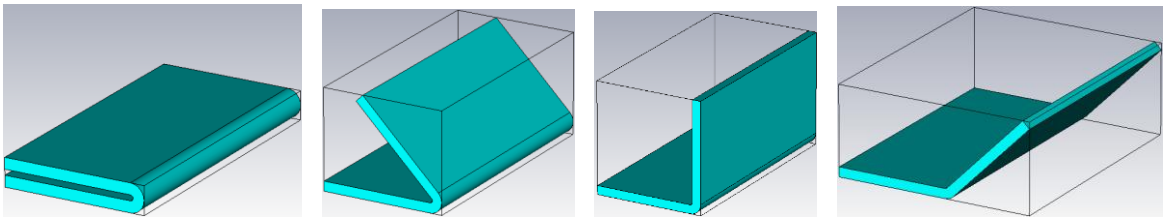
2-4-3-1. مبدأ رنانة دليل الموجة المطوي ذو نصف طول الموجة

إن عملية طي الفجوة الرنانة مرة واحدة ومن منتصفها, تقودنا إلى ما يسمى برنانة نصف طول الموجة, والتي يمكن أن تسمى في بعض المراجع إذا كانت تستخدم تقنية SIW برنانة نصف النمط. إلا أن هذه الفجوة الرنانة في حقيقة الأمر تحتفظ بكامل نمط الرنين. وسنثبت ذلك بإجراء محاكاة على رنانة مطوية تعمل بالنمط TE_{101}. تمت دراسة دليل الموجة المطوي في [35,36] من أجل النمط TE_{101}.

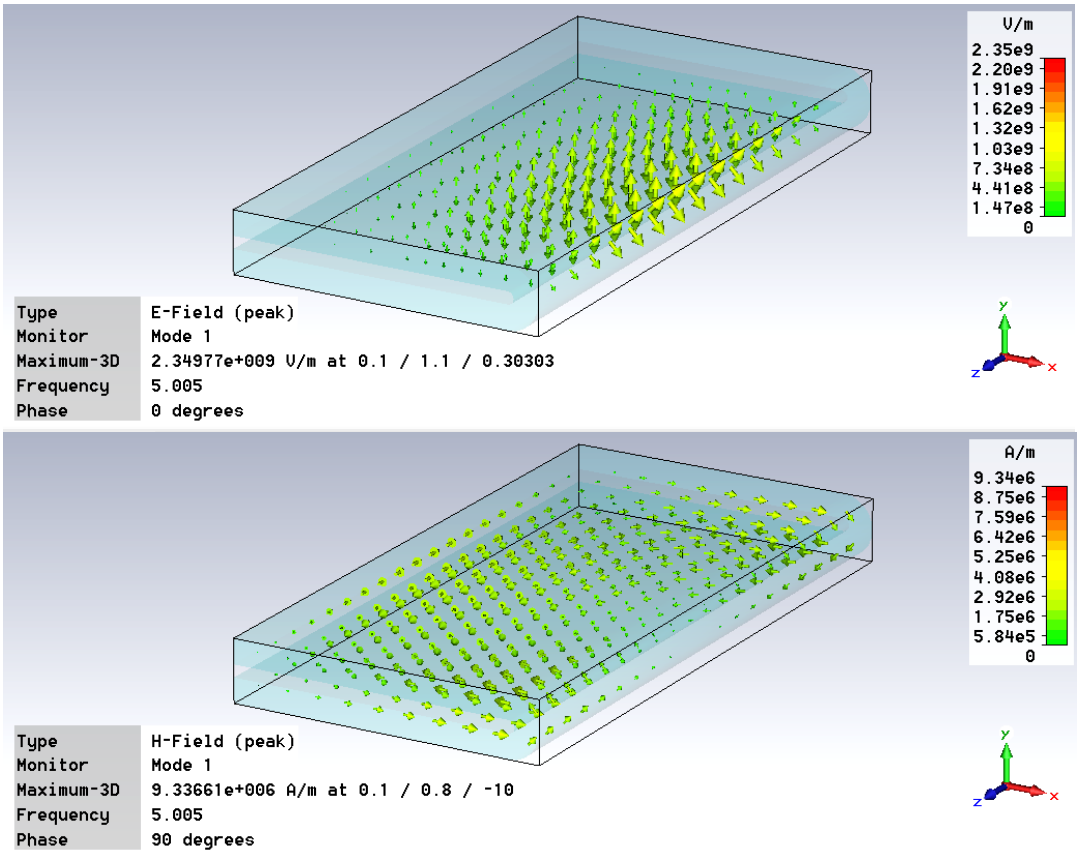
يبين الشكل (2-8) شكل فجوة رنانة نمط TE_{101}, والتي يمكننا أن نطويها بأحد الاتجاهات, حول المحور x مثلاً والنتيجة أننا نحافظ على نفس الموجة المستقرة لنحصل على رنانة مطوية بنصف طول الموجة والمبينة في الشكل (2-9). إن هذه الرنانة وبالرغم من أنها تسمى في بعض الأحيان برنانة نصف النمط إلا أنها في حقيقة الأمر تحتفظ بكامل نمط الرنين, كما يبين الشكل (2-9) الذي يبين الشكل ثلاثي الأبعاد لتوزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة نصف طول الموجة المطوية. وتحديداً عند استخدام فجوات أدلة الموجة المطوية الشرائحية, نجد أن كل طبقة من طبقتي الفجوة الرنانة تحتفظ بنصف النمط, وبالتالي بالنسبة للناظر من الأعلى (باتجاه الدارة أو القاعدة العازلة التي تحمل الفجوة). فإن الناظر سيرى نصف نمط الرنين, ولهذا السبب يمكن تسميتها بفجوات

نصف النمط. إلا أننا سنورد في الفقرات التالية فجوة نصف نمط رنانة تتألف من طبقة واحدة وتحتفظ كامل الفجوة الجديدة بنصف نمط الرنين المقابل للفجوة الأساسية التي يتم منها بناء هذه الفجوة.

كي نرى تماماً كيف أن كل من طبقتي الفجوة الرنانة المطوية تحتفظ بنصف النمط نبين في الشكل (2–10) توزع الحقل الكهربائي في المستوي *xy* والحقل المغناطيسي في المستوي *xz*.



الشكل (2–8) طريقة طي رنانة نصف طول الموجة المطوية

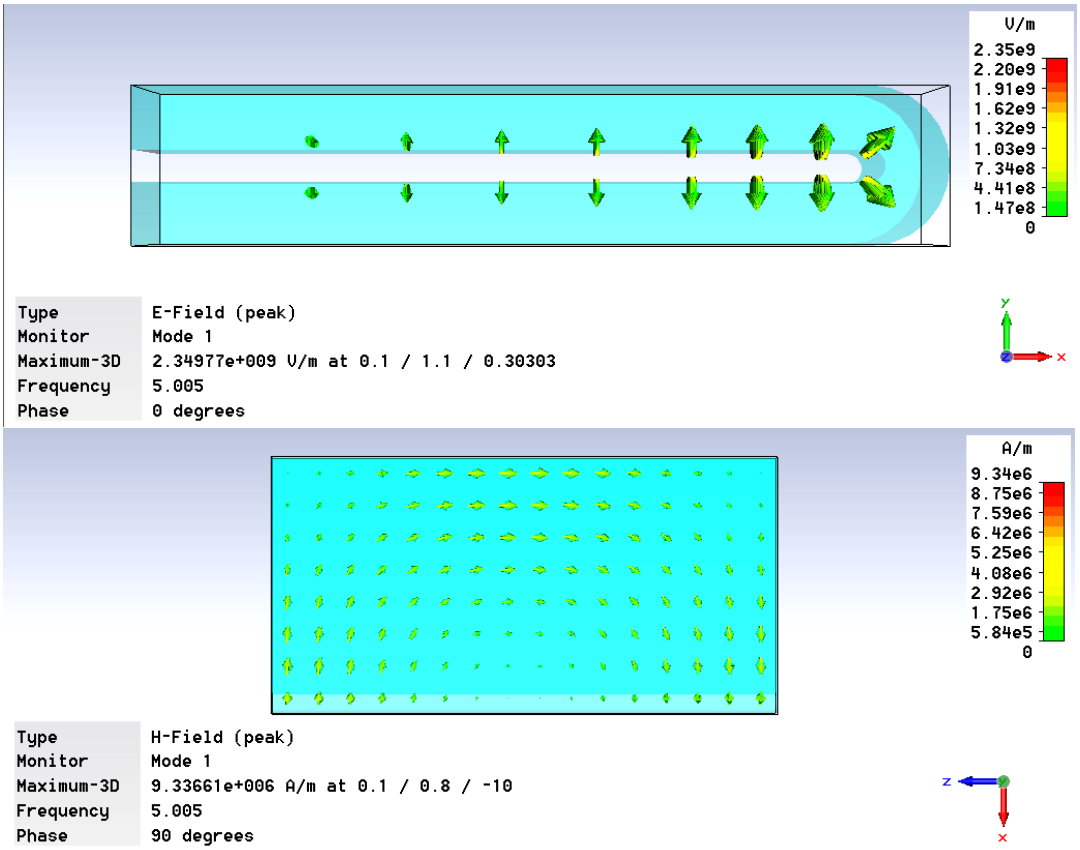


الشكل (2–9) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة نصف طول الموجة المطوية.

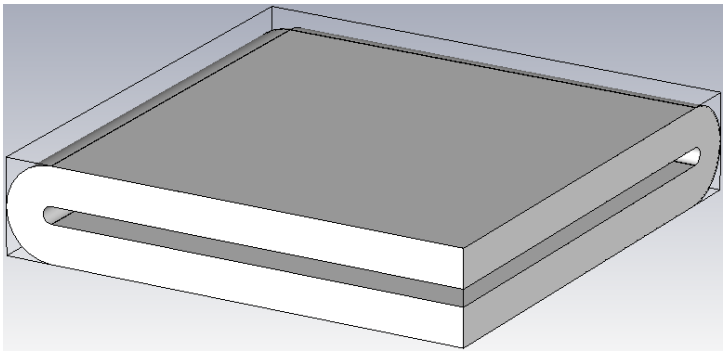
2–4–3–2. مبدأ رنانة دليل الموجة المطوي ذوات ربع طول الموجة

تقودنا عملية طي الفجوة الرنانة مرة واحدة كما ذكرنا إلى ما يسمى برنانة نصف طول الموجة. إذا تخيَّلنا الآن بأننا نطوي الفجوة الرنانة باتجاهين معاً حول محورين في نفس المستوي, (أو إذا تخيَّلنا بأننا نقتطع نصف رنانة نصف طول الموجة المطوية), فإننا نحصل على ما يسمى برنانة ربع طول الموجة. يمكننا أن نجد بعض الدراسات عن فجوات ربع طول الموجة في [35,36]. تحتفظ هذه

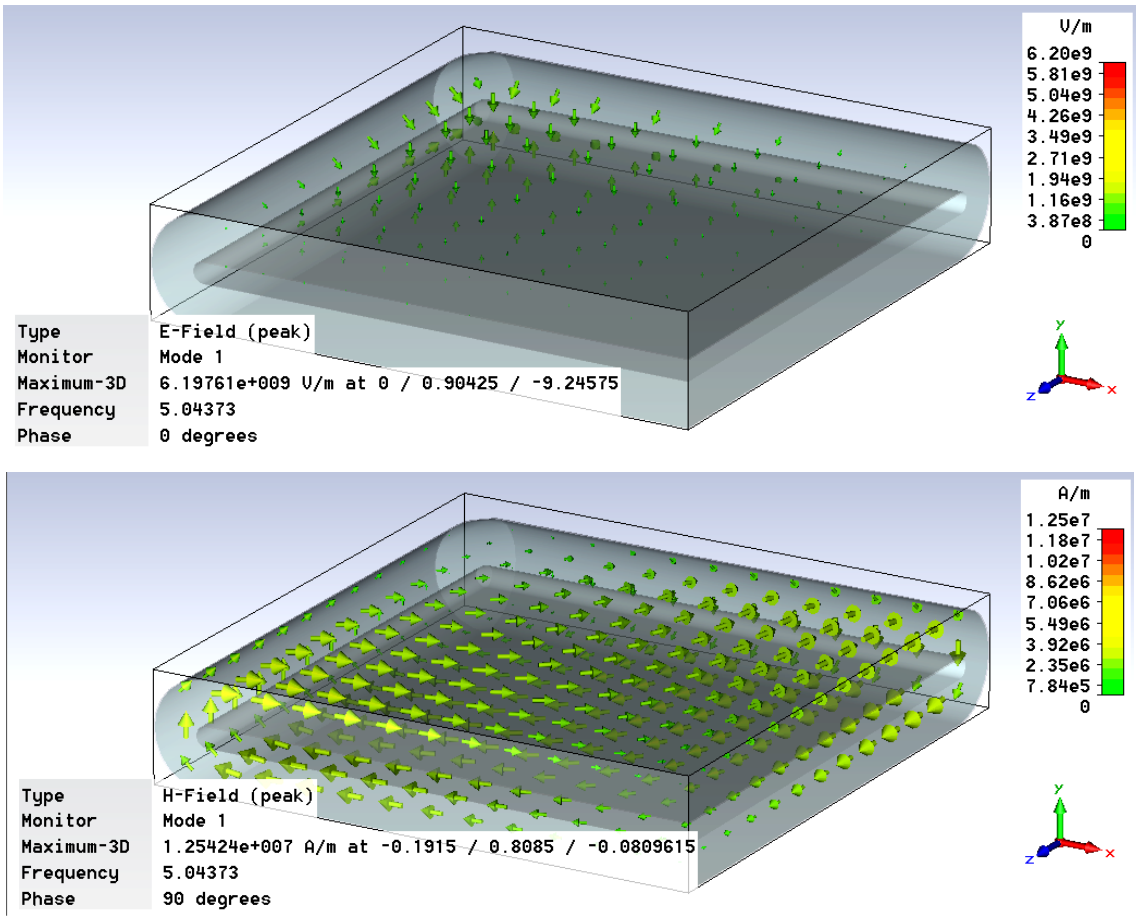
الفجوة الرنانة في حقيقة الأمر بنصف نمط الرنين؛ وحيث أنها تتألف من طبقتين كما يبين الشكل (2-11), سنجد أن كل طبقة منها تحتفظ بربع نمط الرنين. وسنرى ذلك بإجراء محاكاة على رنانة ربع طول موجة مطوية تعمل بنصف النمط TE_{101}. إن هذه الرنانة وبالرغم من أنها تسمى في بعض الأحيان برنانة ربع النمط إلا أنها في حقيقة الأمر تحتفظ فقط بنصف نمط الرنين مقارنةً بالفجوة الأساسية التي نشأت عنها ويبين الشكل (2-12) الشكل ثلاثي الأبعاد لتوزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة ربع طول الموجة المطوية. وتحديداً عند استخدام فجوات أدلة الموجة المطوية الشرائحية, نجد أن كل طبقة من طبقتي الفجوة الرنانة تحتفظ بربع النمط, وبالتالي بالنسبة للناظر من الأعلى - (باتجاه الدارة أو القاعدة العازلة التي تحمل الفجوة) - فإن الناظر سيرى ربع نمط الرنين, ولهذا السبب يمكن تسميتها بفجوات ربع النمط. إلا أننا سنورد في الفقرات التالية فجوة ربع نمط رنانة تتألف من طبقة واحدة وتحتفظ كامل الفجوة الجديدة بربع نمط الانتشار المقابل للفجوة الأساسية, التي يتم منها بناء هذه الفجوة.



الشكل (2-10) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة نصف طول الموجة المطوية

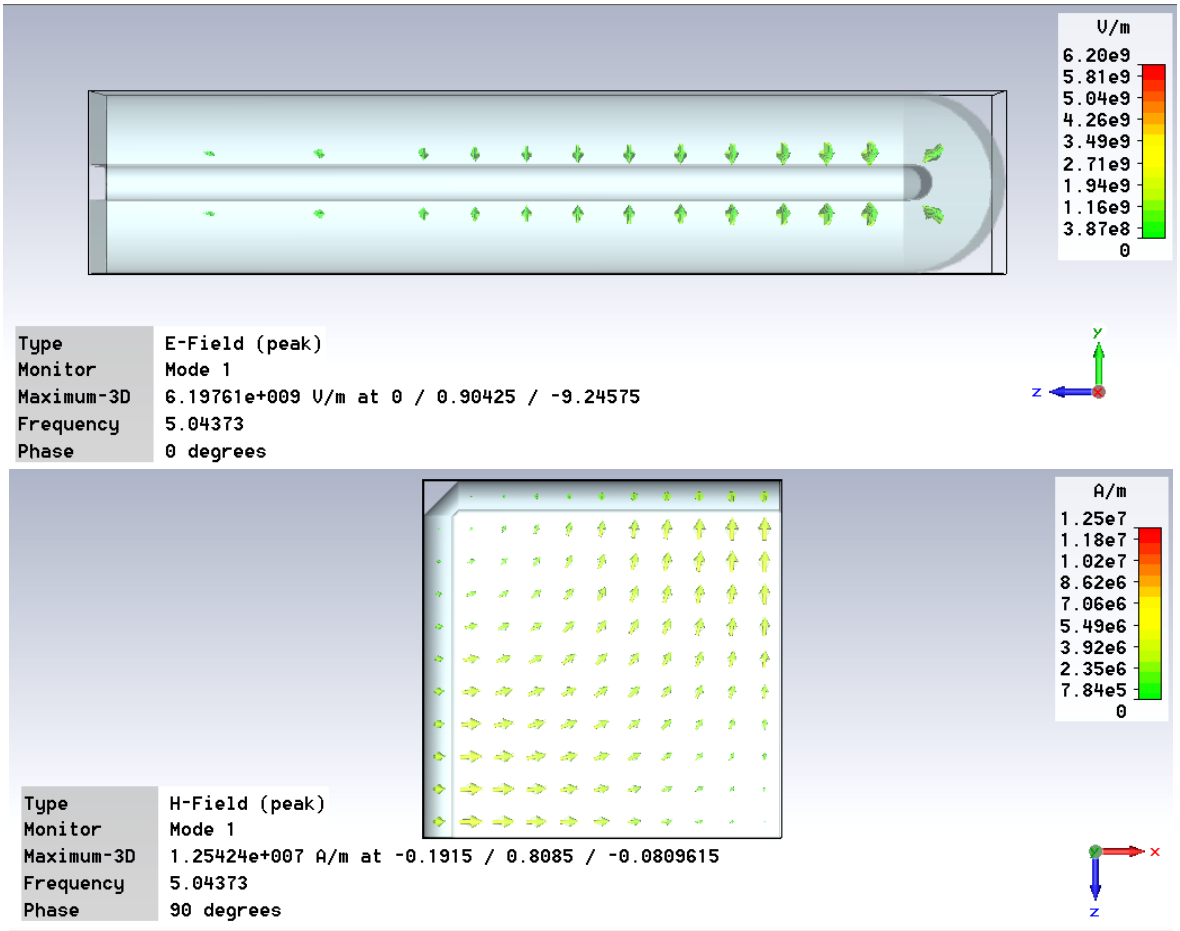


الشكل (2–11) رنانة ربع طول الموجة المطوية



الشكل (2–12) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة ربع طول الموجة المطوية

كي نرى تماماً كيف أن كل من طبقتي الفجوة الرنانة المطوية تحتفظ بربع النمط -(أو نصف نمط الرنين في الرنانة ذات نصف طول الموجة)- يبين الشكل (2–13) توزع الحقل الكهربائي في المستوي *xy* والحقل المغناطيسي في المستوي *xz*.



الشكل (2–13) توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في فجوة ربع طول الموجة

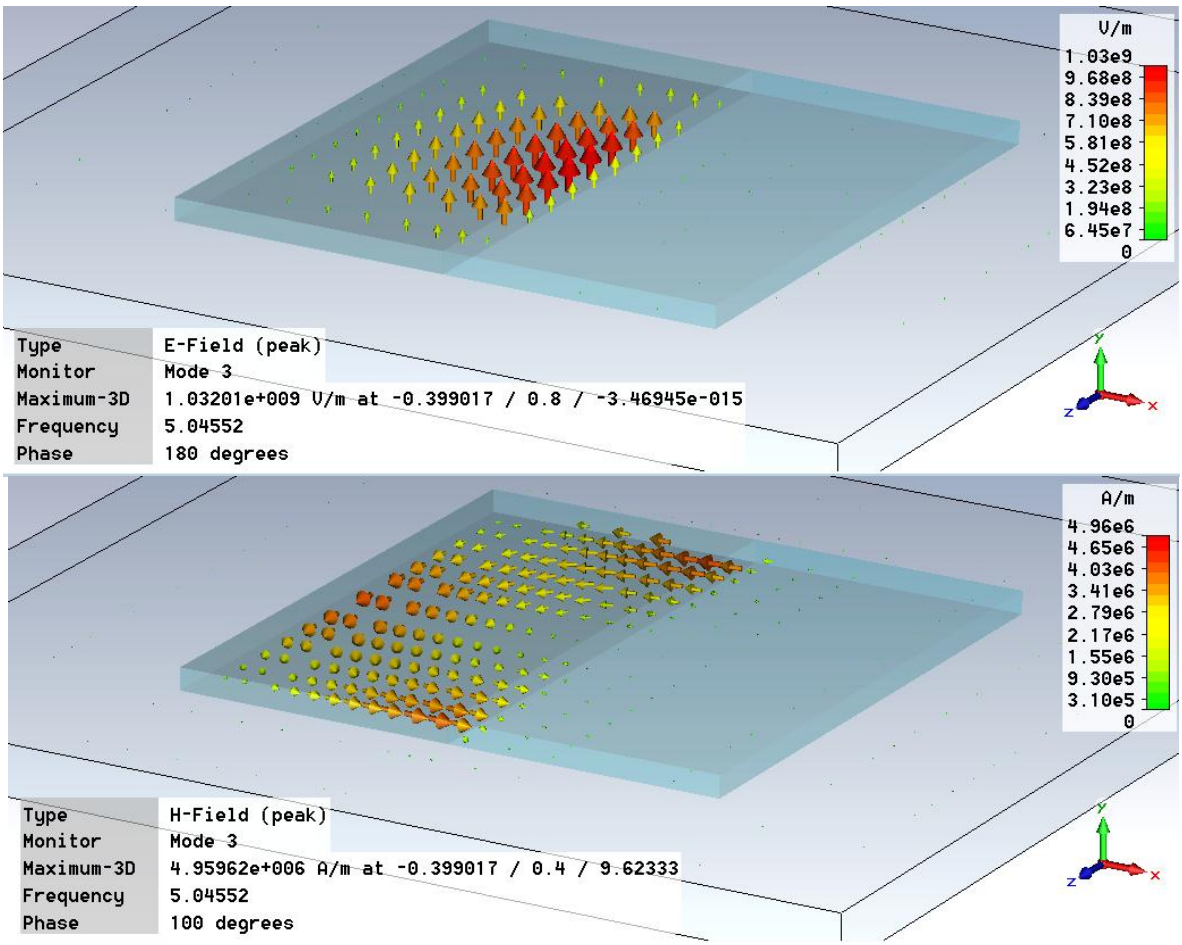
2–5.رنانة دليل موجة ذات نصف النمط وربع النمط

سنوجد في هذه الفقرة فجوات رنانة جديدة لها نصف وربع حجم الفجوة الرنانة الأساسية المبينة في الشكل (2–5)؛ حيث ينتشر فيها نصف نمط الرنين أو ربعه عند نفس تردد الرنين. يمكننا باستخدام هذا النوع من الرنانات بتقنية SIW أن نختصر مساحة الرنانات التي تعتمد عليها بعض الدارات الميكروية كالمرشحات الميكروية إلى النصف أو الربع, قد يبدو للوهلة الأولى أن لا تحسين على ما ورد في الرنانات المطوية ذات نصف وربع طول الموجة. إلا أن الفارق هنا هو أن الفجوات الرنانة الناتجة تتشكل من طبقة واحدة؛ وبالتالي فلا حاجة لاستخدام تعدد الطبقات في تقنية PCB؛ ولا لتقنية LTCC ما يتيح لنا أكثر السيطرة على هذه الفجوات الرنانة.

2–5–1. رنانة دليل الموجة ذات نصف النمط

سنقترح في هذه الفقرة رنانة دليل موجة بنصف النمط. إن المقصود بعبارة رنانة نصف النمط هو أن الرنانة ستحتفظ بنصف نمط الرنين عند نفس تردد الرنين, وبالتالي فإن حجم الفجوة الرنانة الجديدة سيساوي نصف حجم الرنانة الأساسية دون اللجوء إلى طوي الرنانة. نحصل على هذه الرنانة من اقتطاع نصف الرنانة الأساسية -(اقتطاع نصف الغلاف المعدني الخارجي المشكل للفجوة مع

المحافظة على المادة العازلة ضمنها)- دون اللجوء إلى الطي وبإجراء محاكاة لهذه الفجوة الرنانة, سنجد أنها ترن بنصف نمط رنين الفجوة الأساسية, عند نفس تردد الرنين كما يبين الشكل (2-14).

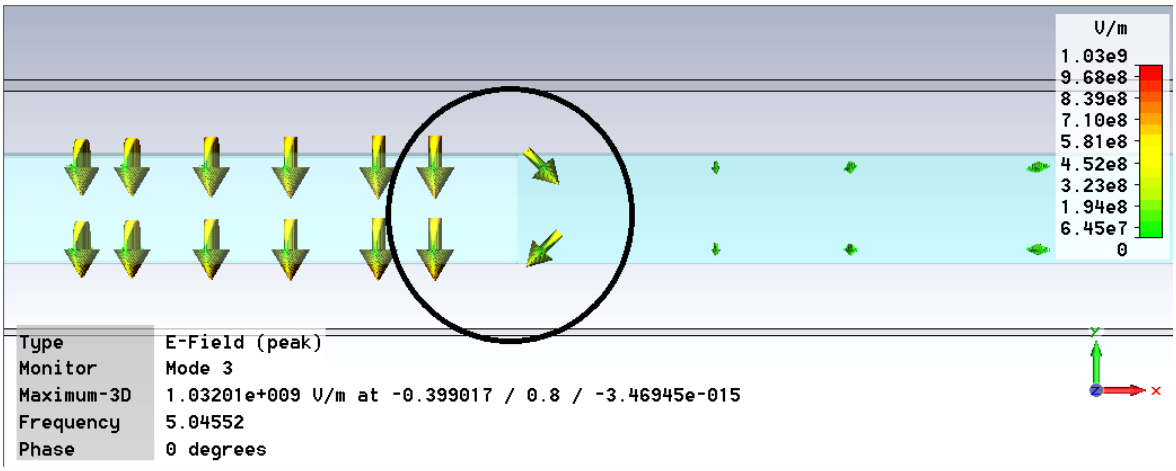


الشكل (2-14) رنانة ذات نصف النمط مع توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي

من المعلوم أن عامل الجودة غير المحمل للفجوة الرنانة (عامل جودتها في حال عدم وجود تحميل للرنانة) يتناسب طرداً مع حجم الفجوة [42], أي أن فجوة رنانة لها تردد رنين f_0, ترن بنمط TE_{102}, سيكون لها عامل جودة أكبر من فجوة رنانة ترن بنمط TE_{101} عند نفس تردد رنين النمط TE_{101}, وذلك لأن حجمها أكبر. وبالرغم من أنه وبالنظر إلى الشكلين (2-7) و (2-17), نجد أن شدتي كل من الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في الفجوة ذات نصف النمط أكبر منها بحالة الفجوة الأساسية, ما يوحي بأن الطاقتين الكهربائية والمغناطيسية المخزنتين في الفجوة ذات نصف النمط أكبر منهما في حالة الفجوة الأساسية, إلا أن الطاقتين الكهربائية والمغناطيسية المخزنتين في الفجوة ذات نصف النمط موجودتين فقط في نصف الفجوة الأساسية, وبالتالي فإن عامل الجودة غير المحمل للفجوة ذات نصف النمط سيكون أصغر منه في حالة الفجوة الرنانة الأساسية الكاملة, لأنها ذات الحجم الأصغر.

وبالتالي فإن النتيجتين الهامتين اللتين نحصل عليهما هما: اختصار الحجم إلى النصف, ما يساعدنا في تصغير حجم المرشح النهائي الذي يعتمد هكذا نوع من الرنانات, إلا أن النتيجة الثانية, هي أن عامل الجودة سينخفض.

يمكننا نظرياً أن نحسب تردد رنين الفجوة الرنانة ذات نصف النمط من علاقة تردد رنين الفجوة التقليدية الكاملة, أي العلاقة (2-6), مع العلم هنا بأنه تم تقسيم أحد الأبعاد الأفقية بعامل 2, أي أنه يجب أن نضرب البعد الأفقي الأصغر لرنانة نصف النمط بعامل 2 قبل أن نطبق العلاقة (2-6) من أجل حساب تردد الرنين. وتبقى هذه العلاقة تقريبية, لأن جزء من الحقل الكهراطيسي الذي يجب أن ينتشر في الفجوة الرنانة سينتشر خارج الفجوة, كما يبين الشكل (2-15), وبالتالي فإن الأبعاد الأفقية التي تحصر الحقل الكهراطيسي ليست هي تماماً أبعاد الفجوة الرنانة الأفقية, ويجب حساب بعد جديد مكافئ للبعد الأفقي الصغير؛ بحيث يتم إدخاله في علاقة حساب التردد بدلاً من ذلك البعد نفسه, أو أن يتم إدخال عامل تصحيح ما, وبالرغم من ذلك, وبما أننا لن نركز على إيجاد مثل هذه العلاقات, في حين أن عملنا سيقتصر على استخدام هذه الأنواع من الرنانات في تصميم المرشحات, فإننا سنطبق العلاقة (2-6) نفسها في حساب التردد, ومن ثم نقوم بتوليف هذا البعد, بحيث نحصل على تردد الرنين المطلوب. كما يمكننا أن نطبق العلاقات (2-7) (2-8) (2-9) في حساب الحقول ضمن الفجوة, ولكن أيضاً تبقى هذه العلاقات تقريبية لنفس السبب المذكور أعلاه.

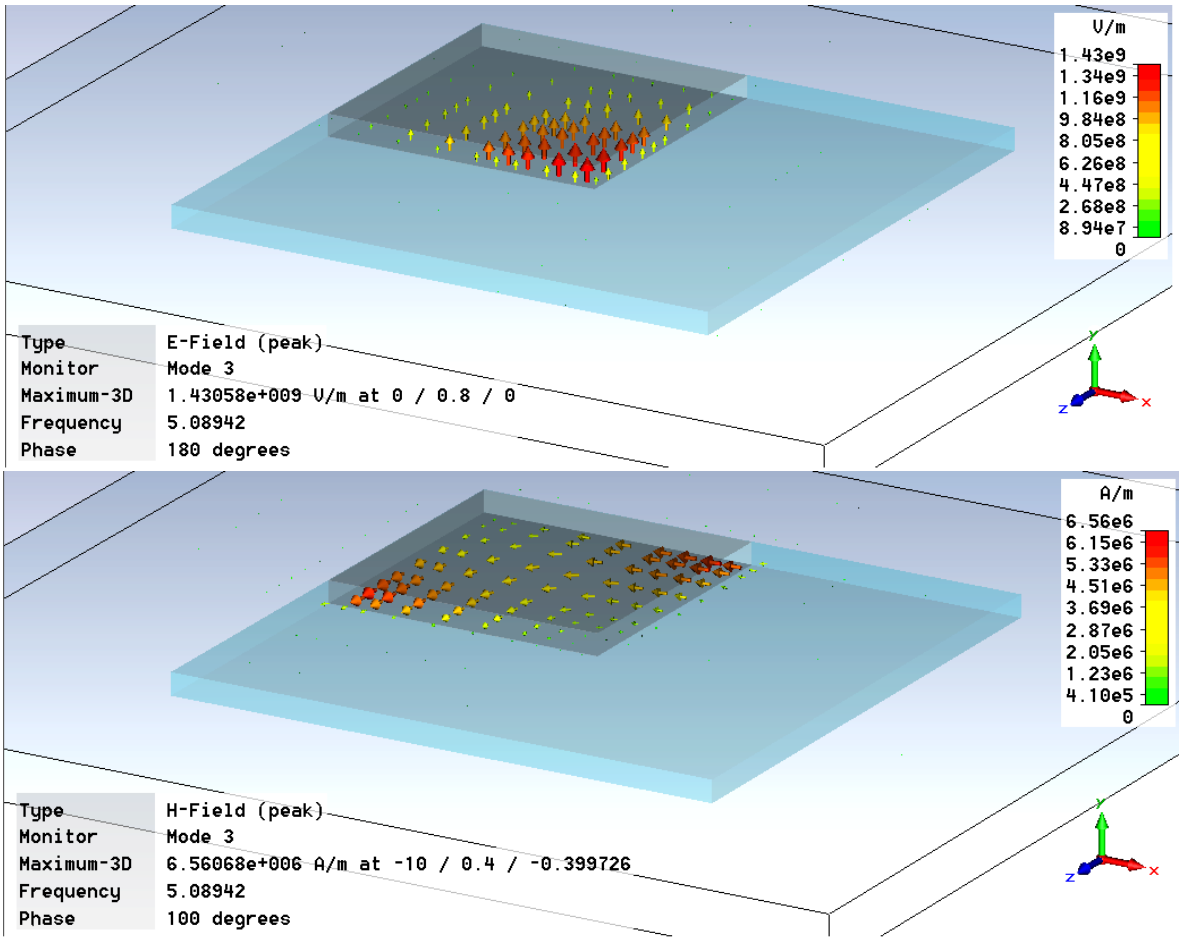


الشكل (2-15) شكلاً يبين توزع الحقل الكهربائي خارج فجوة نصف النمط الرنانة

2-5-2. رنانة دليل الموجة ذات ربع النمط

سنقترح في هذه الفقرة رنانة دليل موجة بربع النمط. بطريقة مشابهة لما ورد في الفقرة 2-4-5., إن المقصود بعبارة رنانة ربع النمط هو: أن الرنانة ستحتفظ بربع نمط الرنين عند نفس تردد الرنين, وبالتالي فإن حجم الفجوة الرنانة الجديدة سيساوي ربع حجم الرنانة الأساسية, دون اللجوء إلى أي طوي للفجوة الرنانة. نحصل على هذه الرنانة من اقتطاع ربع الرنانة الأساسية, أو نصف رنانة

نصف النمط, دون أن نلجأ إلى الطي, وبإجراء محاكاة لهذه الفجوة الرنانة, سنجد أنها ترن بربع نمط رنين الفجوة الرنانة الأساسية, أو نصف نمط رنين فجوة نصف النمط الرنانة, عند نفس تردد الرنين, كما يبين الشكل (2-16).

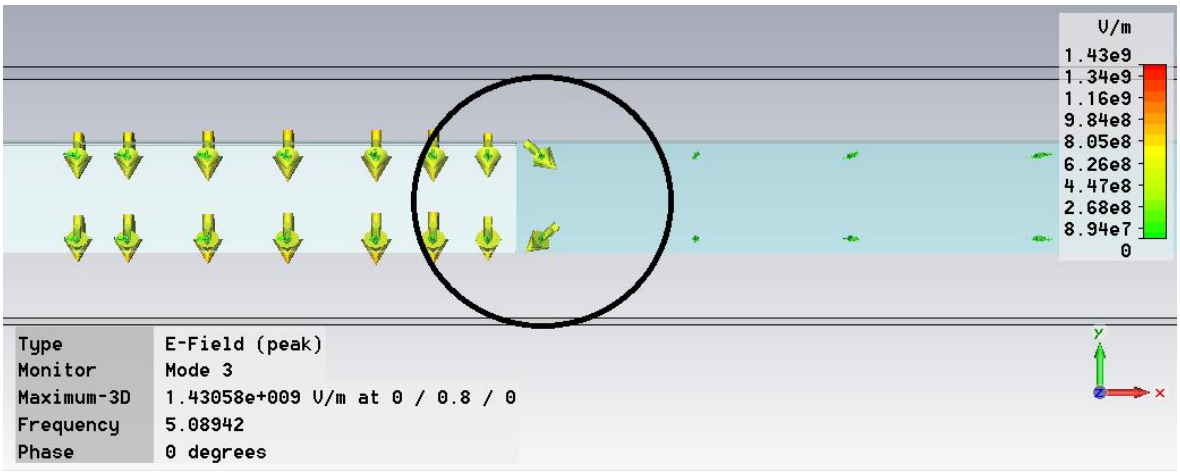


الشكل (2-16) رنانة ذات ربع النمط مع توزع الحقلين الكهربائي والمغناطيسي

وبالنظر إلى الأشكال الثلاثة السابقة (2-8) و (2-15) و (2-17) نجد أن شدتي كل من الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في الفجوة ذات ربع النمط أكبر منها بحالة الفجوة الأساسية وفجوة نصف النمط, وبالتالي فإن الطاقتين الكهربائية والمغناطيسية المخزنتين في الفجوة ذات ربع النمط أكبر منهما في حالة الفجوة الأساسية وفجوة نصف النمط, وبإجراء نفس المناقشة الواردة في الفقرة السابقة, نجد أن عامل الجودة غير المحمل لفجوة ربع النمط سيكون أصغر من عامل الجودة غير المحمل لكل من الرنانة الكاملة الأساسية ورنانة نصف النمط.

وبالتالي فإن النتيجتين الهامتين اللتين نحصل عليهما, هما اختصار الحجم إلى الربع, ما يساعدنا في تصغير حجم المرشح النهائي الذي يعتمد هكذا نوع من الرنانات, إلا أن عامل الجودة سينخفض أكثر من الحالتين السابقتين.

أيضاً وكما ذكرنا في الفقرة السابقة يمكننا نظرياً أن نحسب تردد رنين الفجوة الرنانة ذات ربع النمط من علاقة تردد رنين الفجوة التقليدية الكاملة أي العلاقة (2-6), مع العلم هنا بأنه تم تقسيم الأبعاد الأفقية بعامل 2, أي أنه يجب أن نضرب الأبعاد الأفقية لرنانة نصف النمط بعامل 2 قبل أن نطبق العلاقة (2-6) من أجل حساب تردد الرنين. وتبقى هذه العلاقة تقريبية لأن جزء من الحقل الكهراطيسي الذي يجب أن ينتشر في الفجوة الرنانة, سينتشر خارج الرنانة, كما يبين الشكل (2-17), وبالتالي فإن الأبعاد الأفقية التي تحصر الحقل الكهراطيسي ليست هي تماماً أبعاد الفجوة الرنانة الأفقية, ويجب حساب أبعاد جديدة مكافئة للبعدين الأفقيين؛ بحيث يتم إدخالهما في علاقة حساب التردد بدلاً من تلك الأبعاد نفسها, أو أن يتم إدخال عامل تصحيح ما, وبالرغم من ذلك فإننا سنطبق العلاقة (2-6) نفسها في حساب التردد, ومن ثم نقوم بإجراء أمثلة optimization على هذا الأبعاد الأفقية بحيث نحصل على تردد الرنين المطلوب. كما يمكننا أن نطبق العلاقات (2-7) و (2-8) و (2-9) في حساب الحقول ضمن الفجوة, ولكن أيضاً تبقى هذه العلاقات تقريبية لنفس السبب المذكور أعلاه.



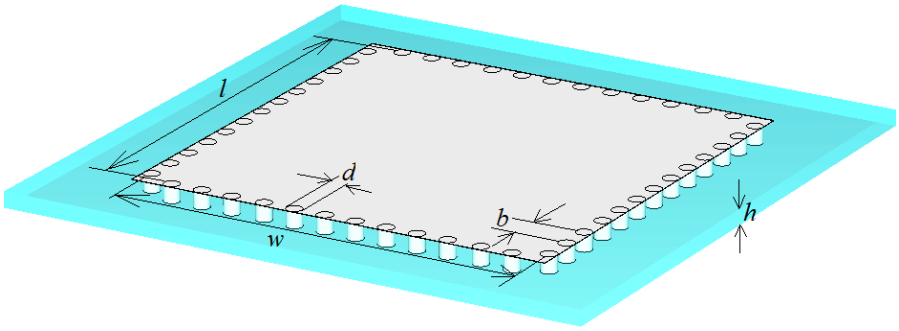
الشكل (2-17) شكلاً يبين توزع الحقل الكهربائي خارج فجوة ربع النمط الرنانة

2-6. فجوات أدلة الموجة الرنانة الشرائحية

تتميز الدارات المصنعة بتقنية الدارات المطبوعة PCB – كما ذكرنا سابقاً – بسهولة التصنيع, وسهولة المكاملة بين الدارات التي يمكن أن تنفذ على نفس القاعدة العازلة, بينما تتميز الفجوات الرنانة التقليدية بعامل الجودة العالي. و كما ذكرنا سابقاً, يمكن استخدام قواعد عازلة بتقنية الدارات المطبوعة PCB من أجل تنفيذ فجوات SIW الرنانة, ونحصل منها على فجوات رنانة تتميز بشيء من مزايا الفجوات الرنانة التقليدية والرنانات الشرائحية الميكروية.

2-6-1. فجوات SIW الرنانة التقليدية

يمكن تنفيذ فجوة رنانة بتقنية SIW بحصر جزء من المادة العازلة للقاعدة العازلة المطلية من وجهيها بالمعدن بواسطة أربعة صفوف من الثقوب المطلية من الداخل بالمعدن, كما يبين الشكل (2-18), (كما يمكن أن نحصل على فجوات بأشكال مختلفة مثلثية أو دائرية الشكل أو غيرها). ومن أجل قطر معين للثقوب, ومسافة محددة بينها؛ بحيث تكون صغير بالنسبة لطول الموجة (نفس المناقشة التي تم ذكرها في الفقرة 2-2.), فإن الموجة لن تتسرب من بين الثقوب المطلية بالمعدن, وعندها فإن كل من صفوف الثقوب سيمثل جداراً كهربائياً مكافئاً ($E = 0$) وسنحصل على فجوة دليل موجة شرائحية, كما يبين الشكل (2-18).



الشكل (2-18) فجوة SIW رنانة

ينطبق على فجوات SIW الرنانة ما ينطبق على فجوات أدلة الموجة التقليدية المملوءة بعازل ولكن بعد استبدال الأبعاد الأفقية لها بأبعاد مكافئة (من أجل حساب تردد الرنين مثلاً). فيعطى تردد الرنين للنمط TE_{m0p} مثلاً بالعلاقة:

$$f_{m0p} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\sqrt{\left(\frac{m}{l_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{p}{w_{eff}}\right)^2} \qquad (2\text{-}15)$$

w_{eff} و l_{ef} هما الطول والعرض الفعليين لفجوة الـSIW, واللذين يحسبان من العلاقات التالية: [37,30,29]

$$w_{eff} = w - \frac{D^2}{0.95B} \qquad (2\text{-}16)$$

$$l_{eff} = l - \frac{D^2}{0.95B} \qquad (2\text{-}17)$$

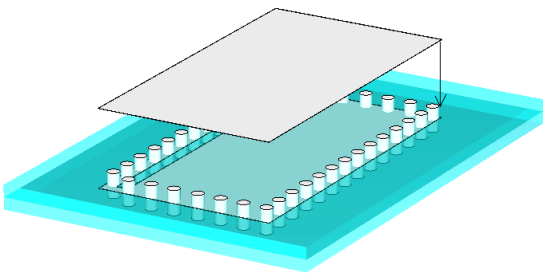
l و w هما طول وعرض فجوة الـSIW. D هو قطر الثقوب المعدنية و B هي المسافة بين اثنين متجاورين منها. c هي سرعة انتشار الضوء في الخلاء ε_{erf} هي ثابت عازلية القاعدة العازلة التي نبني عليها الـSIW [37]. نهتم هنا بالنمط TE_{m0p} لأن البعاد الأفقية لفجوة SIW كبيرة قياساً بارتفاعها, ومن هنا في معظم الحالات فإن ارتفاع القاعدة سيكون صغير بالنسبة لنصف طول الموجة عند تردد الرنين, بالتالي نأخذ حالة n تساوي الصفر بينما كل من m و p لا تساوي الصفر.

كما يمكننا أن نستخدم علاقات حساب الحقلين الكهربائي والمغناطيسي في الفجوة المستطيلة التقليدية على فجوات SIW الرنانة, فيمكننا أن نستخدم العلاقات (2-7) (2-8) (2-9) بعد استبدال a بـw_{eff} و b بـh و l بـl_{eff}. ويجب أن نضيف أيضاً أن التقريبات التي ذكرناها في العلاقات الأخيرة السابقة صحيحة من أجل: [29,30,37]

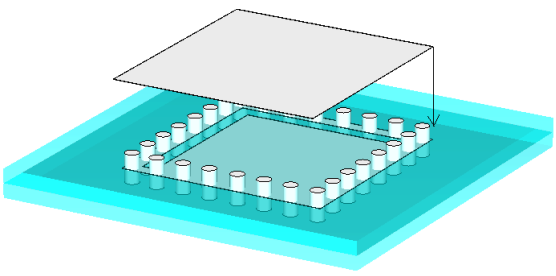
$$B \prec \frac{\lambda_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{2} \quad \text{و} \quad B \prec 4D \qquad (18-2)$$

2-6-2. فجوات SIW الرنانة المطوية

إن الغاية من هذا النوع من الفجوات الرنانة قياساً بالرنانات SIW التقليدية هو الحصول على مساحات أصغر للدارات المشكلة من هذا النوع من الفجوات الرنانة. وبالتالي يمكننا أن نحصل باستخدام الفجوات الرنانة الشرائحية المطوية على مرشحات لها حجوم أصغر من التي تستخدم الفجوات الشرائحية SIW التقليدية [19-21,38]. يمكننا أن نطبق نفس طريقة طي الرنانات المذكورة في الفقرة 2-4-3. من أجل تشكيل فجوات مطوية بتقنية SIW لنحصل على ما يسمى فجوات أدلة الموجة المطوية الشرائحية FSIW أو SIFW. من أجل تنفيذ نوعي الرنانات المطوية المذكورة في الفقرة 2-4-3. نحتاج إلى طبقتين من الشرائح العازلة يفصل بينهما طبقة معدنية (طباعة معدنية) محصورتين بأربعة صفوف من الثقوب المطلية بالمعدن من الداخل بينما يجب أن يبقى شق في الطبقة المعدنية الفاصلة بين طبقتي العازل على شكل | على أحد حوافها بين صفوف الثقوب لنحصل على رنانة SIW مطوية بنصف طول الموجة أو نصف النمط HMSIFW كما هو مبين في الشكل (2-19). بينما لتنفيذ النوع الثاني ذو ربع طول الموجة يجب أن يكون الشق المذكور على شكل L كما يبين الشكل (2-20). لن نغوص في هذا النوع من الرنانات فهو مدروس في بعض المنشورات العلمية بشكل موسع. من الواضح أننا نختصر المساحات مع هذا النوع من الفجوات إلى نصف وربع مساحة الفجوة SIW التقليدية, وبالرغم من أن تصنيعها أصعب ولكن أصبح الآن ممكن وليس صعباً مع تطور تقنيات PCB و LTCC. [19-21,38].



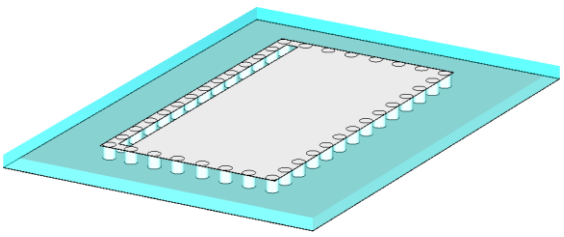
الشكل (2-19) فجوة HMSIFW
رنانة بنصف طول الموجة



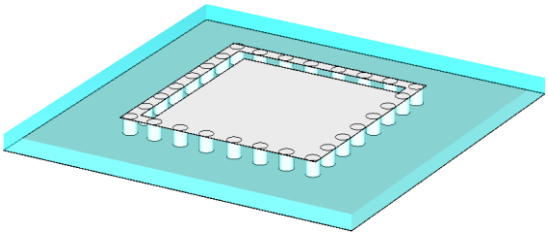
الشكل (2-20) فجوة QMSIFW
رنانة بربع طول الموجة

2-6-3. فجوات SIW الرنانة ذات نصف النمط وربع النمط

إن الغاية من هذا النوع من الفجوات الرنانة قياساً بالرنانات SIW التقليدية والمطوية, هو الحصول على مساحات أصغر للدارات المشكلة من هذا النوع من الفجوات الرنانة, بالإضافة إلى أنها تمتاز عن الفجوات الرنانة المطوية بأنه يمكن تنفيذها على طبقة واحدة, بتقنية الدارات المطبوعة PCB. يمكننا أن نطبق نفس طريقة الحصول على رنانات ربع النمط ونصف النمط المذكورة في الفقرة 2-5., من أجل تشكيل هذه الفجوات بتقنية SIW, لنحصل على ما نسميه فجوات أدلة الموجة الشرائحية ذات نصف النمط (فجوات HMSIW), كما هو مبين في الشكل (2-21), أو فجوات أدلة الموجة الشرائحية ذات ربع النمط (فجوات QMSIW), كما هو مبين في الشكل (2-22). من أجل تنفيذ نوعي الرنانات المذكورين في هذه الفقرة, نحتاج إلى طبقة واحدة فقط من القاعدة العازلة مطلية من الأسفل, بينما يأخذ طلاء الطبقة العليا الشكل المبين في الشكلين (2-21) و (2-22), وتكون الشريحة المعدنية التي تشكل الطبقة العليا من الطلاء محاطة على الأقل بثلاثة صفوف من الثقوب المطلية بالمعدن من الداخل من أجل فجوات HMSIW, أو صفين من الثقوب الممعدنة على الأقل من أجل فجوات QMSIW, أما إذا استخدمنا أربعة صفوف من الثقوب الممعدنة, فإنه يجب أن يبقى شق في الطبقة المعدنية العليا على شكل | وعلى أحد جوانبها -(أي يجب أن نضيف صف رابع من الثقوب الممعدنة بجاب الفجوة ومن الجهة المفتوحة في حالة فجوة نصف النمط)- لنحصل على فجوة HMSIW رنانة, أو على شكل L لنحصل على فجوة QMSIW -(أي نضيف صفين من الثقوب الممعدنة على جانبي الفجوة المفتوحين في حالة فجوة ربع النمط)- كما هو مبين في الشكلين (2-21) و (2-22), حيث تمت إحاطة كل من فجوتي HMSIW و QMSIW بأربعة صفوف من الثقوب المطلية بالمعدن من الداخل مع المحافظة على أشكال الشقوق المذكورة.



الشكل (2-21) فجوة HMSIW رنانة بتقنية PCB

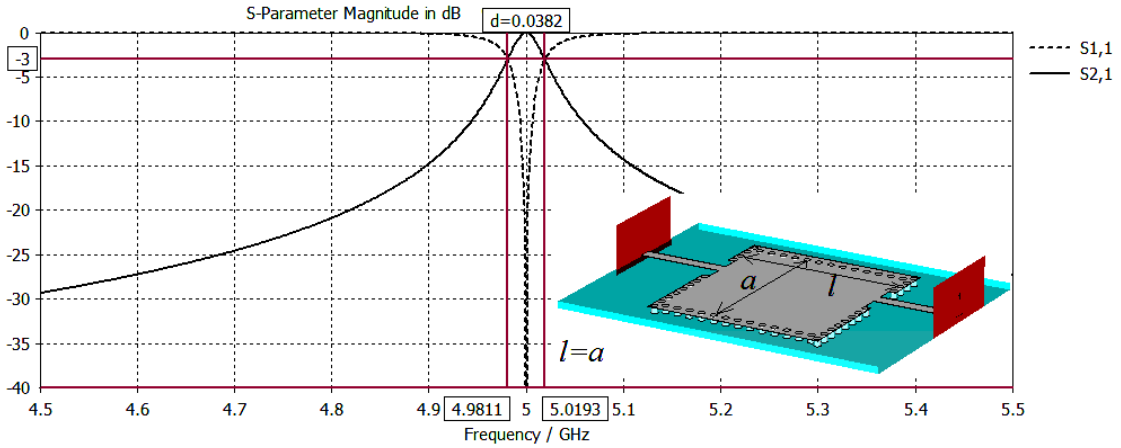


الشكل (2-22) فجوة QMSIW رنانة بتقنية PCB

سنجري في الفقرة التالية دراسة حول توزع الحقول الكهراطيسية في هذين النوعين من الفجوات الرنانة مع فجوة SIW الرنانة الأساسية التي اقتُطِعَت منها للمقارنة.

2-7. أثر تصغير فجوات SIW الرنانة

سنرى في هذه الفقرة الفرق بين فجوة SIW الكاملة والفجوتين HMSIW و QMSIW من حيث عامل الجودة لهذه الفجوات, ومساحات سطوحها. اخترنا هنا تردد رنين الفجوة 5GHz وهو نفس تردد الرنين الذي نختاره لنوعي الرنانات HMSIW وQMSIW. إن حساب أبعاد الفجوة SIW من العلاقات الرياضية يعطينا فجوة رنانة لها تردد رنين قريب جداً من التردد 5GHz أعدنا ضبط الأبعاد لنحصل على التردد 5GHz وكانت الأبعاد $l = a = 19.365mm$ (حيث تم استخدام برنامج المحاكاة CST MicroWave Studio لمحاكاة الفجوة وإجراء تغيير طول وعرض الفجوة اللذين لهما نفس القيمة لنحصل على نفس تردد الرنين), بالإضافة إلى أننا اخترنا ارتفاع القاعدة $h = 0.8mm$ -(وهي إحدى القيم المعيارية الموجودة في الأسواق)-. مع الإشارة هنا إلى أننا لم نأخذ مفاقيد العازل بعين الاعتبار في المحاكاة إذ يهمنا هنا هو إيجاد أثر اقتطاع جزء من الفجوة على عامل الجودة وأبعاد الفجوات المدروسة. من المفيد أن ندرس عامل الجودة للفجوة الرنانة بعد وصلها مع الوسط المحيط من أجل القياس أو المحاكاة. ويشارك نوعين من عامل الجودة للفجوة الرنانة بعد وصلها مع الوسط المحيط, عامل جودتها قبل التحميل وعامل جودتها بعد التحميل, فمقلوب عامل جودتها الكلي يساوي مجموع مقلوبي عاملي جودتها قبل وبعد التحميل. ولذلك سنجري محاكاة للفجوات المذكورة من أجل إيجاد عامل الجودة الكلي ودراسة أثر, قطع فجوة SIW للحصول على هذه الفجوات المصغرة HMSIW و QMSIW, على عامل الجودة. يبين الشكل (2-23) فجوة SIW الرنانة الكاملة مع طريقة وصلها بخط نقل شرائحي microstrip واستجابة هذه الفجوة.



الشكل (2-23) استجابة فجوة SIW الرنانة

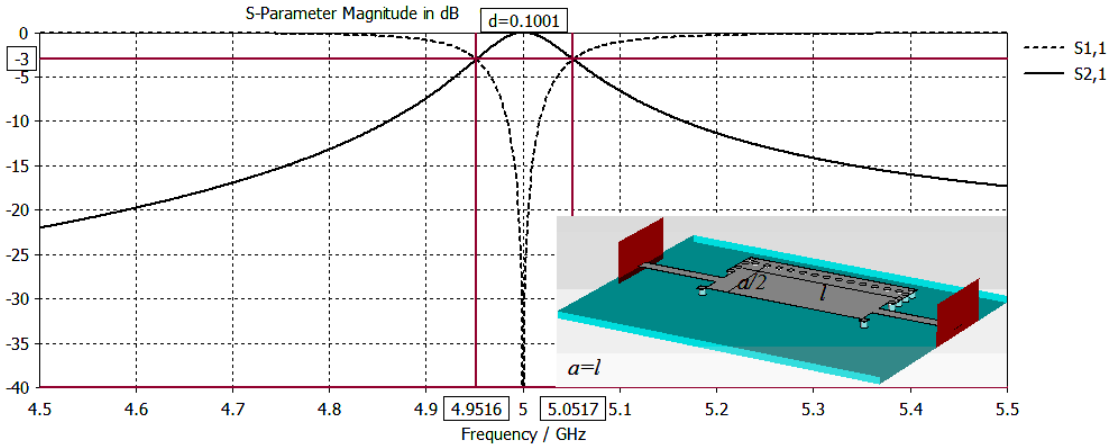
يُحسب عامل الجودة الكلي من الاستجابة الترددية للفجوة من العلاقة التالية:

$$Q = \frac{f_0}{BW_{-3dB}} \qquad (19-2)$$

حيث f_0 هو تردد رنين الفجوة و BW_{-3dB} هو عرض مجال التمرير عند 3dB-, ومنه نجد أن عامل جودة فجوة SIW الرنانة الكاملة يساوي تقريباً 130.7. إن عامل الجودة هذا هو عامل الجودة الكلي الذي يتضمن جزئي عامل الجودة لها قبل وبعد التحميل. تجدر الإشارة هنا إلى أن عامل الجودة لهذه الفجوة يتعلق بعرض فتحة الترابط -(المنشئة في صفوف الثقوب الممعدنة)- بين الفجوة وخط النقل الشرائحي بالإضافة إلى موقع هذه الفتحة, وبعد نقطة وصل خط النقل الشرائحي microstrip عن إحدى حافتي الجهة التي تتغذى منها الفجوة الرنانة. فكلما نقص عرض هذه الفتحة ازداد عامل الجودة. ولقد اخترنا هنا قيم اعتباطية لعرض الفتحة وموقعها, ولكنها نفس القيم التي سنختارها في الفجوتين HMSIW و QMSIW, اللتين سندرسهما.

2-7-1. عامل جودة فجوة HMSIW

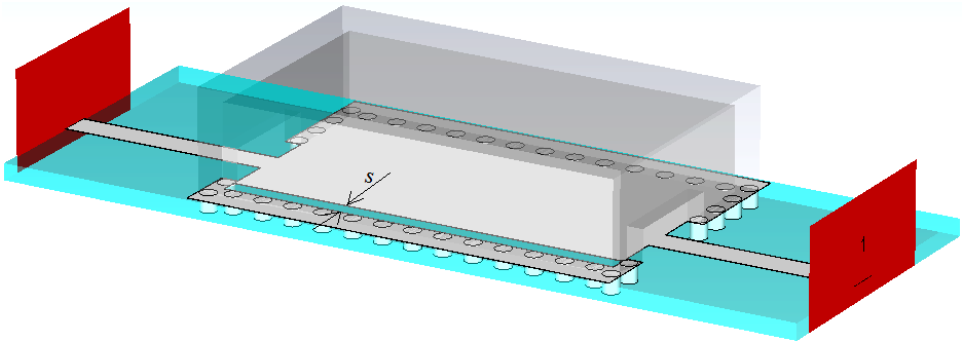
عند قطع فجوة SIW الرنانة كي نحصل على فجوة HMSIW, فإننا نحصل باستخدام نفس الأبعاد $a = l = 19.365mm$ مع المحافظة على $h = 0.8mm$ على تردد رنين لا يساوي 5GHz, حيث أن هذه القيم تعطينا تردد رنين أقل من 5GHz ما يدل على القيمة الفعلية للبعد a أكبر من قيمتها الفيزيائية, وبالتالي أعدنا ضبط البعد a كي نحصل على تردد رنين 5GHz, وتصبح أبعاد الفجوة $a = 18.28mm$ وتحافظ l على قيمتها $l = 19.365mm$ و $h = 0.8mm$. بين الشكل (2-24) هذه الفجوة مع استجابتها الترددية. ويظهر من الشكل أن عامل جودة هذه الفجوة يساوي 50 تقريباً ما يشير إلى انخفاض كبير في عامل جودة هذه الفجوة قياساً بفجوة SIW الكاملة.



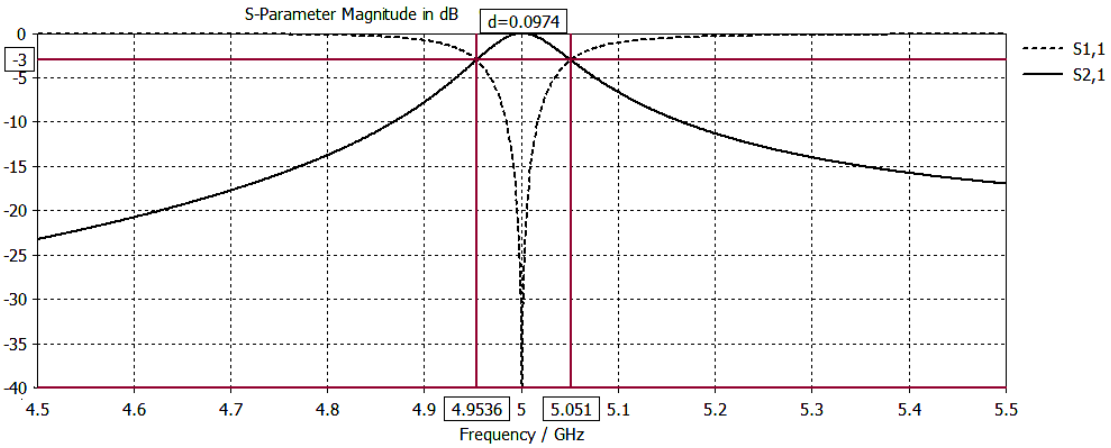
الشكل (2-24) فجوة HMSIW مع استجابتها الترددية

إن ترك الفجوة مفتوحة سيؤدي إلى انتشار جزء من الحقل الكهراطيسي خارج الفجوة, وبما أن هذه الفجوة ستكون جزء من مرشح ضمن دارة قد تحوي على دارات أمواج ميكروية أخرى, فإن الحقول الخارجة منها ستؤثر على عمل هذه الدارات, كما أنها ستتأثر هي أيضاً بتلك الدارات, وبالتالي يجب تحجيب هذه الفجوة؛ بحيث نمنع الحقول الكهراطيسية من الانتشار تجاه تلك الدارات. نقترح وضع

صف من الثقوب المطلية بالمعدن بالقرب من الفجوة من الجهة المفتوحة, وعلى مسافة s مع وضع علبة تحجيب معدنية تحيط بها من الأعلى, كما يبين الشكل (2–25) الذي يبين شكل الفجوة الجديد. اخترنا مبدئياً قيمة $s = 0.8mm$, وهي نفس سماكة القاعدة, والسبب في اختيار هذه القيمة هو بالمقارنة مع فجوات SIW المطوية, إذ يتم اختيار عرض الفتحة بين طبقتي عازل القاعدة مساوياً لسماكة الطبقة الواحدة, بينما اخترنا ارتفاع علبة التحجيب من الداخل 4mm, وهي قيمة كبيرة مقارنةً بارتفاع القاعدة العازلة مقسوماً بالجذر التربيعي لثابت عازليتها, وبالتالي فإن كثافة الحقول في المنطقة الهوائية ضمن ستكون صغيرة بالمقارنة مع كثافتها ضمن القاعدة العازلة؛ حيث تتركز الحقول ضمن المنطقة ذات ثابت العازلية الأعلى. ويبين الشكل (2–26) الاستجابة الترددية لهذه الفجوة.



الشكل (2–25) فجوة HMSIW رنانة مع تحجيب



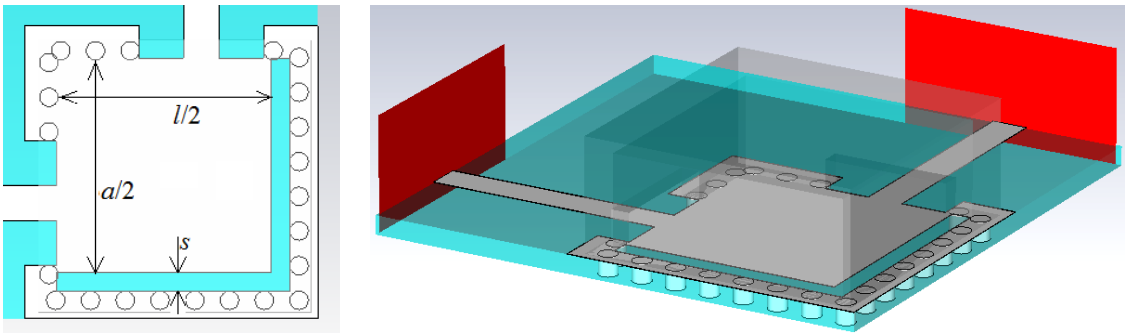
الشكل (2–26) الاستجابة الترددية لفجوة HMSIW رنانة محجبة $s = 0.8mm$

بعد المحاكاة وضبط تردد الرنين وجدنا أن $l = 19.365mm$ و $a = 18.715mm$ أي أن البعد a قد ازداد قليلاً عن قيمته قبل التحجيب, وتم اختيار ارتفاع فجوة التحجيب عن سطح القاعدة 4mm. ونلاحظ تحسن بسيط في عامل الجودة بعد التحجيب (من 50 دون تحجيب إلى 51.55 بعد التحجيب). ينتج هذا التحسن البسيط عن حصر كامل الاستطاعة ضمن الفجوة المحجبة, أي أن الطاقة المخزنة في الفجوة أصبحت أكبر, ولهذا السبب ازداد معامل الجودة, وهي نتيجة طبيعية يمكننا أن نحصل

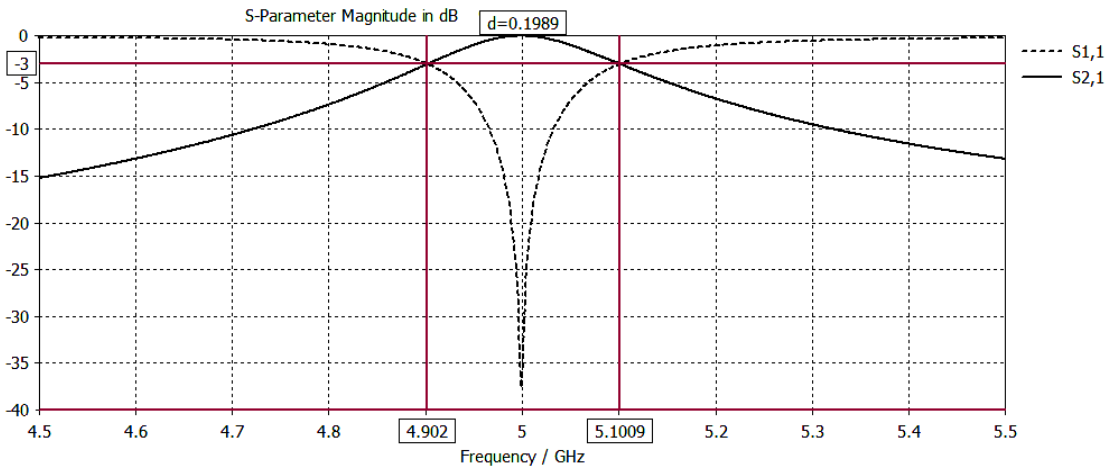
عليها من الفقرة 2-4-2.. ووجدنا من المحاكاة أن ارتفاع فجوة التحجيب يؤثر على تردد الرنين قليلاً, فمثلاً عندما يتغير ارتفاع علبة التحجيب بين 3.5mm و 4.5mm فإن تردد الرنين سيتغير بين 4.98GHz و 5.02GHz تقريباً بينما يبقى تأثيره صغير جداً على عامل الجودة. في حين أن تغير s من 0.1mm حتى 0.8mm يؤدي إلى تغير التردد من 5.02GHz إلى 5GHz تقريباً بينما يتحسن عامل الجودة من 51.55 من أجل s = 0.8 إلى 70 تقريباً من أجل s = 0.1, وذلك مع بقاء ارتفاع فجوة التحجيب 4mm. ما يُظهِر التحسين الذي يمكن أن نجريه على فجوات HMSIW بتغيير بعد صف الثقوب المطلية بالمعدن عن طرف الفجوة المفتوح, بالإضافة إلى المساعدة في تحجيب الفجوة, وعزلها عن الدارات المحيطة (إن وُجِدَت).

2-7. عامل جودة فجوة QMSIW الرنانة

وجدنا في الفقرة السابقة أن التحجيب يؤدي إلى تحسين أداء الفجوة بالإضافة إلى عزلها عن الدارات الأخرى, التي قد تكون محيطة, بها وبالتالي سنقوم بدراسة فجوة QMSIW مباشرةً دون دراسة الفجوة المفتوحة. يبين الشكل (2-27) شكل هذه الفجوة. اخترنا أيضاً وكما يبين الشكل (2-27) بعد صفي الثقوب المطلية بالمعدن عن الحافتين المفتوحتين للفجوة الرنانة s بقدر 0.8mm ووجدنا أن أبعاد فجوة QMSIW هي $a = l$ = 18.52mm بحيث نحصل على تردد رنين 5GHz. مع الحفاظ على ارتفاع القاعدة h = 0.8mm وارتفاع فجوة التحجيب بقدر 4mm. ويبين الشكل (2-28) الاستجابة الترددية لهذه الفجوة.



الشكل (2-27) فجوة QMSIW الرنانة المحجبة



الشكل (2–28) الاستجابة الترددية لفجوة QMSIW الرنانة

يتضح من الشكل (2–28) أن عامل جودة فجوة QMSIW الرنانة يساوي تقريباً 25.1. يمكننا أن نرى نفس نتائج تغيير ارتفاع فجوة التحجيب على عامل الجودة, وكذلك أثر بعد صفوف الثقوب المطلية بالمعدن عن الحافتين المفتوحتين للرنانة. فيمكننا أن نجد أن انخفاض s من 0.8mm إلى 0.1mm يؤدي إلى تحسين عامل الجودة ليصل حتى 42.7.

تجدر الإشارة هنا أنه يمكننا أن نحصل على نفس قيم عامل الجودة لكل من الفجوتين HMSIW و QMSIW عن طريق تغيير مواقع نقاط التغذية للفجوات (نقاط الوصل مع خطوط النقل الشرائحية Microstrips), أو عرض فتحة الترابط بين بين خط النقل الشرائحي والفجوة.

2–8. خلاصة

وجدنا في الفقرات السابقة طريقة مكاملة الفجوات الرنانة مع القواعد العازلة لنحصل على رنانات شرائحية تسمى SIW. كما وجدنا طرائق تصغير مساحات فجوات SIW الرنانة باستخدام الطي. واقترحنا طريقة أخرى لتصغير المساحات باقتطاع جزء من الفجوة (نصفها أو ربعها) لنحصل على فجوة نصف نمط شرائحية (فجوة HMSIW) رنانة أو فجوة ربع نمط شرائحية (فجوة QMSIW) رنانة. تحتفظ هاتين الفجوتين - كما وجدنا - تقريباً بنصف وربع نمط الرنين مقارنةً بفجوة SIW الرنانة التي اقتطعنا منها هاتين الفجوتين. ووجدنا أن عامل الجودة ينخفض مع الفجوات الجديدة, وأنه يمكننا تحجيب الفجوتين المذكورتين لعزلها عن الدارات المحيطة, ويمكننا أيضاً مع التحجيب, أن نزيد عامل الجودة. سندرس في الفصل الثالث طريقة تصميم مرشح تمرير مجال يتألف من فجوات مترابطة باستخدام هذه الأنواع من الفجوات. ومن ثم سنرى في الفصل الرابع تصميماً وتنفيذاً لمرشح يستخدم حجرات نصف النمط الشرائحية HMSIW الرنانة, وآخر باستخدام حجرات ربع النمط الشرائحية QMSIW الرنانة.

الفصل الثالث

3. تصميم مرشحات أدلة الموجة الشرائحية

3-1. مقدمة

سنبدأ في هذا الفصل بطريقة تصميم مرشحات أمواج ميكروية تعتمد على رنانات SIW, وذلك من خلال مثال يوضح طريقة التصميم. ومن ثم نقوم بتصميم ثلاثة مرشحات تستخدم فجوات SIW و HMSIW و QMSIW لها نفس المواصفات لندرس أثر تصغير الفجوات الرنانة المستخدمة. إن الأهم هنا هو الرنانات الجديدة التي ذكرناها في الفصل الثاني QMSIW و HMSIW والتي تم إنقاص حجمها إلى 50% و 25% من حجم رنانة SIW التقليدية, بالتالي سوف نرى فيما إذا كان هذا المقياس في نقصان الحجم أو المساحة سينعكس تقريباً على مساحة المرشح الكلي أو لا. وبما أن الغاية هنا هي فقط دراسة الفرق في مساحة المرشح سنختار مواصفات المرشح؛ بحيث يكون بسيط من الدرجة الثانية عرض مجاله 100MHz من أجل كل من النماذج الثلاثة المدروسة, وفي كل من الحالات الثلاثة سنستخدم قاعدة عازلة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5.

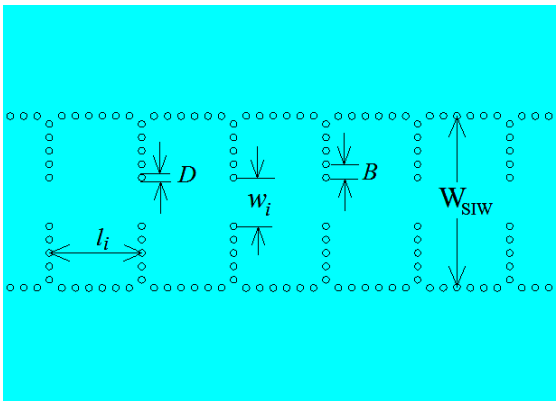
يعتمد تصميم مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم التقنية SIW - كما ذكرنا في الفصل الأول - على نفس مبدأ تصميم مرشحات الفجوات الرنانة المترابطة. وسنقتصر هنا على المرشحات ذات بنية هندسية (topology) inline, والتي سنعتمدها في المرشحات, التي سنقوم بتصميمها, وتنفيذها في الفصل الرابع. وبما أن هذا النوع من المرشحات يُعتبر من مرشحات الفجوات الرنانة المترابطة فإن إجرائية تصميم المرشح تتبع الخطوات التالية:

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

3-2. تصميم مرشح فجوات SIW مترابطة

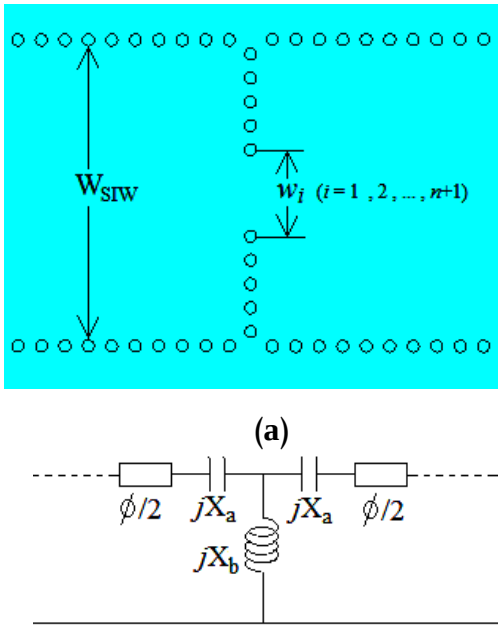
سنشرح في هذه الفقرة مثالاً يوضح بالتفصيل الطريقة المتبعة في تصميم مرشحات فجوات SIW المترابطة, والتي هي نفسها طريقة تصميم مرشحات فجوات أدلة الموجة المترابطة.

يبين الشكل (3-1) بنية مرشح SIW مع الدارة الكهربائية المكافئة له. يُبنى الـSIW كما ذكرنا سابقاً من صفين من الثقوب الممعدنة في قاعدة عازلة, المسافة بينهما W_{SIW}. قطر كل من الثقوب الممعدنة D والمسافة بين اثنين متجاورتين منها B. يمكننا أن نحصر جزء من الـSIW بصفين آخرين من الثقوب الممعدنة المسافة بينهما $0.5\lambda_g$ (حيث λ_g هي طول الموجة ضمن الدليل أو طول الموجة المُرشَدة) لنحصل على فجوة SIW رنانة, فإذا كان لدينا رنانتين متجاورتين فإنه يمكننا أن نخلق بينهما ترابطاً بإجراء نافذة أو فتحة تحريضية inductive ضمن الجدار الفاصل بينهما, كما هو مبين في الشكل (3-2) مع الدارة الكهربائية المكافئة لفتحة الترابط, ونتحكم بقيمة هذا الترابط عن طريق عرض نافذة الترابط. نرمز لطول الرنانة i بالرمز L_i ولعرض نافذة الترابط w_i. وبالتالي يمكننا أن نحصل على مرشح بجمع عدة رنانات SIW باستخدام فتحات ترابط كما في أدلة الموجة التقليدية.



الشكل (3-1) (a) مرشح SIW

(b) الدارة المكافئة لمرشح SIW



الشكل (3-2) (a) نافذة تحريضية مشكلة بالثقوب

(b) الدارة المكافئة لنافذة تحريضية مشكلة بالثقوب

وجدنا سابقاً أن توزع الحقول الكهراطيسية في SIW مطابق له في دليل موجة مستطيل تقليدي, وبالتالي يمكننا أن نستخدم نفس طريقة التصميم المتبعة في دليل الموجة المستطيل. وعموماً كي نصمم مرشح تمرير مجال, فإننا نحتاج لدارة مكافئة تمثل نموذج أولي منخفض التمرير. يبين الشكل (3-1) الدارة

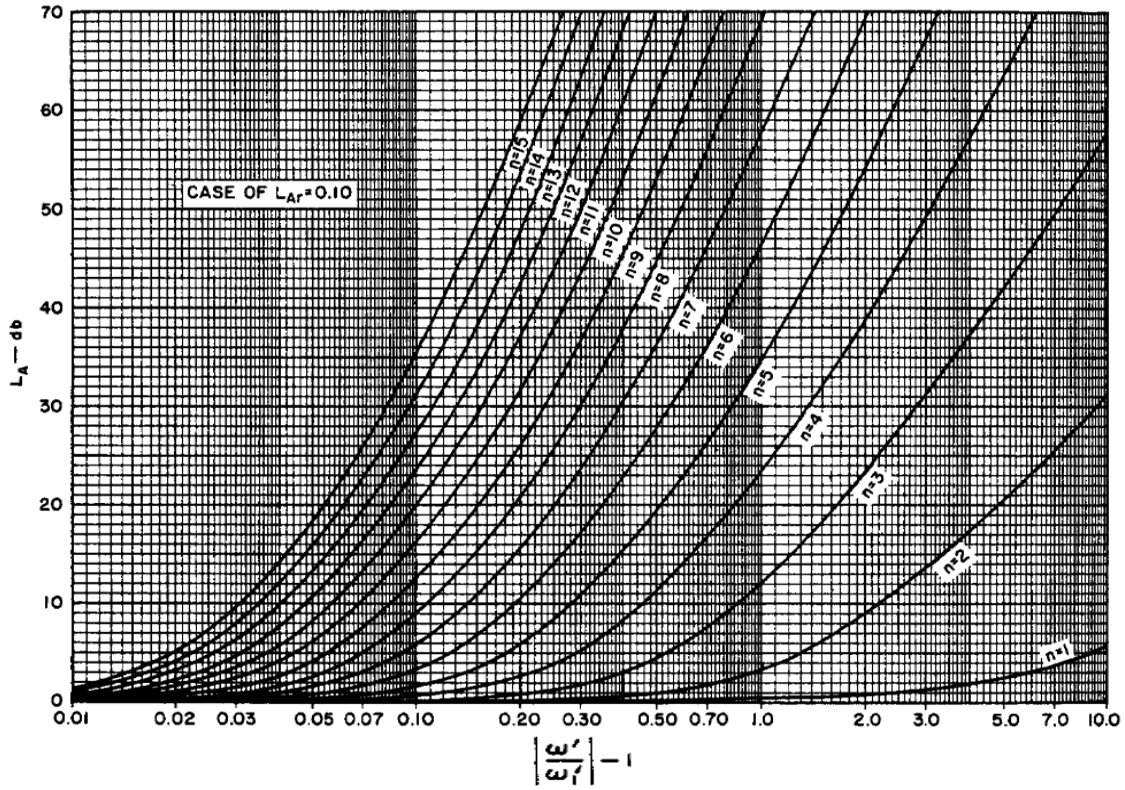
المكافئة لمرشح تمرير مجال SIW ذو n رنانة. يتم وصل التحريضية التفرعية المكافئة مع خط نقل SIW لتعمل كقالب ممانعة كما يبين الشكل (3-2) (b). وبالتالي يتم اختصار مسألة تصميم مرشح SIW ذو نوافذ الثقوب الممعدنة التحريضية إلى إيجاد قيمة قالب الممانعة والذي بدوره يحدد عرض الفتحة التحريضية. [39]

3-2-1. تحديد مواصفات المرشح

نهتم هنا بمرشح تمرير مجال BPF, وسنختار للدراسة التردد المركزي 5GHZ بعرض مجال 40MHz أي 0.8% بينما يكون التخميد في منطقة القطع بقدر 30dB على بعد 35MHz عن التردد المكزي لمجال التمرير. نعتبر عرض مجال التمرير عند 0.1dB-, ونختار المرشح من نوع Chebyshev من أجل تخميد يساوي 0.1dB ضمن مجال التمرير. وبالعودة إلى [3]؛ حيث يبين الشكل (3-3) [3] طريقة إيجاد درجة المرشح في حال كان عامل التموج 0.1dB؛ حيث يبين الشكل (1-17) أهم بارامترات الاستجابة الترددية للنموذج الأولي منخفض التمرير, والاستجابة الترددية لنموذج تمرير المجال. وتتطلب عملية التحويل من النموذج الأولي منخفض التمرير إلى نموذج تمرير مجال, تطبيق العلاقات (1-17) و(1-18) و (1-19) من الفصل الأول. بملاحظة العلاقات الثلاثة المذكورة يمكننا أن نجد أن $2\left(\frac{\lambda_{g0}-\lambda_g}{\lambda_{g0}}\right)$ تساوي عرض المجال عند التخميد المطلوب خارج مجال التمرير, وبالتالي فإن النسبة $\frac{\omega'}{\omega'_1}$ تساوي نسبة عرض المجال عند التخميد المطلوب خارج مجال التمرير إلى عرض مجال المرشح المطلوب (عند 0.1dB-), وهي تساوي في حالتنا 1.8. نعتبر أن L_A هي التخميد المطلوب عند تردد معين خارج مجال التمرير والذي اخترناه في مثالنا 30dB على بعد 35MHz عن التردد المركزي لمجال التمرير وبالتالي ومن المخططات المبينة في الشكل (3-3), يمكننا أن نجد أن المرشح الذي يحقق المواصفات المطلوبة يجب أن يكون من الدرجة الخامسة على الأقل.

3-2-2. إيجاد البارامترات الكهربائية للمرشح

تبدأ هذه الخطوة بإيجاد بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير, والتي يمكن إيجادها من العلاقات (1-10) (1-11) (1-12) في الفصل الأول؛ حيث أن $\omega'_1 = 1$ وهي تردد القطع للنموذج الأولي منخفض التمرير, و $g_0 = 1$ ومن أجل أي قيمة لعامل التعرج L_{AR} ضمن مجال التمرير, والتي هي بحالة Chebyshev تساوي قيمة التخميد على حافة مجال التمرير أي 0.1dB-.



الشكل (3–3) منحنيات إيجاد درجة مرشح تمرير مجال نوع تشيبيتشيف من أجل عامل تعرج 0.1dB [2]

أو يمكننا أن نستخدم جداول موجودة في [3] لإيجاد قيم g_i. يبين الجدول (3–1) بارامترات مرشح Chebyshev من أجل درجات مختلفة في حال كان عامل التموج ضمن مجال التمرير يساوي 0.1dB. إلا أن هذه الجداول موجودة من أجل قيم محددة لـL_{Ar}, وبالتالي فإذا كانت هذه الجداول لا تتضمن جدولاً من أجل قيمة معينة لـL_{Ar}, فإنه علينا أن نستخدم العلاقات الرياضية (1–10) (1–11) (1–12) الواردة في الفصل الأول لإيجاد قيم g_i.

الجدول (3–1) قيم عناصر النموذج الأولي لمرشح منخفض التمرير

نوع تشيبيتشيف من أجل عامل تعرج L_{Ar} = 0.1dB (g_0 = 1) [3]

n	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}
1	0.3052	1.0								
2	0.8431	0.6220	1.3554							
3	1.0316	1.1474	1.0316	1.0						
4	1.1088	1.3062	1.7704	0.8181	1.3554					
5	1.1468	1.3712	1.9750	1.3712	1.1468	1.0				
6	1.1681	1.4040	2.0562	1.5171	1.9029	0.8618	1.3554			
7	1.1812	1.4228	2.0967	1.5734	2.0967	1.4228	1.1812	1.0		
8	1.1898	1.4346	2.1199	1.6010	2.1700	1.5641	1.9445	0.8778	1.3554	
9	1.1957	1.4426	2.1346	1.6167	2.2054	1.6167	2.1346	1.4426	1.1957	1.0

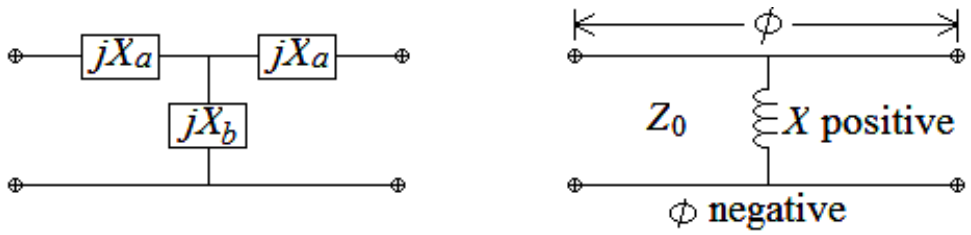
بعد إيجاد قيم بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير, علينا أن نوجد قيم معاملات الترابط بين رنانات المرشح K_{ij}. إن معاملات الترابط هذه تنتج عن وجود قالبات الممانعات في النموذج الأولي

المذكور في الشكل (1-15) أو عن وجود فتحات ترابط ضمن جدران فاصلة بين فجوات رنين المرشح الذي يستخدم أدلة الموجة الشرائحية الشكل (1-14), أو في حالتنا التي نسعى إليها تأتي من فتحات متروكة بين صفوف من الثقوب الممعدنة تفصل بين فجوات SIW - كما يبين الشكل (3-2)-. يتم حساب معاملات الترابط هذه من العلاقات (1-20) (1-21) (1-22)؛ حيث يبين الشكل (3-2) (b) الدارة المكافئة للفتحة المتروكة في جدار مشكل من صف من الثقوب الممعدنة بين فجوتين متجاورتين.

ومن أجل حساب الدارة بالكامل علينا أن نحسب قيم عناصر قالب الممانعة -(التي تُستخدم في إيجاد الأبعاد الفيزيائية لفتحات الترابط المذكورة)- وليس فقط عامل الترابط. يبين الشكل (3-4) الدارة المكافئة لقالب ممانعة بسيط يتألف من تحريضية تفرعية وقطعتي خط نقل على طرفي التحريضية, كما يوضح الشكل (3-4) (a). نحسب قيم التحريضيات التفرعية ومجموع الطولين الكهربائيين لقطع الناقلين (والذي يتم حسابه بعد حساب التحريضيات) من العلاقات التالية: [3]

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{\frac{K_{j,j+1}}{Z_0}}{1-\left(\frac{X_{j,j+1}}{Z_0}\right)^2} \tag{1-3}$$

$$\theta_j = \pi - \frac{1}{2}\left[\tan^{-1}\left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_o}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_o}\right)\right] \quad radians \tag{2-3}$$



(b) (a)

الشكل (3-4) الدارة المكافئة لنافذة أو فتحة تحريضية ضمن جدار فاصل بين فجوتين رنانتين

حيث يمكن استبدال قطعتي الناقل على طرفي التحريضية بعنصرين سعويين, كل منهما يكافئ خط نقل طوله نصف الطول المحسوب من العلاقة السابقة, لنحصل على الشكل (3-4) (b). ويمكننا أن نوجد بارامترات الدارة المكافئة للنافذة التحريضية من العلاقات التالية: [33,40]

$$\phi = -\tan^{-1}\left(2x_p + x_s\right) - \tan^{-1}\left(x_s\right) \tag{3-3}$$

حيث:

$$jx_s = \frac{1 - S_{21} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{21}}$$

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

حيث $x_s = \frac{X_b}{Z_o}$ و $x_p = \frac{X_a}{Z_o}$ و S_{ij} هي بارامترات التشتت للنافذة أو الفتحة. وحيث يمكننا أن نضع المستوي المرجعي على مسافة $\frac{\lambda_g}{2}$ عن النافذة. فإنه يمكننا أن نحصل على قيمة قلب الممانعة للنافذة التحريضية ذات الطول L_i $(i=1,2,...,n)$ وطول فجوة الـSIW من العلاقتين التاليتين: [3]

$$\frac{k}{Z_0} = \left| \tan\left(\frac{\phi}{2}\right) + \tan^{-1} x_p \right| \qquad (4-3)$$

$$\theta_j = \pi + \frac{1}{2}\left(\phi_{j-1,j} + \phi_{j,j+1}\right) \qquad (5-3)$$

$$L_j = \frac{\lambda_{g0}\theta_j}{2\pi} \qquad (6-3)$$

وكما هو معلوم, علينا أن نوصل المرشح مع الوسط المحيط (جهاز قياس أو عناصر أخرى). إن ما يحدد الشكل والأبعاد الفيزيائية لهذا الربط أو التوصيل هو عوامل الجودة الخارجية للفجوات الرنانة على طرفي المرشح, حيث يمكننا أن نحسب عوامل الجودة الخارجية للمرشح من العلاقتين (1-23) (1-24).

وبأخذ مواصفات المرشح بعين الاعتبار أي من أجل عرض مجال 40MHz حول التردد المركزي 5GHz وباستخدام العلاقات المذكورة سابقاً (أو الجداول) يمكننا أن نجد أن بارامترات المرشح هي:

$$g_6 = 1.0000 \quad g_5 = 1.1468 \quad g_4 = 1.3712 \quad g_3 = 1.9750 \quad g_2 = 1.3712 \quad g_1 = 1.1468$$

وباستخدام علاقات حساب بارامترات الترابط العلاقات (1-20) و (1-21) و (1-22) وعلاقات حساب عوامل الجودة الخارجية (1-23) (1-24) نجد أن:

$$Q_o = 134.349 \qquad Q_i = 134.349$$

$$k_{45} = 0.0063795 \quad k_{34} = 0.0048613 \quad k_{23} = 0.0048613 \quad K_{12} = 0.0063795$$

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

علينا الآن تحويل البارامترات الكهربائية التي تم إيجادها في الفقرة السابقة إلى أبعاد فيزيائية من أجل التنفيذ. فيمكننا مباشرةً تحويل تردد الرنين إلى أبعاد فيزيائية للفجوات الرنانة, باستخدام العلاقات الرياضية التي أوردناها سابقاً في الفصل الثاني أثناء دراسة الفجوات الرنانة, وترددات الرنين فيها, كما سنجد لاحقاً في هذه الفقرة, أما عرض فتحة الترابط فيمكننا أن نوجده من علاقات أو منحنيات موجودة في بعض المراجع العلمية مثل [3] و [4] إلا أن هذه المنحنيات والعلاقات ليست دقيقة بالنسبة لمرشحات SIW إذ لا يوجد منحنيات, أو علاقات تمثل بدقة هذا النوع من فتحات الترابط, وبالتالي علينا أن نجري بعض التوليف للبارامترات الفيزيائية للفتحة باستخدام برامج المحاكاة, وسنعرض الطريقة المتبعة في

استخدام العلاقات الرياضية أيضاً في هذه الفقرة. وبدلاً عن استخدام العلاقات الرياضية والجداول يلجأ المصممين إلى استخدام برامج المحاكاة في حساب أبعاد هذه الفتحات مباشرةً, وسنشرح هذه الطريقة في الفقرة التالية.

نبدأ هذه الخطوة بإيجاد الأبعاد الفيزيائية للفجوات الرنانة. سنعتمد من أجل مرشحاتنا قواعد substrate عازلة لها ثابت عازلية يساوي 4.5 وسماكتها 1mm. إن الفجوات الرنانة هي عبارة عن جزئ من هذه القواعد العازلة سطحها له شكل مربع طول ضلعه يساوي نصف طول الموجة عند التردد المركزي, ولكن الموجة المنتشرة ضمن العازل الذي يشكل القاعدة. حيث يُعطى طول الموجة ضمن العازل λ_g من العلاقة (2−6) والتي نعيد كتابتها هنا: [33]

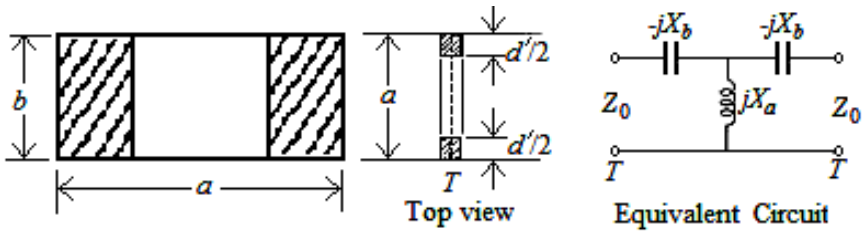
$$f_{mnp} = \frac{k_{mnp}}{2\pi\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\mu_r\varepsilon_r}}\left[\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{d}\right)^2\right]^{\frac{1}{2}} \qquad (7-3)$$

حيث ε_r هي ثابت عازلية القاعدة و $\mu_r = 1$ هو ثابت نافذيتها المغناطيسية. وبالتالي بالعودة إلى العلاقة (7−3) وباعتبار أن نمط الرنين هو TE_{101} وأن $b = 1\text{mm}$ و $a = d$ ومن أجل $f_{mnp} = 5\text{ GHz}$ نجد أن $a = d = 20\text{mm}$.

إن مرشحات الأمواج الميكروية التي تستخدم تقنيات SIW - كما ذكرنا - تعتمد صفوف من الثقوب المطلية من الداخل بمعدن ناقل, وسنقوم في الفصل الرابع بتصميم مرشحات تعتمد هذه التقنية, إلا أن غرضنا في هذا الفصل هو توضيح طريقة التصميم وللسهولة نستبدل فقط في هذا الفصل صفوف الثقوب المذكورة بجدران معدنية مثالية. بينما نرى في الفصل الرابع مرشحات تعتمد صفوف من الثقوب الممعدنة.

سنبدأ هنا بتحويل عوامل الجودة على الدخل والخرج إلى أبعاد فيزيائية يمكن تطبيقها بتقنية SIW. إذا استبدلنا صفوف الثقوب المطلية بالمعدن بجدران ناقلة مثالية, يمكننا أن نجد في بعض المراجع العلمية مخططات تساعدنا في تحويل عوامل الجودة (ومعاملات الترابط) إلى أبعاد فيزيائية [4].

إن مجموعة الأبعاد الثانية هي أبعاد الإعاقات obstacles التي نضعها بين الفجوات الرنانة. سنهتم في دراستنا بنوعين منها, كل منهما يُعتبر إعاقة تحريضية مع العلم أنه يمكن أن نتبع طريقة مماثلة للحسابات من أجل إعاقات سعوية إلا أننا نهتم بالإعاقات التحريضية لأنها الأسهل تطبيقاً بتقنيات SIW, بالرغم من أنه يمكن تطبيق إعاقات سعوية, إلا أنها أكثر تعقيداً من حيث التصنيع, فهي تتطلب تصنيع بطاقات متعددة الطبقات بتقنية PCB مقابل بطاقة وحيدة الطبقة من أجل الإعاقات التحريضية. يبين الشكل (3−5) الإعاقة الأولى التي يمكن استخدامها مع أبعادها الفيزيائية والدارة المكافئة الموافقة المدروسة أعلاه [4].



الشكل (3–5) إعاقة تحريضية في دليل موجة [4]

نحسب الأبعاد الفيزيائية من العلاقات التالية: [4]

$$\frac{X_a}{Z_0}=\frac{2a}{\lambda_g}\left(\frac{a}{\pi D'}\right)^2 \qquad :\frac{\pi D'}{\lambda}\prec\prec 1 \tag{8-3}$$

$$\frac{X_b}{Z_0}=\frac{a}{8\lambda_g}\left(\frac{\pi D_1}{a}\right)^4 \qquad :\frac{\pi D_1}{\lambda}\prec\prec 1 \tag{9-3}$$

$$D'=\frac{d'}{\sqrt{2}}\frac{a'}{E(a')-a^2F(a')}$$

$$D'=\frac{d'}{\sqrt{2}}\left(1+\frac{1}{\pi d'}\ln\frac{4\pi d'}{el}\right) \qquad :\frac{l}{d'}\prec\prec 1 \tag{10-3}$$

$$\frac{l}{d'}=\frac{E(a)-a'^2F(a)}{E(a')-a^2F(a')}$$

حيث:

$$a=\sqrt{1-a'^2}$$

$$\mathrm{e}=2.718$$

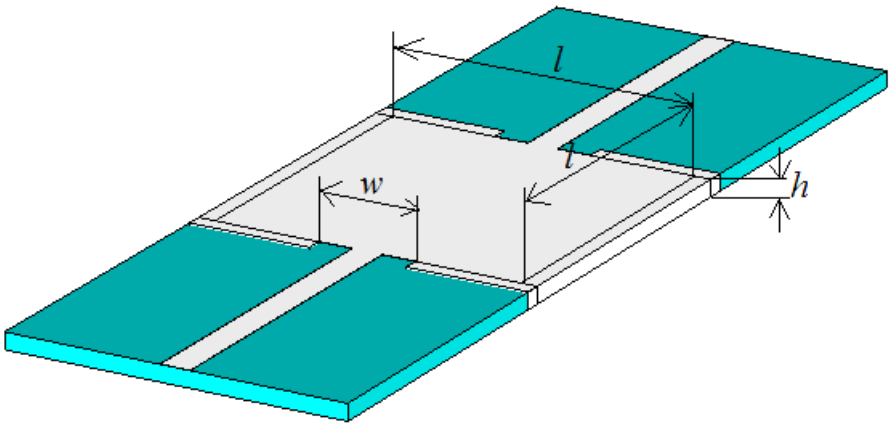
$$D_1=\sqrt[4]{\frac{a^2a'^2}{3}}\frac{l}{E(a')-a^2F(a')}=\sqrt[4]{\frac{a^2a'^2}{3}}\frac{d'}{E(a)-a'^2F(a)}$$

$$D_1=\sqrt[4]{\frac{a^2a'^2}{3}ld'} \qquad :\frac{l}{d'}\prec\prec 1 \tag{11-3}$$

حيث $F(a)$ و $E(a)$ هما تكاملين إيلليبتيكيين تامين من الصنف الأول (F complete elliptic integrals) والثاني E [4], يمكن إيجادهما باستخدام برنامج MATLAB. ويمكننا أن نستخدم مخططات من أجل تسهيل عملية الحساب, ونحصل على هذه المخططات من [4].

إذا اعتبرنا أن الجدران الفاصلة بين الفجوات, والتي تحيط بها جدراناً مثالية (وليست صفوف من ثقوب مطلية بالمعدن وذلك فقط من أجل شرح طريقة التصميم, بينما نقدم في الفصل الرابع نماذج لمرشحات SIW ذات جدران مشكلة من صفوف مطلية من الداخل بمادة ناقلة), يمكننا أن نطبق العلاقات السابقة مع المخططات المذكورة في إيجاد الأبعاد الفيزيائية لفتحات الترابط بين الفجوات ومع الوسط المحيط. إلا أنه لا يمكننا أن نجد حالة مطابقة تماماً لحالة جدران مشكلة من صفوف من الثقوب المطلية بالمعدن, والتي هي الحالة في تقنية SIW, وبالتالي علينا بعد الانتهاء من إيجاد هذه البارامترات الفيزيائية, أن نجري بعض التوليف لنحصل على قيم تحقق المطلوب بدقة مقبولة. وبدلاً عن ذلك فأننا سنعرض

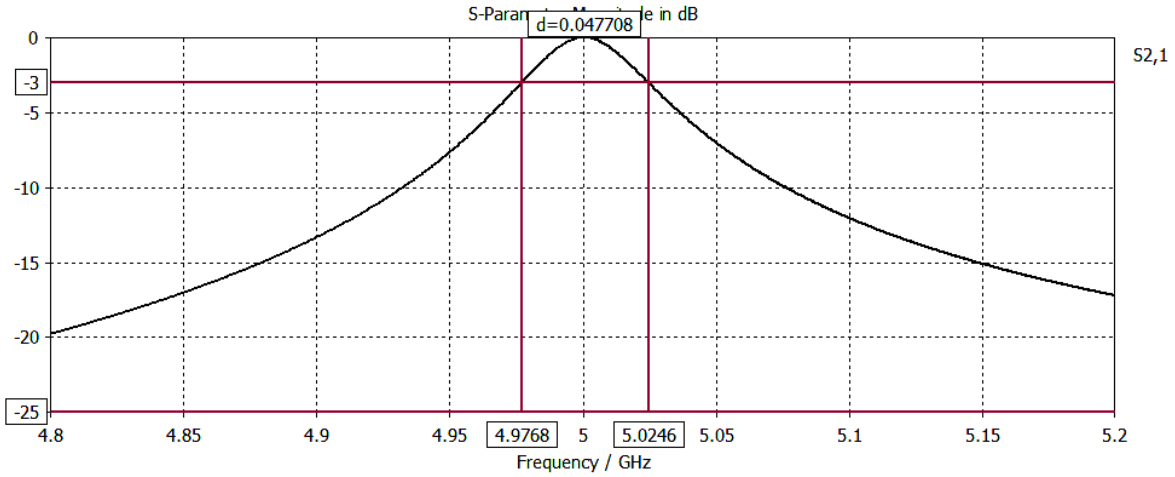
طريقة تُستخدم عادةً في حال عدم وجود حالات مطابقة لحالات المخططات الموجودة في ذلك المرجع, وهي نفس الطريقة المتبعة لاستخراج تلك المخططات في [4]. يبين الشكل (3–6) طريقة لوصل فجوة رنانة شرائحية مع خطوط نقل شرائحية Microstrip, مع الأبعاد الفيزيائية للفجوة ولمنطقة الوصل مع خط النقل الشرائحي الميكروي.



الشكل (3–6) طريقة وصل فجوة رنانة شرائحية مع خطوط نقل شرائحية Microstrip

حيث طول وعرض الفجوة الشرائحية هو l وارتفاعها h أما w فنرمز بها لعرض فتحة الترابط بين الفجوة الشرائحية وخط النقل الشرائحي, بينما نعتبر عرض جدران الفجوة وفتحة التربط ثابت يساوي 1mm. يأخذ بارامتر التشتت S_{21}, والذي يمثل معامل النقل بين الدخل والخرج بشكل عام (من أجل قيمة اعتباطية لعرض فتحة الترابط) لهذه الفجوة الموصولة بخطوط النقل الشرائحية الشكل (3–7), حيث نحصل على منحنيات الشكل (3–7) بإجراء محاكاة لبنية الشكل (3–6) باستخدام البرنامج CST Microwave Studio.

يُعطى عامل جودة الفجوة من استجابتها (S_{21}), بتقسيم تردد رنينها على عرض مجال تمريرها عند 3dB- (العلاقة (2–19)). ويتغير عامل الجودة مع تغير كل من عرض فتحة الترابط وعرض الجدار المشكل لفتحة الترابط, وبما أننا نثبت هنا عرض الجدار عند قيمة معينة (1mm), فإن عامل الجودة يتغير مع عرض فتحة الترابط (مع العلم هنا أن الممانعة المميزة لخطوط النقل الشرائحية هي 50Ω). بتغيير عرض فتحة الترابط, وإجراء محاكاة للبنية المبينة في الشكل (3–6) من أجل قيم مختلفة لعرض فتحة التربط, يمكننا أن نرسم منحني تغير عامل الترابط مع عرض فتحة الترابط, ويبين الجدول (3–2) والشكل (3–8) تبعية عامل الجودة لفتحة الترابط. أثناء المحاكاة نجد أن تردد رنين الفجوة الرنانة يتغير مع عرض فتحة الترابط, وبالتالي علينا إعادة إيجاد الأبعاد الجديدة للفجوة من أجل إعادة تردد الرنين إلى التردد المركزي المطلوب 5GHz, ويبين الجدول (3–2) أيضاً قيمة طول (وعرض) الفجوة الرنانة الجديد مع تغير عرض فتحة الترابط.



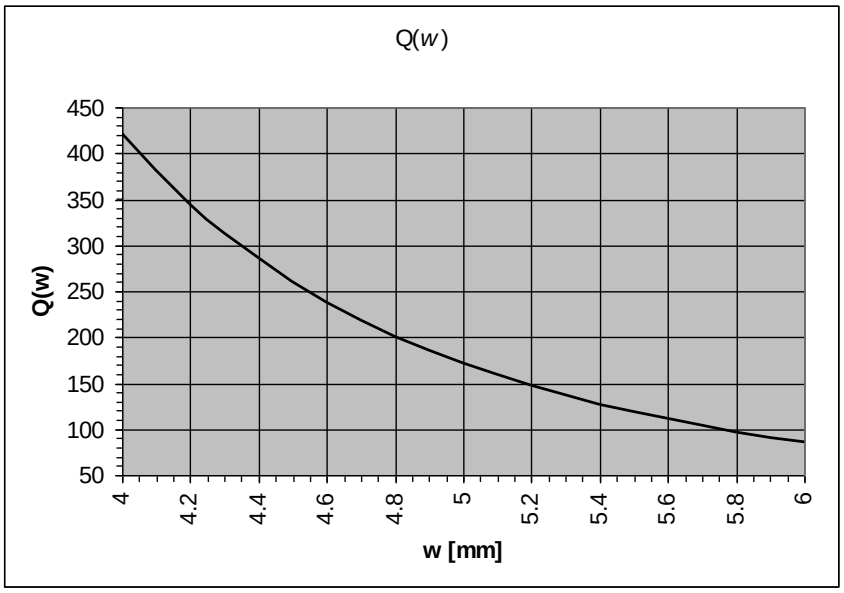
الشكل (3–7) تغير معامل النقل بين دخل وخرج فجوة SIW موصولة مع خطوط نقل شوائحية microstrip (الشكل (3–6))

بالنظر بالشكل (3–8) أو الجدول (3–2) يمكننا أن نجد أن عرض فتحة الترابط التي تحقق عامل الجودة المطلوب (134.349) (بالتقريب الخطي) هو تقريباً $w_i = w_o = 5.44\text{mm}$. وتكون أبعاد الفجوات (الأولية) على طرفي المرشح $L_1 = L_5 = 18.597\text{mm}$. (النتائج تقريبية)

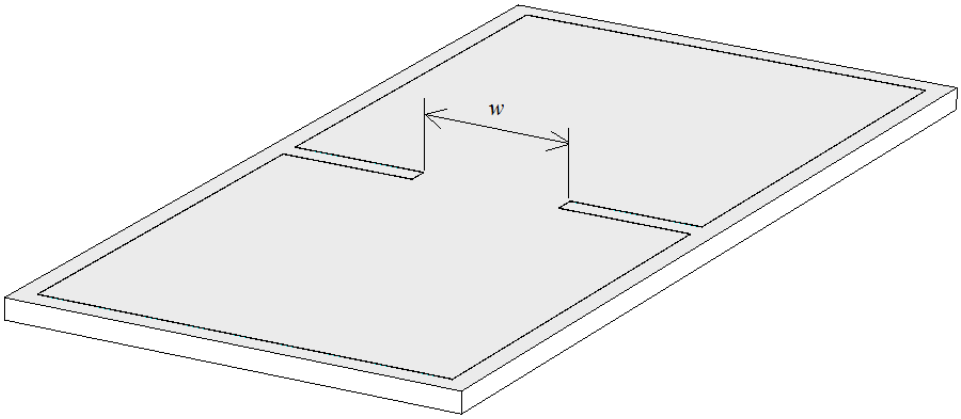
نستخدم نفس الطريقة لإيجاد عرض فتحة الترابط بين الفجوات الرنانة والتي تعطينا معاملات الترابط المذكورة في البند السابق. يبين الشكل (3–9) فجوتين شرائحيتين رنانتين مترابطتين بينهما فتحة ترابط عرضها w وسماكة الجدار الحاوي لهذه الفتحة والفاصل بين الفجوتين هى 1mm. حيث نفترض هنا أيضاً أن الجدران مثالية وليست صفوف من الثقوب المطلية من الداخل بالمعدن.

الجدول (3–2) تغير عامل جودة الفجوة SIW مع تغير عرض فتحة الترابط مع خطوط النقل الشرائحية الميكروية على الدخل والخرج

L (mm)	Q	w (mm)
19.263	422.0478	4
19.182	344.8276	4.2
19.095	285.3393	4.4
18.995	237.7104	4.6
18.94	200.892	4.8
18.79	171.3385	5
18.674	147.0761	5.2
18.555	127.3691	5.4
18.435	111.0001	5.6
18.301	97.20062	5.8
18.158	85.47739	6



الشكل (3–8) تغير عامل جودة الفجوة الشرائحية مع تغير عرض فتحة الترابط مع خطوط النقل الشرائحية على الدخل والخرج



الشكل (3–9) فجوتين شرائحيتين رنانتين مترابطتين بفتحة ترابط عرضها *w* وسماكة الجدار الحاوي لها 1mm ثابت.

لإيجاد معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطتين عادةً ما يتم وصل كل من الرنانتين بخط نقل ما (مثلاً خط نقل شرائحي microstrip) حيث يكون الترابط بين خطوط النقل والفجوات ضعيف week وعند إجراء محاكاة لاستخراج استجابة البنية الناتجة (S_{21}), فإننا نحصل على قمتين في الاستجابة, يتم استخدام الترددين المقابلين لهاتين القمتين من أجل حساب معامل الترابط. نحصل على هذين الترددين بسبب الربط بين الرنانتين؛ حيث سيحدث الرنين من أجل الفجوة الأساسية, ومن أجل فجوة جديدة ناتجة عن تحميل الفجوة الأساسية بفجوة أخرى عن طريق فتحة الترابط. إلا أننا هنا سنستخدم طريقة أخرى لإيجاد هذين الترددين, وهي باستخدام eigenmode solver, وهو أحد الحالَّات solvers التي تعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio, والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما, وبالتالي يمكننا أن

نحصل على هذين الترددين مباشرةً دون اللجوء إلى الترابط الضعيف بين كل من الفجوتين وخطوط نقل خارجية.

فإذا رمزنا لترددي الرنين المذكورين f_1 و f_2 فإنه يمكننا أن نحسب عامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطتين من ترددي الرنين المذكورين من العلاقة التالية: [21]

$$k = \frac{f_2^2 - f_1^2}{f_2^2 + f_1^2} \qquad (12-3)$$

بما أننا ثبتنا سماكة الجدار الذي يحوي فتحة الترابط بين الفجوتين الرنانتين (1mm), فإن معامل الترابط الناتج يبقى تابعاً لعرض فتحة الترابط بينهما. بتغير عرض الفتحة والذي نرمز له w نحصل على تبعية معامل الترابط لعرض الفتحة بإجراء المحاكاة وتطبيق العلاقة (3-12). يبين الجدول (3-3) والشكل (3-10) هذه التبعية. وجدنا أثناء المحاكاة أيضاً أن ترددي الرنين الذين نحصل عليهما ومع تغير عرض فتحة الترابط يبتعدان عن التردد المركزي المطلوب 5GHz, وبالتالي أيضاً أعدنا تغيير طول وعرض الفجوات من أجل إعادة التردد المركزي بين ترددي الرنين إلى التردد المركزي للمرشح المطلوب 5GHz. ويبين الجدول (3-3) أيضاً قيم l طول وعرض كل من الفجوتين المترابطتين الجديدتين, والتي تجعل التردد المركزي بين ترددي رنينهما يساوي 5GHz.

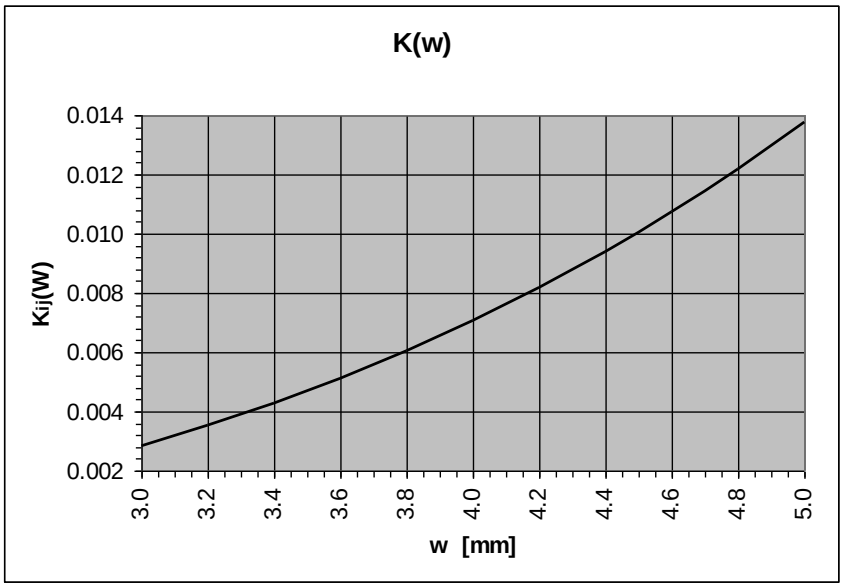
أيضاً يمكننا من الجدول (3-3) أو الشكل (3-10) أن نوجد عرض فتحة الترابط المقابلة لكل من معاملات الترابط المطلوبة (سماكة الجدار 1mm) نجد أن (باستخدام تقريب خطي) عرض الفتحة لكل من معاملات الترابط كما يلي:

من أجل $k_{12} = k_{45} = 0.0063795$ فإن عرض الفتحة يكون $w_{12} = w_{45} = 3.879\text{mm}$ وتكون أبعاد الفجوات $L_2 = L_4 = 19.719\text{mm}$

من أجل $k_{23} = k_{34} = 0.0048613$ فإن عرض الفتحة يكون $w_{23} = w_{34} = 3.552\text{mm}$ وتكون أبعاد الفجوة $L_3 = 19.763\text{mm}$

الجدول (3-3) تبعية معامل الترابط بين فجوتي SIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما

L (mm)	k	w (mm)
19.80490	0.00352	3.2
19.78080	0.00427	3.4
19.75600	0.00510	3.6
19.72870	0.00603	3.8
19.70000	0.00706	4
19.66980	0.00818	4.2
19.63670	0.00941	4.4



الشكل (3–10) تبعية معامل الترابط بين فجوتين رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما

عند حساب الفجوة الرنانة الشرائحية باستخدام SIW وحدها نجد أنه من أجل تردد رنين 5GHz يجب أن تكون أبعاد الفجوة $L = 19.98444\text{mm}$, أي أن أطوال الفجوات بوجود فتحات الترابط تنقص عنها في حال وجودها وحدها دون فتحات ترابط, وذلك بسبب وجود فتحات الترابط. كما أن الأطوال المحسوبة في المثال السابق هي ليست الأبعاد النهائية للفجوات, وذلك بسبب وجود فتحتي ترابط على طرفي كل من الفجوات. وبالتالي من أجل حساب أبعاد الفجوة الأولى (والأخيرة) يجب أن ننقِص أبعادها المحسوبة بقدر نصف الفرق بين البعد الأساس للفجوة وحدها والفجوة بوجود خطوط الربط microstrip وأيضاً بقدر الفرق بين بعد الفجوة الأساسية والفجوة بوجود فتحة الترابط بينها وبين الفجوة الثانية. أي:

$$l_1 = l_5 = L - (L - L_1)/2 - (L - L_2)$$

ومن أجل حساب أبعاد الفجوة الثانية يجب أن ننقص أبعاد الفجوة الأساسية L بقدر فرق البعد بينها وبين الفجوة الأولى وفرق البعد بينها وبين الفجوة الثالثة, أي:

$$l_2 = l_4 = L - (L - L_2) - (L - L_3)$$

وبالمثل يكون:

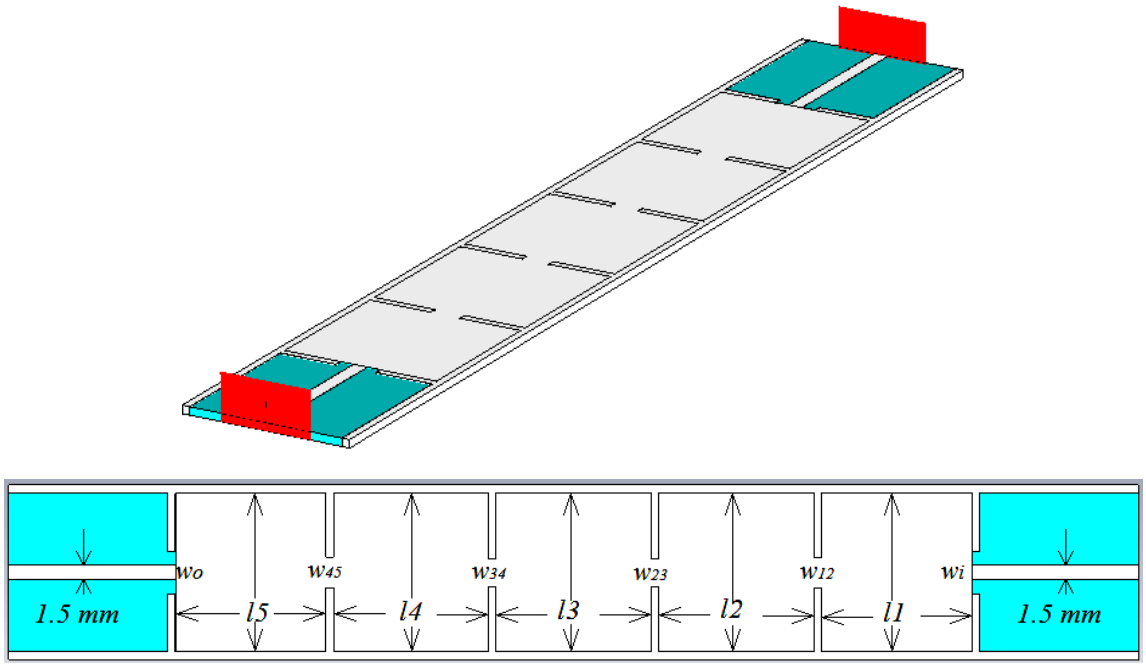
$$l_3 = L - (L - L_3) - (L - L_3)$$

وبالتالي فإن الأبعاد النهائية لفجوات المرشح ستكون

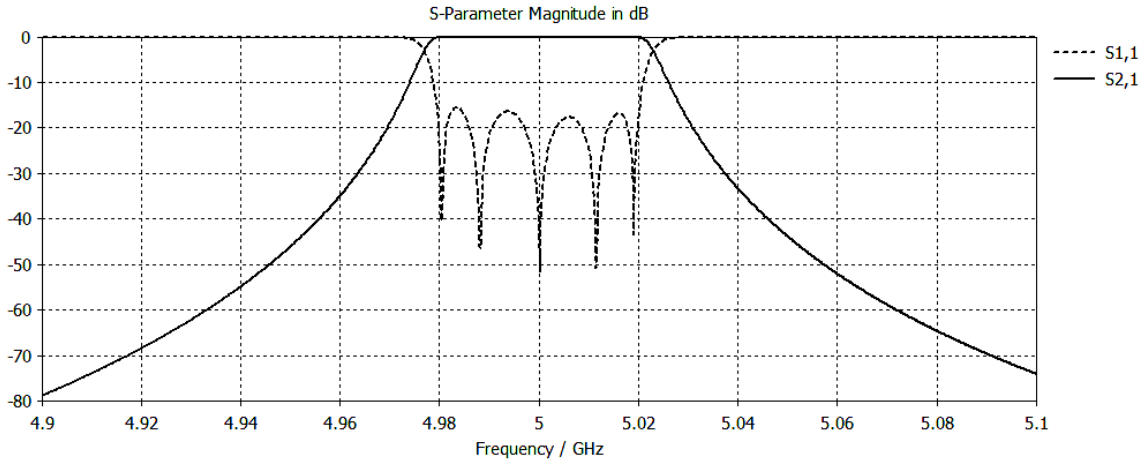
$$l_1 = l_5 = 18.951\text{mm} \quad \text{و} \quad l_2 = l_4 = 19.46\text{mm} \quad \text{و} \quad l_3 = 19.505\text{mm}$$

وباستخدام قاعدة عازلة سماكتها 1mm وثابت عازليتها 4.5, فإنه يمكننا تشكيل المرشح برنانات SIW من الأبعاد الفيزيائية المحسوبة في هذه الفقرة, حيث أن سماكة الجدران التي تحيط بالفجوات هي 1mm, وعرض خط النقل الشرائحي الميكروي microstrip هو 1.5mm (ممانعته المميزة 50Ω). ومنه

فإننا نحصل على المرشح المبين في الشكل (3–11), بينما يبين الشكل (3–12) استجابة هذا المرشح والتي نحصل عليها بإجراء محاكاة لهذا المرشح باستخدام البرنامج CST MicroWave Studio.



الشكل (3–11) مرشح من الدرجة الخامسة مؤلف من خمسة فجوات SIW مترابطة



الشكل (3–12) الاستجابة الترددية لمرشح الفجوات الشرائحية الرنانة المترابطة والوارد في المثال السابق المبين في الشكل (3–11)

لقد أوضحنا في المثال السابق طريقة تصميم مرشح أمواج ميكروية نوع تمرير مجال باستخدام رنانات مترابطة مشكلة من فجوات SIW, وذكرنا أن الفجوات الشرائحية المستخدمة هي فجوات مثالية حيث استبدلنا (وفقط لتوضيح طريقة التصميم) صفوف الثقوب (المطلية من الداخل بمادة ناقلة) بجدران معدنية مثالية. وسنوضح في الأمثلة التالية طريقة وصل فجوات SIW ذات نصف النمط HMSIW وربع النمط QMSIW بين بعضها البعض وطريقة وصلها مع خطوط نقل شرائحية ميكروية microstrip وذلك أثناء تصميم مرشحات باستخدام هذه الأنواع من الفجوات. سنأخذ ثلاثة حالات بسيطة الأولى هي تصميم

مرشح من الدرجة الثانية باستخدام فجوتي SIW تقليديَّتين. بينما وبنفس الطريقة نشرح في مثال ثاني تصميم مرشح من الدرجة الثانية باستخدام فجوتي HMSIW. وفي المثال الثالث وبنفس الطريقة نشرح تصميم مرشح من الدرجة الثانية أيضاً باستخدام فجوات QMSIW. وفي كل من الأمثلة الثلاثة نستخدم وللتوضيح فقط جدراناً مثالية بدلاً عن الثقوب المطلية من الداخل بالمعدن, ونستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5. ونجري مقارنة بين حجوم المرشحات الثلاثة. بينما سنرى في الفصل الرابع مرشحات تستخدم النوعين من الفجوات باستخدام صفوف من الثقوب المطلية من الداخل بالمعدن كجدران تحيط بالفجوات المستخدمة.

3-3. مرشحات فجوات نصف النمط وربع النمط المترابطة

سنقترح في هذه الفقرة مرشح مؤلف من رنانات دليل موجة شرائحي مصغَّرة مساحة سطحها تساوي نصف أو ربع مساحة الرنانة الأساسية المشتقة منها والواردة في الفقرة السابقة. وسندرس أمثلة توضح طريقة التصميم, وتبين الفرق في مساحات المرشحات النهائية نجري مقارنة بين هذين المرشحين والمرشح المشكل من فجوتين SIW, حيث تتم دراسة المرشحات باستخدام برنامج محاكاة البنى الكهراطيسية CST Microwave Studio. سنختار نفس مواصفات المرشحات من أجل المقارنة, وهي مرشحات بسيطة من الدرجة الثانية عرض مجال تمريرها 100MHz حول التردد المركزي 5GHz, وفي كل من الحالات الثلاثة نستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5.

3-3-1. مرشح مؤلف من فجوتين SIW مترابطتين.

المرشح المطلوب هو مرشح تمرير مجال من الدرجة الثانية عرض مجال تمريره 100MHz حول التردد المركزي 5GHz. باستخدام العلاقات (1-10) (1-11) (1-12) أو من الجدول (3-1), يمكننا أن نجد أن بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير وهي:

$$g_1 = 0.8431 \quad \text{و} \quad g_2 = 0.622 \quad \text{و} \quad g_3 = 1.3554$$

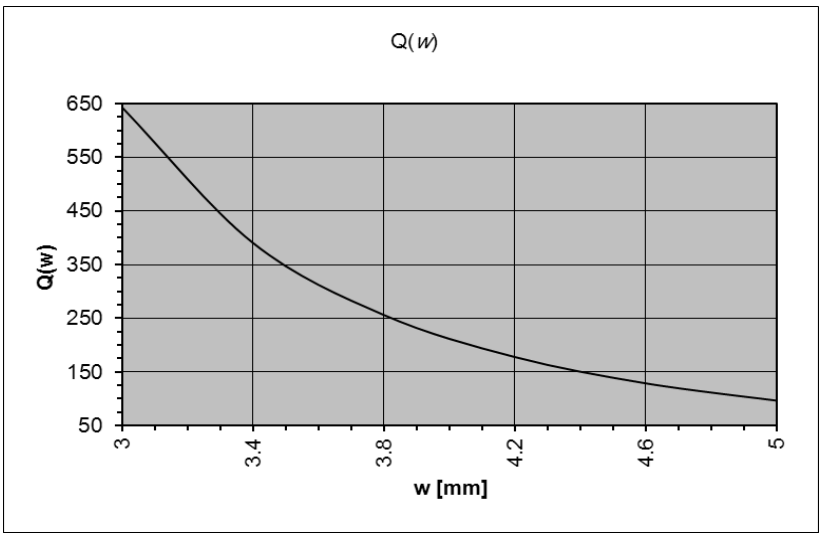
ومن العلاقات (1-21) (1-23) (1-24) نجد أن معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين $k_{12} = 0.0276184$, وعاملي الجودة على نهايتي المرشح هما $Q_i = Q_o = 118.61$. وبنفس الطريقة المتبعة في الفقرة: 3-2-3. يمكننا أن نوجد منحنيات وجداول تعطي تغيرمعامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين مع تغير عرض الفتحة بينهما, وتغير عامل الجودة بدلالة فتحة الترابط بين الفجوة وخط النقل الشرائحي microstrip. ويبين الشكل (3-6) طريقة وصل فجوة SIW مع خطوط نقل شرائحية ميكروية.

يتغير عامل الجودة المحمل لفجوة SIW الرنانة مع تغير عرض الفتحة الموجودة بين خط النقل الشرائحي الميكروي, والفجوة نفسها أي w المبينة في الشكل (3-6). ويمكننا بإجراء محاكاة لهذه البنية

الهندسية أن نوجد عامل الجودة بتقسيم التردد المركزي, أو تردد رنين الفجوة على عرض مجال تمريرها عند 3dB-, (العلاقة (2–19)). ومع تغير عرض الفتحة w سيتغير تردد رنين الفجوة, وبالتالي علينا إعادة ضبط أبعاد الفجوة أي البعد l, بحيث نحصل على نفس تردد الرنين. وبإجراء المحاكاة من أجل قيم مختلفة لعرض الفتحة w, يمكننا أن نحصل على الشكل (3–13) الذي يبين لنا تغيرات عامل الجودة Q مع تغير عرض الفتحة من أجل تردد رنين 5GHz. كما نبين النتائج أيضاً في الجدول (3–4) الذي يعطينا تغيرات عامل الجودة Q وبعد الفجوة الرنانة l مع تغير عرض الفتحة w, مع العلم هنا أن سماكة القاعدة العازلة المستخدمة هي 0.8mm وثابت عازليتها 4.5. كما أن هناك بعض العوامل الأخرى التي تؤثر على عامل الجودة - كما أشرنا في الفصل الثاني - كسماكة الجدار الذي نشكِّل فيه فتحة الترابط حيث اخترنا هذه السماكة 0.8mm, بالإضافة إلى ارتفاع القاعدة العازلة.

الجدول (3–4) تغيرات Q عامل الجودة و l بعد الفجوة SIW
مع تغير البعد w عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي الميكروي

L (mm)	Q	w (mm)
19.766	643.5006	3
19.705	390.686	3.4
19.629	256.292	3.8
19.545	177.9803	4.2
19.45	129.009	4.6
19.343	96.71741	5



الشكل (3–13) تغير عامل جودة فجوة SIW رنانة عند تردد رنين 5GHz
تستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5

من أجل عامل الجودة $Q_i = Q_o = 118.61$, يمكننا أن نوجد قيمة عرض الفتحة من الشكل (3–13) أو من الجدول (3–4) بالتقريب الخطي, فنجد أن: $w_i = w_o = 4.729\text{mm}$. كما يمكننا أن نوجد القيمة الأولية لبعد الفجوة أيضاً بالتقريب الخطي من الجدول (3–4) فنجد أن: $L_1 = 19.416\text{mm}$.

أيضاً بنفس الطريقة المشروحة في الفقرة السابقة: 3-2-3. يمكننا أن نوجد معامل الترابط بين فجوتي SIW الرنانتين كتابع لعرض الفتحة بينهما. ويبين الشكل (3-9) إحدى طرائق وصل أو ربط رنانتي SIW ببعضهما البعض. وبما أن معامل الترابط بين الفجوتين k يتغير مع عرض الفتحة بينهما ومن أجل قاعدة عازلة لها نفس المواصفات أي ثابت عازلية 4.5 وسماكة 0.8mm, فإنه يمكننا أن نجري محاكاة للبنية الواردة في الشكل (3-9), لنحصل منها على ترددي رنين f_1 و f_2 يمكن أن نستخدمهما في العلاقة (3-12) كي نحسب معامل الترابط, وأيضاً نعيد المحاكاة من أجل قيم مختلفة لعرض الفتحة w, وفي كل مرة نعيد ضبط بعد الفجوة l؛ بحيث يكون ترددي الرنين المذكورين متمركزين حول تردد رنين الفجوة الأساسي 5GHz, ويمكننا عندها أن نحصل على المنحني المبين في الشكل (3-14), والذي يبين لنا تغير معامل الترابط مع تغير عرض الفتحة بين الفجوتين. كما يمكننا أن نحصل على منحني آخر من أجل تغير بعد الفجوة l. ويبين الجدول (3-5) تغير كل من معامل الترابط k بين فجوتي SIW, وبعد الفجوة l, مع تغير عرض الفتحة بينهما.

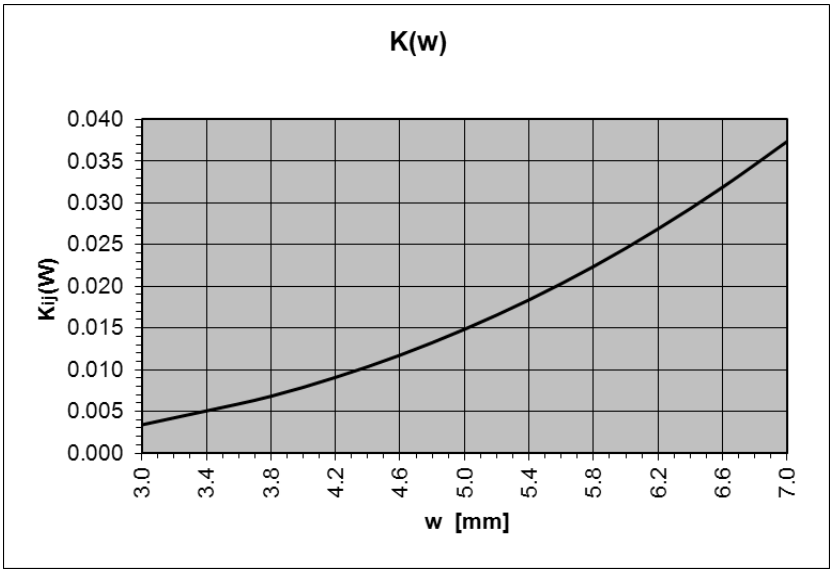
من أجل معامل ترابط $k_{12} = 0.0276184$, يمكننا أن نجد من الجدول (3-5), أو من الشكل (3-14), أن عرض الفتحة بين الفجوتين الرنانتين سيكون: $w = 6.259$mm. كما يمكننا أن نوجد بعد الفجوة (كقيمة أولية أيضاً) من الجدول (3-5), فنجد أن: $L_2 = 19.591$mm.

من أجل حساب الأبعاد النهائية للمرشح علينا أن نوجد بعد الفجوة L عندما تكون الفجوة معزولة وحدها دون ربطها مع فجوة أخرى, أو مع خط نقل شرائحي ميكروي, كما هو مذكور في الفصل الثاني. نجد بالمحاكاة أيضاً أنه من أجل: $L = 19.958$mm فإن تردد الرنين سيكون: 5GHz. وتكون الأبعاد النهائية:

$$l = L - (L - L_1)/2 - (L - L_2) = 19.32\text{mm}$$

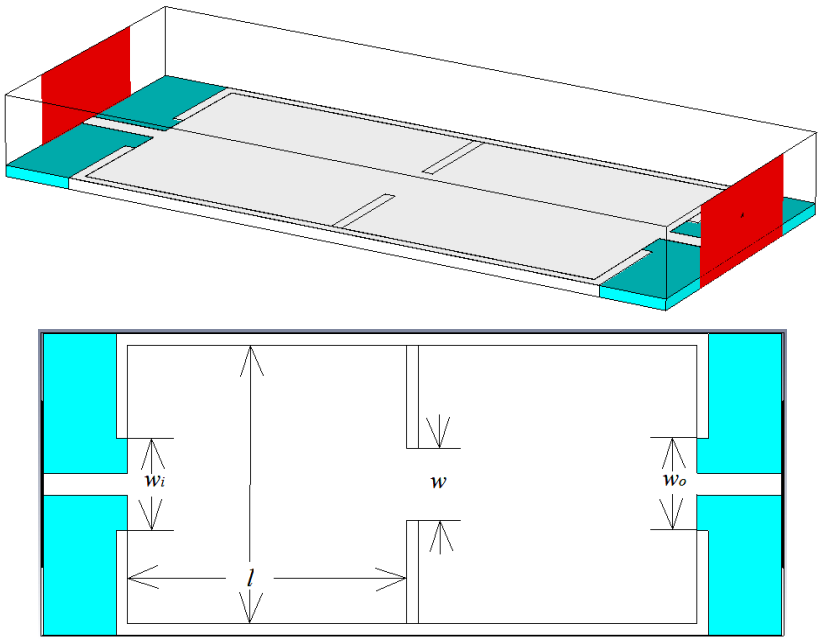
الجدول (3-5) تغير معامل الترابط k بين فجوتي SIW وبعد الفجوة l مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)

L (mm)	k	w (mm)
19.882	0.00339999	3.0
19.861	0.00506366	3.4
19.836	0.00682192	3.8
19.808	0.00907981	4.2
19.775	0.01174360	4.6
19.738	0.01483918	5.0
19.694	0.01836845	5.4
19.649	0.02236520	5.8
19.599	0.02688114	6.2
19.546	0.03186790	6.6
19.488	0.03735096	7.0

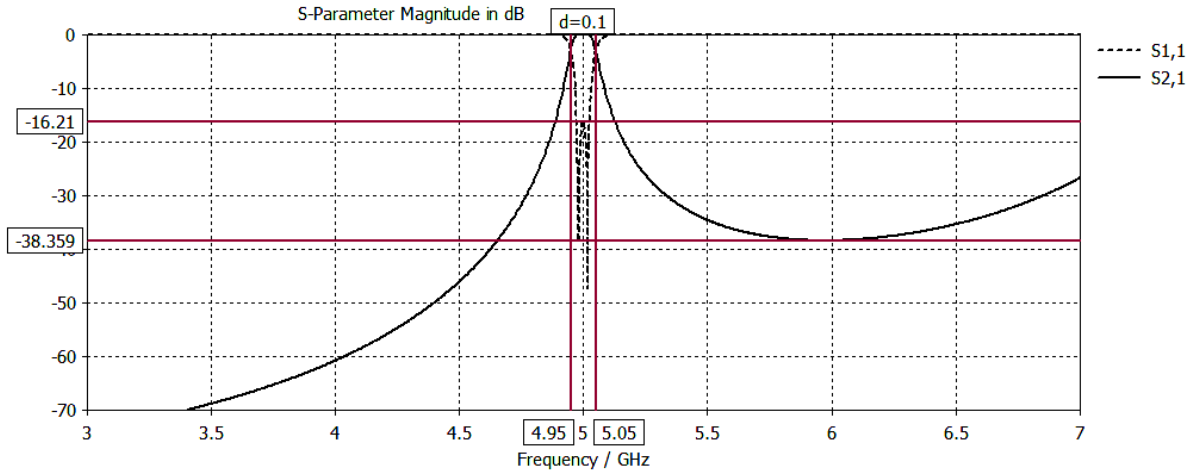


الشكل (3–14) تغير معامل الترابط k بين فجوتي SIW مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)

ويبين الشكل (3–15) المرشح بالشكل النهائي, بينما يبين الشكل (3–16) استجابة هذا المرشح.



الشكل (3–15) مرشح مؤلف من فجوتي SIW مترابطتين (سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)



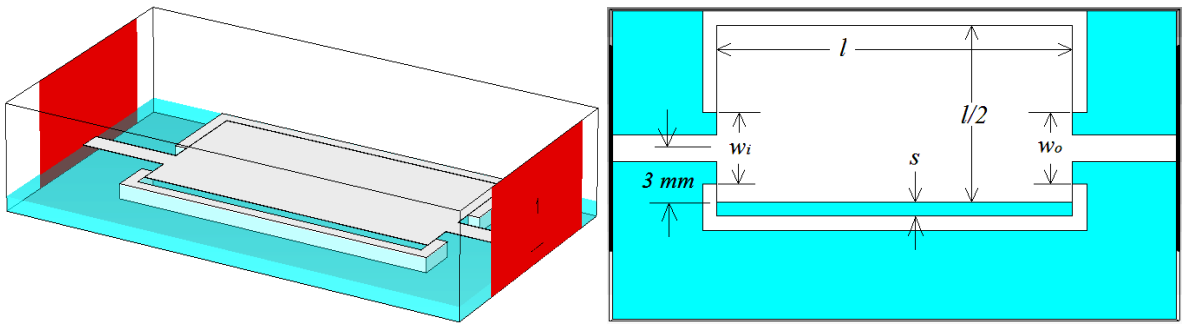
الشكل (3–16) استجابة مرشح مؤلف من فجوتي SIW مترابطتين

3–3–2. مرشح فجوتين HMSIW مترابطتين:

المرشح المطلوب هو مرشح تمرير مجال من الدرجة الثانية عرض مجال تمريره 100MHz حول التردد المركزي 5GHz. بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير لهذا المرشح هي نفسها الواردة في المثال السابق في الفقرة: 3–3–1. وهي:

$$g_1 = 0.8431 \quad \text{و} \quad g_2 = 0.622 \quad \text{و} \quad g_3 = 1.3554$$

ومنه أيضاً فإن عامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين $k_{12} = 0.0276184$ وعاملي الجودة على نهايتي المرشح هما: $Q_i = Q_o = 118.61$. وبنفس الطريقة المتبعة سابقاً يمكننا أن نوجد منحنيات وجداول تعطي عامل الترابط بين الفجوات الرنانة, ومعامل الجودة بدلالة فتحات الترابط. ويبين الشكل (3–17) طريقة وصل فجوة HMSIW مع خطوط نقل شرائحية ميكروية. (المسافة بين الجانب المفتوح من الفجوة والجدار المجاور له s تساوي 0.8mm)



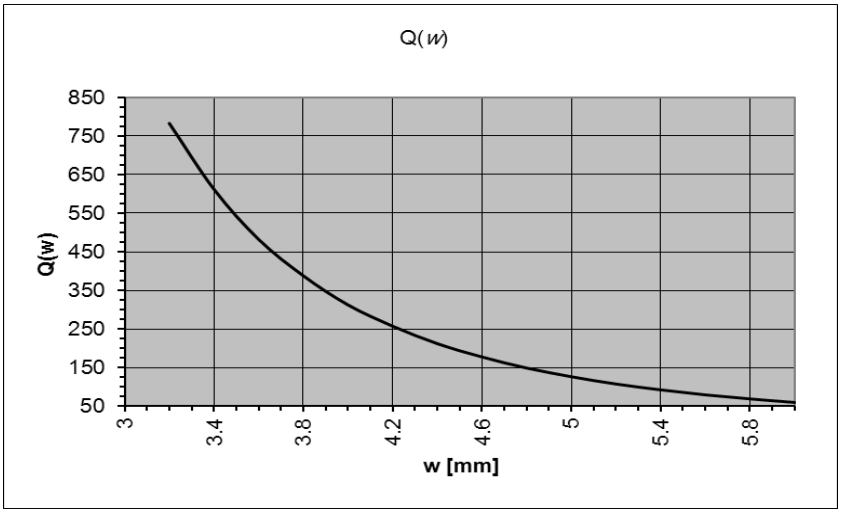
الشكل (3–17) وصل فجوة HMSIW مع خطوط نقل شرائحية ميكروية

يتغير عامل الجودة المحمل لفجوة HMSIW الرنانة مع تغير عرض الفتحة الموجودة بين خط النقل الشرائحي الميكروي والفجوة نفسها, أي w المبينة في الشكل (3–17). ويمكننا بإجراء محاكاة لهذه

البنية الهندسية أن نوجد عامل الجودة, بتقسيم التردد المركزي, أو تردد رنين الفجوة على عرض مجال تمريرها عند 3dB- (العلاقة (2–19)). ومع تغير عرض الفتحة *w* سيتغير تردد رنين الفجوة, وبالتالي علينا إعادة ضبط أبعاد الفجوة أي البعد *l*؛ بحيث نحصل على نفس تردد الرنين. وبإجراء المحاكاة من أجل قيم مختلفة لعرض الفتحة *w* يمكننا أن نحصل على الشكل (3–18) الذي يبين لنا تغيرات عامل الجودة *Q* مع تغير عرض الفتحة من أجل تردد رنين: 5GHz. كما نبين النتائج أيضاً في الجدول (3–6) الذي يعطينا تغيرات عامل الجودة *Q*, وبعد الفجوة الرنانة *l* مع تغير عرض الفتحة *w*, مع العلم هنا أن سماكة القاعدة العازلة المستخدمة هي 0.8mm وثابت عازليتها 4.5. كما أن هناك بعض العوامل الأخرى التي تؤثر على عامل الجودة - كما أشرنا في الفصل الثاني - كوجود علبة تحجِّب الفجوة وارتفاع تلك العلبة الذي اخترناه هنا هو: 5mm, وبعد الحاجز المتوضع بجانب تلك الفجوة عنها *s* والذي اخترناه هنا: 0.8mm.

الجدول (3–6) تغيرات *Q* عامل الجودة و *l* بعد الفجوة HMSIW
مع تغير البعد *w* عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي الميكروي

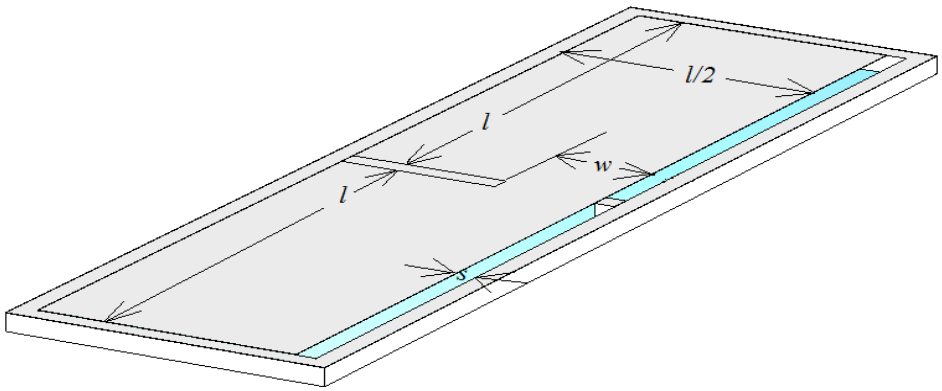
L (mm)	*Q*	*w* (mm)
19.764	257.4135	4.2
19.705	212.0441	4.4
19.643	177.5694	4.6
19.58	148.9603	4.8
19.507	126.4638	5
19.433	107.4714	5.2
19.351	92.3651	5.4
19.27	79.45715	5.6
19.169	68.89615	5.8
19.075	59.74572	6



الشكل (3–18) تغير عامل جودة فجوة HMSIW رنانة تردد رنينها 5 GHz
تستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8m وثابت عازليتها 4.5

من أجل عامل الجودة $Q_i = Q_o = 118.61$, يمكننا أن نوجد قيمة عرض الفتحة من الشكل (3–18) أو من الجدول (3–6) بالتقريب الخطي, فنجد أن: $w_i = w_o = 5.083\text{mm}$. كما يمكننا أن نوجد القيمة الأولية لبعد الفجوة أيضاً بالتقريب الخطي من الجدول (3–6) فنجد أن: $L_1 = 19.476\text{mm}$.

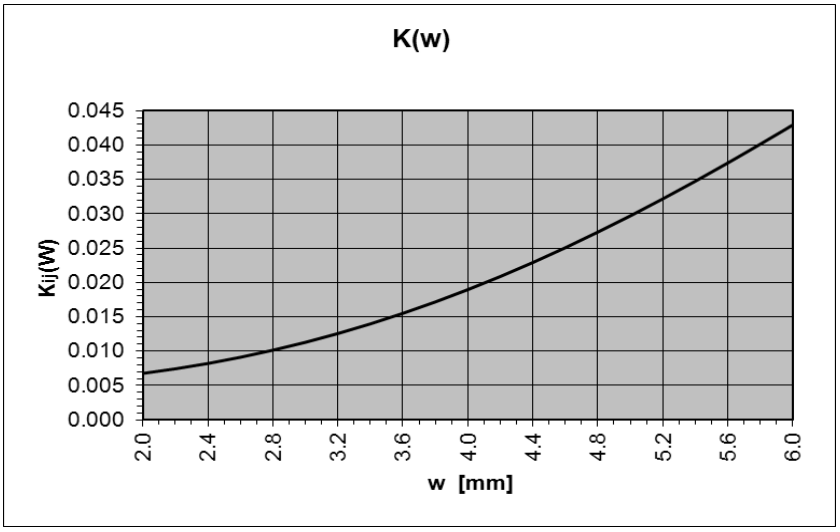
أيضاً بنفس الطريقة المشروحة في الفقرة السابقة: 3–2–3. يمكننا أن نوجد معامل الترابط بين فجوتي HMSIW الرنانتين كتابع لعرض الفتحة بينهما. ويبين الشكل (3–19) إحدى طرائق وصل أو ربط رنانتي HMSIW ببعضهما البعض. وبما أن معامل الترابط بين الفجوتين k يتغير مع عرض الفتحة بينهما -(بالإضافة إلى ارتفاع العلبة الذي نعتبره هنا ثابتاً يساوي 5mm وبعد الحاجز المعدني عن الطرف المفتوح من الفجوة s)- ومن أجل نفس القاعدة العازلة, فإننه يمكننا أن نجري محاكاة للبنية الواردة في الشكل (3–19), لنحصل منها على ترددي رنين f_1 و f_2 يمكن أن نستخدمهما في العلاقة (3–12) كي نحسب معامل الترابط, وأيضاً نعيد المحاكاة من أجل قيم مختلفة لعرض الفتحة w, وفي كل مرة نعيد ضبط بعد الفجوة l؛ بحيث يكون ترددي الرنين المذكورين متمركزين حول تردد رنين الفجوة الأساسي 5GHz, ويمكننا عندها أن نحصل على المنحني المبين في الشكل (3–20), والذي يبين لنا تغير معامل الترابط مع تغير عرض الفتحة بين الفجوتين. كما يمكننا أن نحصل على منحني آخر من أجل تغير بعد الفجوة l. ويبين الجدول (3–7) تغير كل من معامل الترابط k بين فجوتي HMSIW, وبعد الفجوة l, مع تغير عرض الفتحة بينهما.



الشكل (3–19) فجوتي HMSIW مترابطتين عبر فتحة ترابط

الجدول (3–7) تغير معامل الترابط k بين فجوتي HMSIW وبعد الفجوة l مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)

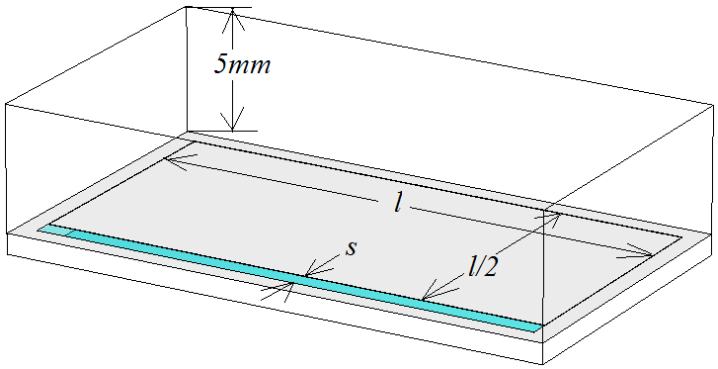
L	k	w (mm)
20.470	0.01550507	3.6
20.425	0.01895531	4.0
20.3750	0.02290300	4.4
20.3220	0.02733489	4.8
20.2650	0.03217167	5.2



الشكل (3–20) تغير معامل الترابط k بين فجوتي HMSIW مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)

ومن أجل معامل ترابط $k_{12} = 0.0276184$ يمكننا أن نجد من الجدول (3–7) أو من الشكل (3–20) أن عرض الفتحة بين الفجوتين الرنانتين سيكون: $w = 4.811\text{mm}$. كما يمكننا أن نوجد بعد الفجوة (كقيمة أولية أيضاً) من الجدول (3–7) فنجد أن: $L_2 = 20.32\text{mm}$.

ومن أجل حساب الأبعاد النهائية للمرشح علينا أن نوجد بعد الفجوة L عندما تكون الفجوة معزولة وحدها دون ربطها مع فجوة أخرى أو مع خط نقل شرائحي ميكروي, كما يبين الشكل (3–21). (نجد بالمحاكاة أيضاً أنه من أجل $s = 0.8\text{mm}$) فإن $L = 20.726\text{mm}$ فإن تردد الرنين سيكون 5GHz.

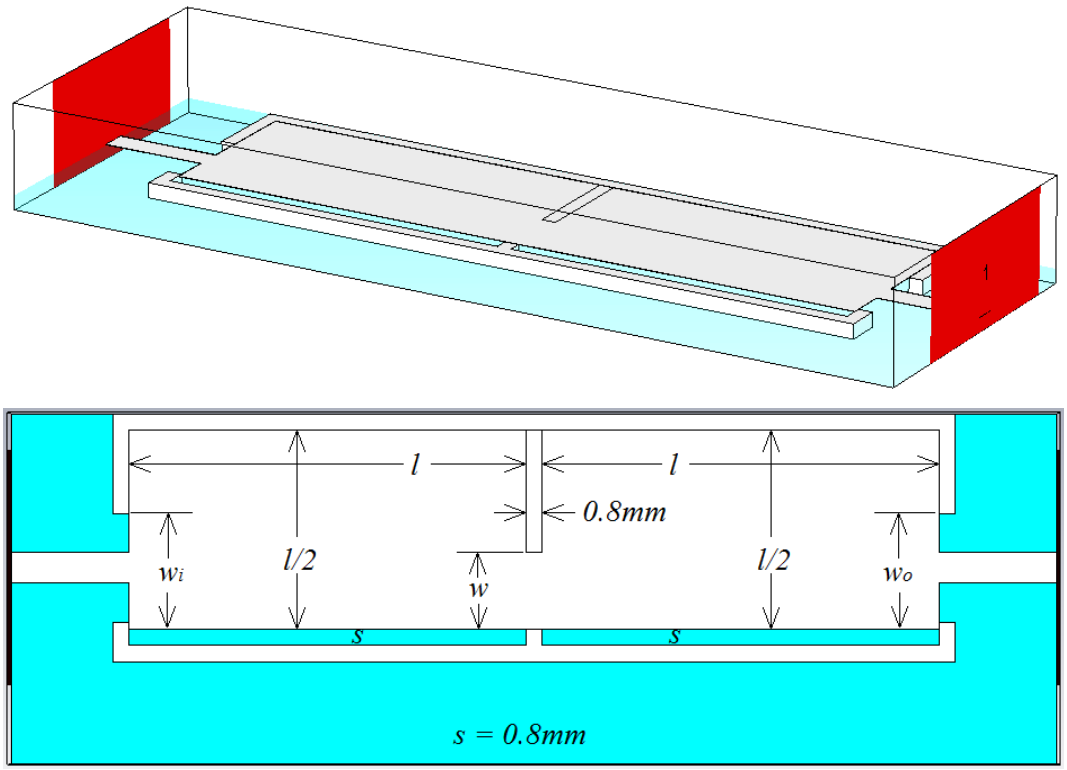


الشكل (3–21) فجوة HMSIW معزولة

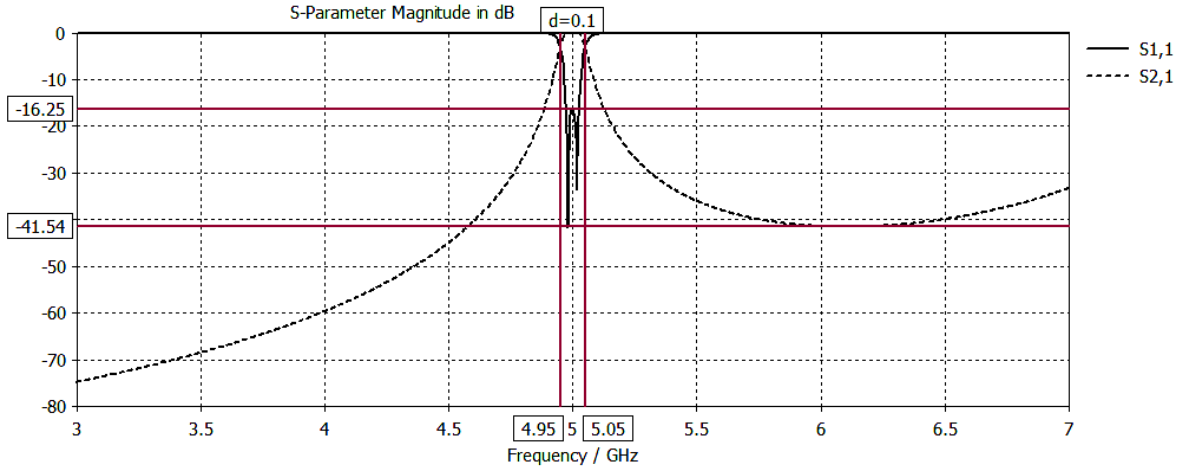
وتكون الأبعاد النهائية:

$$l = L - (L - L_1)/2 - (L - L_2) = 19.695\text{mm}$$

ويبين الشكل (3–22) الشكل النهائي للمرشح, بينما يبين الشكل (3–23) استجابة هذا المرشح.



الشكل (3–22) مرشح مؤلف من فجوتي HMSIW مترابطتين (سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)



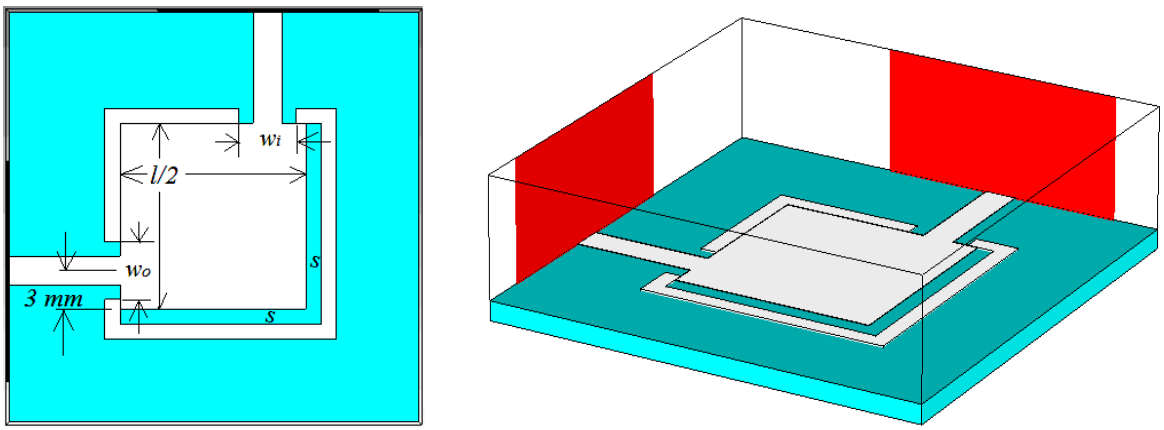
الشكل (3–23) استجابة مرشح مؤلف من فجوتي HMSIW مترابطتين

3–3–3. مرشح فجوتين QMSIW مترابطتين:

المرشح المطلوب هو مرشح تمرير مجال من الدرجة الثانية عرض مجال تمريره 100MHz حول التردد المركزي 5GHz. بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير لهذا المرشح هي نفسها الواردة في المثال السابق في الفقرة: 3–3–1. وهي:

$$g_1 = 0.8431 \quad \text{و} \quad g_2 = 0.622 \quad \text{و} \quad g_3 = 1.3554$$

ومنه أيضاً فإن عامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين k_{12} = 0.0276184, وعاملي الجودة على نهايتي المرشح هما $Q_i = Q_o$ = 118.61. وبنفس الطريقة المتبعة سابقاً يمكننا أن نوجد منحنيات, وجداول تعطي عامل الترابط بين الفجوات الرنانة, ومعامل الجودة بدلالة فتحات الترابط. ويبين الشكل (3-24) طريقة وصل فجوة QMSIW مع خطوط نقل شرائحية ميكروية. (s = 0.8mm)

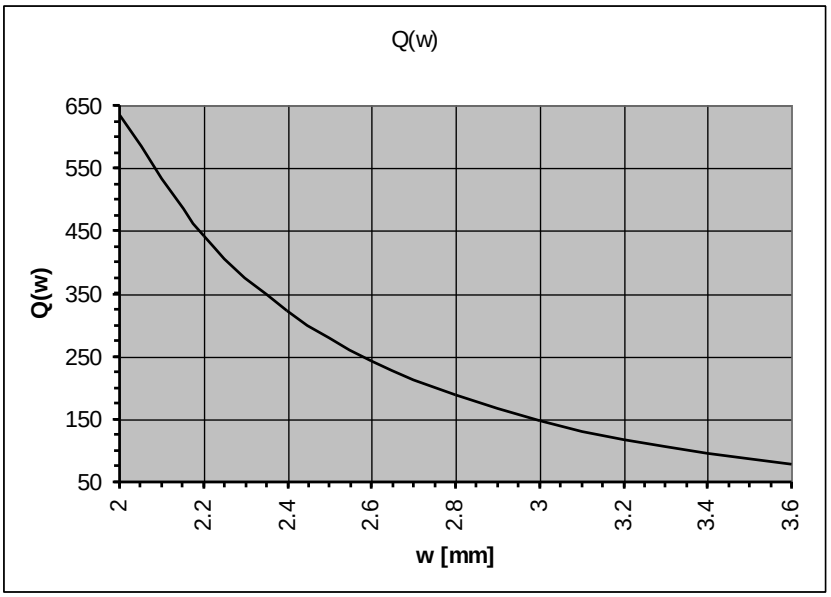


الشكل (3-24) وصل فجوة QMSIW مع خطوط نقل شرائحية ميكروية

يتغير عامل الجودة المحمل لفجوة QMSIW الرنانة مع تغير عرض الفتحة الموجودة بين خط النقل الشرائحي الميكروي والفجوة نفسها أي w المبينة في الشكل (3-20). ويمكننا بإجراء محاكاة لهذه البنية الهندسية أن نوجد عامل الجودة بتقسيم التردد المركزي أو تردد رنين الفجوة على عرض مجال تمريرها عند -3dB (العلاقة: (2-19)). ومع تغير عرض الفتحة w سيتغير تردد رنين الفجوة, وبالتالي علينا إعادة ضبط أبعاد الفجوة أي البعد l؛ بحيث نحصل على نفس تردد الرنين. وبإجراء المحاكاة من أجل قيم مختلفة لعرض الفتحة w يمكننا أن نحصل على الشكل (3-25) الذي يبين لنا تغيرات عامل الجودة Q مع تغير عرض الفتحة من أجل تردد رنين 5GHz. كما نبين النتائج أيضاً في الجدول (3-8) الذي يعطينا تغيرات عامل الجودة Q وبعد الفجوة الرنانة l مع تغير عرض الفتحة w, مع العلم هنا أن سماكة القاعدة العازلة المستخدمة هي 0.8mm وثابت عازليتها 4.5. كما أن هناك بعض العوامل الأخرى التي تؤثر على عامل الجودة كما أشرنا في الفصل الثاني, كوجود علبة تحجِّب الفجوة, وارتفاع تلك العلبة الذي اخترناه هنا 5mm, وبعد الحاجز المتوضع بجانب تلك الفجوة عنها s, والذي اخترناه هنا 0.8mm.

الجدول (3-8) تغيرات Q عامل الجودة و l بعد الفجوة QMSIW
مع تغير البعد w عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي الميكروي

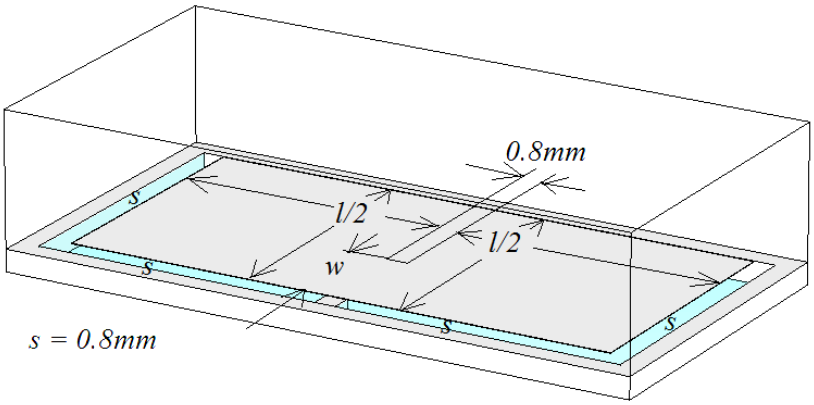
L [mm]	Q	w [mm]
19.668	243.2972	2.6
19.593	187.6454	2.8
19.518	147.6799	3
19.429	118.2173	3.2
19.334	95.63338	3.4



الشكل (3–25) تغير عامل جودة فجوة QMSIW رنانة عند تردد رنين 5 GHz
تستخدم قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5

من أجل عامل الجودة $Q_i = Q_o = 118.61$, يمكننا أن نوجد قيمة عرض الفتحة من الشكل (3–25) أو من الجدول (3–8) بالتقريب الخطي, فنجد أن: $w_i = w_o = 3.198$ كما يمكننا أن نوجد القيمة الأولية لبعد الفجوة أيضاً بالتقريب الخطي من الجدول (3–8) فنجد أن: $L_1 = 19.43\text{mm}$

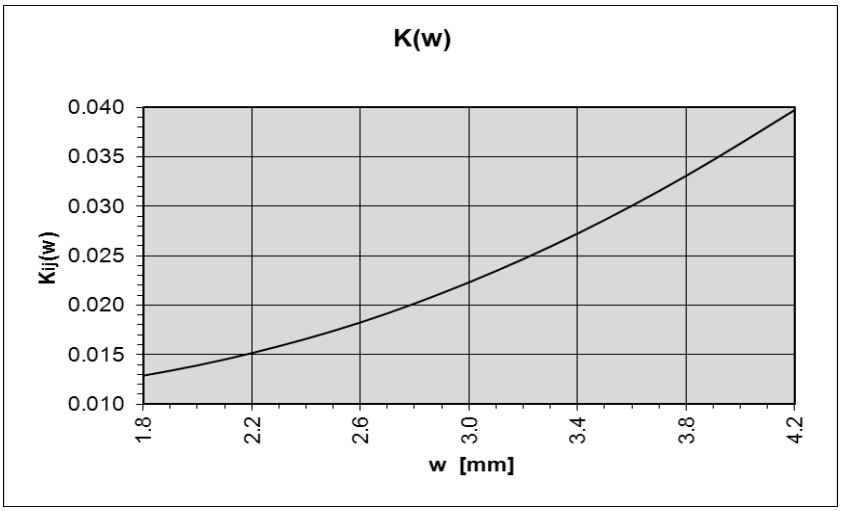
أيضاً بنفس الطريقة المشروحة في الفقرة السابقة, يمكننا أن نوجد معامل الترابط بين فجوتي QMSIW الرنانتين كتابع لعرض الفتحة بينهما. ويبين الشكل (3–26) إحدى طرائق وصل أو ربط رنانتي QMSIW ببعضهما البعض. وبما أن معامل الترابط بين الفجوتين k يتغير مع عرض الفتحة بينهما -(بالإضافة إلى ارتفاع العلبة الذي نعتبره هنا ثابتاً يساوي 5mm وبعد الحاجز المعدني عن الطرف المفتوح من الفجوة s)- ومن أجل قاعدة عازلة لها نفس المواصفات, فإنه يمكننا أن نجري محاكاة للبنية الواردة في الشكل (3–26), لنحصل منها على ترددي رنين f_1 و f_2 , يمكن أن نستخدمهما في العلاقة (3–12) كي نحسب معامل الترابط, وأيضاً نعيد المحاكاة من أجل قيم مختلفة لعرض الفتحة w, وفي كل مرة نعيد ضبط بعد الفجوة l؛ بحيث يكون ترددي الرنين المذكورين متمركزين حول تردد رنين الفجوة الأساسي 5GHz, ويمكننا عندها أن نحصل على المنحني المبين في الشكل (3–27), والذي يبين لنا تغير معامل الترابط مع تغير عرض الفتحة بين الفجوتين. كما يمكننا أن نحصل على منحني آخر من أجل تغير بعد الفجوة l. ويبين الجدول (3–9) تغير كل من معامل الترابط k بين فجوتي QMSIW, وبعد الفجوة l, مع تغير عرض الفتحة بينهما.



الشكل (3–26) فجوتي QMSIW مترابطتين عبر فتحة ترابط

الجدول (3–9) تغير معامل الترابط *k* بين فجوتي QMSIW وبعد الفجوة *l*
مع تغير عرض الفتحة بينهما (سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)

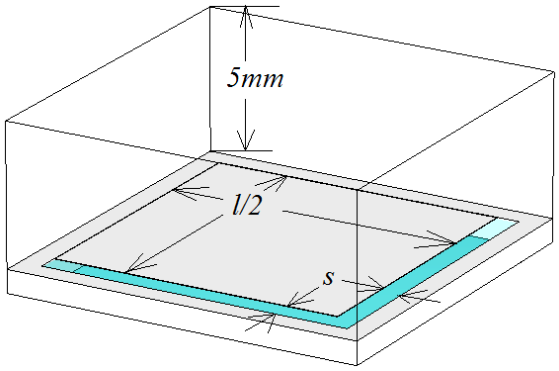
L [mm]	*k*	*w* [mm]
20.380	0.0128775	1.8
20.367	0.0151591	2.2
20.343	0.0182585	2.6
20.322	0.0223112	3.0
20.296	0.0272489	3.4
20.265	0.0330869	3.8
20.232	0.0397443	4.2



الشكل (3–27) تغير معامل الترابط *k* بين فجوتي QMSIW مع تغير عرض الفتحة بينهما
(سماكة القاعدة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)

ومن أجل معامل ترابط k_{12} = 0.0276184 يمكننا أن نجد من الجدول (3–9), أو من الشكل (3–27), أن عرض الفتحة بين الفجوتين الرنانتين سيكون: w = 3.425mm. كما يمكننا أن نوجد بعد الفجوة -(كقيمة أولية أيضاً)- من الجدول (3–9) فنجد أن: L_2 = 20.269mm.

ومن أجل حساب الأبعاد النهائية للمرشح علينا أن نوجد بعد الفجوة L عندما تكون الفجوة معزولة وحدها دون ربطها مع فجوة أخرى, أو مع خط نقل شرائحي ميكروي, كما يبين الشكل (3–28). نجد بالمحاكاة أيضاً أنه من أجل: $L = 20.882\text{mm}$ فإن تردد الرنين سيكون: 5GHz.

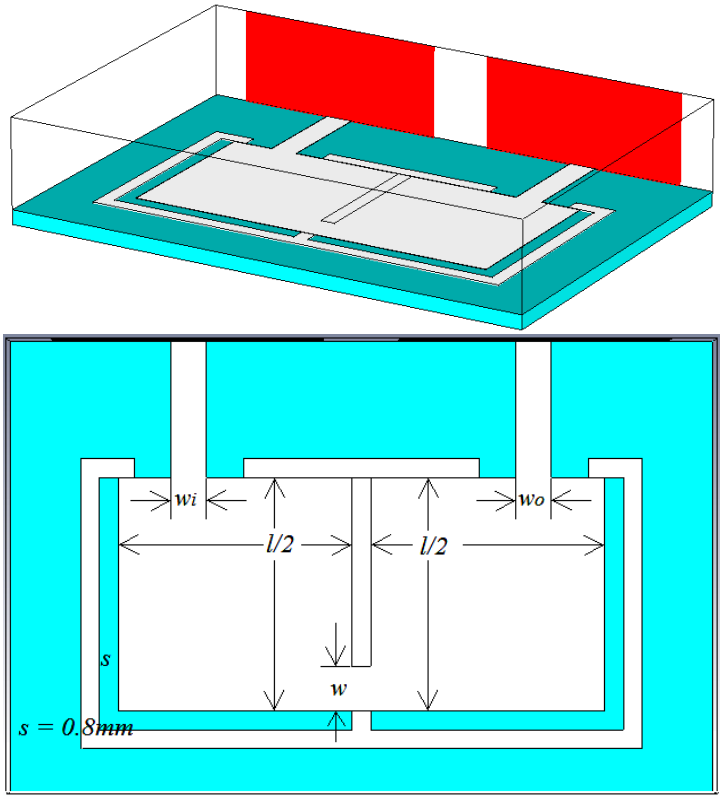


الشكل (3–28) فجوة QMSIW معزولة

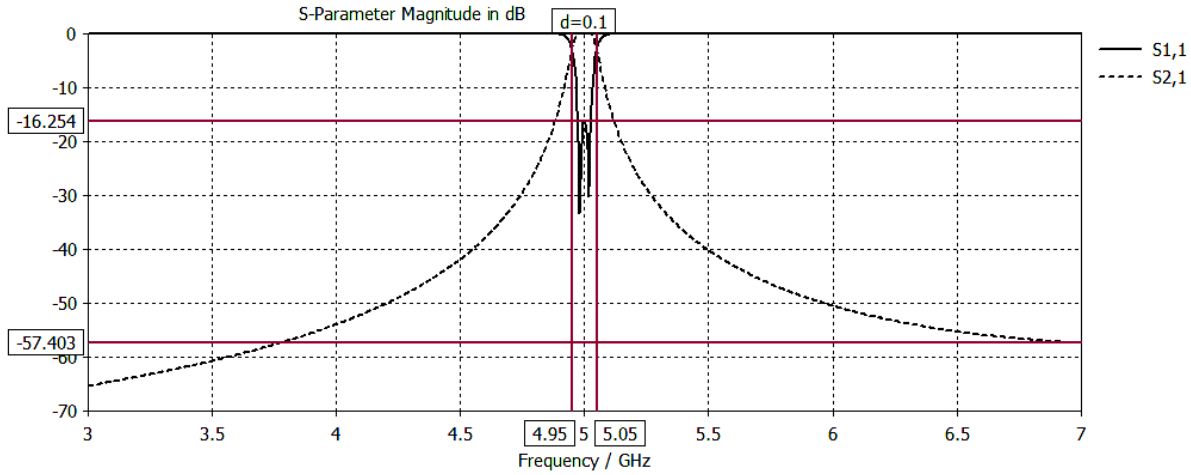
وتكون الأبعاد النهائية:

$$l = L - (L - L_1)/2 - (L - L_2) = 19.653\text{mm}$$

ويبين الشكل (3–29) الشكل النهائي للمرشح, بينما يبين الشكل (3–30) استجابة هذا المرشح.



الشكل (3–29) مرشح مؤلف من فجوتي QMSIW مترابطتين (سماكة القاعدة العازلة 0.8mm وثابت عازليتها 4.5)



الشكل (3–30) استجابة مرشح مؤلف من فجوتي QMSIW مترابطتين

3-4 خلاصة ومناقشة

قمنا في الفقرات السابقة بشرح مفصل لطريقة تصميم مرشحات أمواج ميكروية نوع تمرير مجال باستخدام رنانات فجوات شرائحية مشكلة من أدلة موجة شرائحية؛ حيث أوردنا في الفقرة: 3–2. مثال يوضح طريقة تصميم مرشح من الدرجة الخامسة باستخدام فجوات SIW, وذلك لإيضاح خطوات التصميم بشكل مفصل. وأوردنا في الفقرة: 3–3. أمثلة عن ثلاثة مرشحات نستخدم في الأول فجوات أدلة موجة شرائحية SIW, والثاني فجوات أدلة موجة شرائحية تحتفظ بنصف نمط الرنين فقط HMSIW, والثالث فجوات أدلة موجة شرائحية تحتفظ بربع نمط الرنين QMSIW. قمنا بتصميم المرشحات الثلاثة؛ بحيث نحصل على نفس مواصفات التمرير للمرشحات الثلاثة. نجد بمقارنة الأشكال (3–16) و (3–23) و (3–30), أن المرشحات لها استجابات متقاربة جداً ضمن مجال التمرير وتختلف الاستجابات عن بعضها البعض بالابتعاد عن مجال التمرير. يمكن أن نرى من الأشكال الثلاثة المذكورة أن الاستجابة الترددية تتحسن بعد مجال التمرير عند الانتقال من فجوات SIW إلى فجوات HMSW ومن فجوات HMSIW إلى فجوات QMSIW. بينما تسوء الاستجابة قبل مجال التمرير عند الانتقال نفسه.

عند مكاملة هذه الأنواع من المرشحات مع دارات أخرى فإن هذه المرشحات تشغل المساحات المحصورة بين الحواجز المحيطة بالمرشح. يمكننا أن نجد أن المساحات التي تشغلها هذه المرشحات هي:

- من أجل مرشح فجوات SIW: $A = 40.79 \times 20.79 = 848mm^2$
- من أجل مرشح فجوات HMSIW: $A = 41.35 \times 12.13 = 501mm^2$
- من أجل مرشح فجوات QMSIW: $A = 23.83 \times 12.31 = 292mm^2$

نلاحظ أن المساحة قد انخفضت بنسبة 1.7 تقريباً, عندما انتقلنا من المرشح الذي يستخدم فجوات SIW إلى المرشح الذي يستخدم فجوات HMSIW. وبنسبة تساوي 3 تقريباً, عندما انتقلنا من المرشح الذي يستخدم فجوات SIW إلى المرشح الذي يستخدم فجوات QMSIW.

لقد ذكرنا خلال هذا الفصل أن المرشحات التي قمنا بتصميمها هي فقط من أجل إيضاح طريقة التصميم, وإجراء مقارنة بين المرشحات التي تستخدم النوعين الجديدين من الفجوات الرنانة (HMSIW و QMSIW), والمرشحات التي تستخدم فجوات SIW الرنانة التقليدية؛ حيث اعتبرنا أن الجدران التي تحيط بالفجوات الرنانة هي جدران مثالية, وليست صفوف من الثقوب المطلية من الداخل بمادة ناقلة. بينما سنرى في الفصل الرابع تصميماً لمرشحات تستخدم هذه الأنواع الجديدة من الفجوات الرنانة؛ حيث سيتم التصميم منذ البداية اعتماداً على هذه الفجوات, والتي تحيط بها جدران مشكلة من الثقوب المطلية من الداخل بالمعدن, بالإضافة إلى وجود علب التحجيب, وسنقوم بإجراء محاكاة لهذه المرشحات, ومن ثم سنقوم بتنفيذ هذه المرشحات وقياسها لمقارنة نتائج القياس بنتائج المحاكاة.

الفصل الرابع
4. تصميم وتنفيذ مرشحات أمواج ميكروية باستخدام فجوات نصف النمط وربع النمط الشرائحية

4-1. مقدمة

لقد رأينا في الفصل السابق طريقة تصميم مرشحات الأمواج الميكروية التي تعتمد على رنانات SIW, وذلك من خلال أمثلة توضح طريقة التصميم؛ حيث رأينا طريقة تصميم ثلاثة مرشحات تستخدم فجوات SIW و HMSIW و QMSIW لها نفس المواصفات, وكانت غايتنا هي فقط دراسة الفرق في مساحة المرشح, ولذلك اخترنا مواصفات المرشح؛ بحيث يكون بسيط من الدرجة الثانية عرض مجاله 100MHz من أجل كل من النماذج الثلاثة المدروسة.

سنرى في هذا الفصل تصميماً, وتنفيذاً لمرشحين لهما نفس المواصفات ضمن مجال التمرير, كلاهما من الدرجة الرابعة, أحدهما يستخدم أربعة فجوات نصف نمط شرائحية HMSIW مترابطة, والآخر يستخدم أربعة فجوات ربع نمط شرائحية QMSIW مترابطة. في كلتا الحالتين يكون الترابط في المرشح مباشر -(حيث أن الطبولوجية inline)- أي دون ترابط تقاطعي بين الفجوات الرنانة غير المتتالية. وبما أن هذا النوع من المرشحات وكما ذكرنا في الفصل الثالث يُعتبر من مرشحات الفجوات الرنانة المترابطة فإن إجرائية تصميم المرشح تتبع الخطوات المذكورة في الفقرة: 3-2. من الفصل الثالث.

4-2. تصميم مرشح فجوات HMSIW مترابطة

سنرى في هذه الفقرة بالتفصيل تصميم مرشحات فجوات HMSIW المترابطة؛ حيث نتَّبع طريقة تصميم مرشحات فجوات أدلة الموجة المترابطة المشروحة في الفصل الثالث.

4-2-1. تحديد مواصفات المرشح

نهتم هنا بمرشح تمرير مجال BPF, وسنختار للدراسة التردد المركزي 5GHZ, بعرض مجال 100MHz أي 2%, وذلك عند القيمة 3dB-, بينما نختار المرشح من الدرجة الرابعة, أي يتألف من أربعة فجوات

رنانة. نختار المرشح من نوع Chebyshev من أجل تخميد يساوي 0.1dB ضمن مجال التمرير, وبالتالي سنجد أن عرض مجال التمرير عند 0.1dB- يساوي: 80MHz تقريباً.

4-2-2. إيجاد البارامترات الكهربائية للمرشح

تبدأ هذه الخطوة كما ذكرنا في الفصل الثالث, بإيجاد بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير g_i والتي يمكن إيجادها من العلاقات (1-10) (1-11) (1-12) في الفصل الأول, حيث أن $\omega_1' = 1$, وهي تردد القطع للنموذج الأولي منخفض التمرير و $g_0 = 1$, ومن أجل أي قيمة لعامل التعرج L_{AR} ضمن مجال التمرير, والتي هي بحالة Chebyshev تساوي: 0.1dB-. أو يمكننا أن نستخدم الجداول الموجودة في [40] لإيجاد قيم g_i. يبين الجدول (3-1) بارامترات مرشح Chebyshev من أجل درجات مختلفة. وبالعودة إلى الجدول (3-1) يمكننا أن نجد من أجل $n = 4$ أنَّ:

$$g_1 = 1.1088 \text{ و } g_2 = 1.3062 \text{ و } g_3 = 1.7704 \text{ و } g_4 = 0.8181 \text{ و } g_5 = 1.3554$$

بعد إيجاد قيم بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير, علينا أن نوجد قيم معاملات الترابط بين رنانات المرشح K_{ij}. إن معاملات الترابط هذه تنتج - كما ذكرنا في الفصل الثالث - عن وجود قالبات الممانعات في النموذج الأولي المذكور في الشكل (3-1), أو عن وجود فتحات متروكة بين صفوف من الثقوب الممعدنة تفصل بين فجوات HMSIW (الشكل (4-4)). يتم حساب معاملات الترابط هذه من العلاقات (1-20) (1-21) (1-22). كما يمكننا أن نحسب عوامل الجودة للفجوات الطرفية على طرفي المرشح من العلاقتين (1-23) (1-24). وبالعودة إلى الفقرة: 3-2-2. وبمساعدة العلاقات الموجودة في تلك الفقرة, يمكننا أن نجد أن معاملات الترابط, وعوامل الجودة المذكورة, لها القيم التالية:

$$Q_o = 92.19 \qquad Q_i = 92.19$$

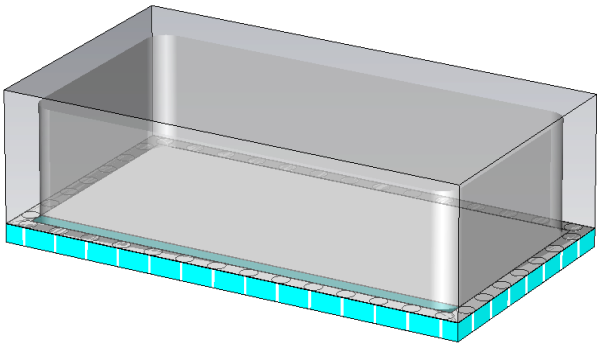
$$k_{34} = 0.0166188 \quad k_{23} = 0.0131521 \qquad K_{12} = 0.0166188$$

4-2-3. تحويل البارامترات الكهربائية الواردة في البند السابق إلى أبعاد فيزيائية

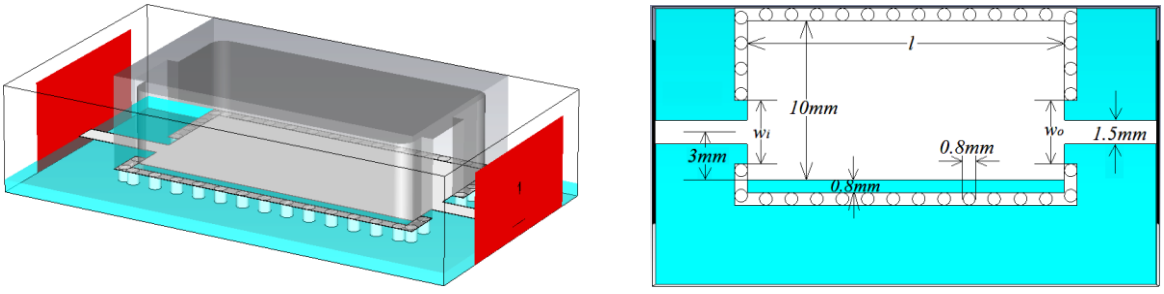
نبدأ هذه الخطوة - كما ذكرنا في الفصل الثالث - بإيجاد الأبعاد الفيزيائية للفجوات الرنانة. سنعتمد من أجل مرشحاتنا قواعد عازلة substrate لها ثابت عازلية يساوي 4.5 وسماكتها 0.8mm. إن الفجوات الرنانة هي عبارة عن فجوات HMSIW المشروحة في الفصل الثاني, وهي مبينة في الشكل (4-1)؛ حيث نرى أن الفجوة محجبة بعلبة معدنية ارتفاعها ثابت يساوي 5mm. إن هذه القيمة لارتفاع علبة التحجيب كبيرة نسبةً لارتفاع القاعدة العازلة مقسوماً على الجذر التربيعي لثابت عازليتها, وهي

قيمة كافية لنعتبر أن أثر وجود علبة التحجيب على الفجوة صغير بما يكفي؛ حيث أن كثافة الحقول في المنطقة الهوائية ضمن العلبة صغير مقارنة بالكثافة ضمن القاعدة العازلة. وكما ذكرنا نستخدم هنا صفوف من الثقوب المطلية من الداخل بمعدن ناقل كجدران للفجوات المستخدمة, حيث تكون المسافة الفاصلة بين ثقبين متجاورين هي 0.8mm, إن هذه القيمة تحقق الشرطين (2-18). بينما يبين الشكل (2-4) وصل هذه الفجوة مع خطوط نقل شرائحية microstrip على دخلها وخرجها, وذلك من أجل وصلها مع الوسط المحيط, وهي البنية التي سنستخدمها في حساب تغير عامل جودة الفجوة المحملة مع تغير أبعادها.

في تصميم المرشح سنحصل على أربعة فجوات رنانة HMSIW, سيكون لها عرض $l_1/2$ ثابت بينما تتغير أطوالها كما سنرى في هذه الفقرة. لقد وجدنا في دراسة فجوة SIW الرنانة المدروسة في الفصل الثاني, أنه إذا كان طول كل من عرض, وطول تلك الفجوة 20mm باستخدام قاعدة عازلة ذات سماكة 0.8mm وثابت عازلية 4.5, فإن تردد رنينها سيكون قريب من 5GHz. وبالتالي فإننا سنختار البعد l_1 لفجوة HMSIW الرنانة التي نستخدمها في المرشح الذي نقوم بتصميمه يساوي 20mm, وبالتالي فإن البعد الثابت للفجوات HMSIW الرنانة الأربعة هو $l_1/2 = 10mm$. وبالتالي يتغير تردد رنين فجوة HMSIW الرنانة مع تغير البعد l_2 (وهو البعد l في الشكل (2-4)). وطبعاً سنأخذ بالحسبان وجود علبة تحجيب لهذه الفجوة.



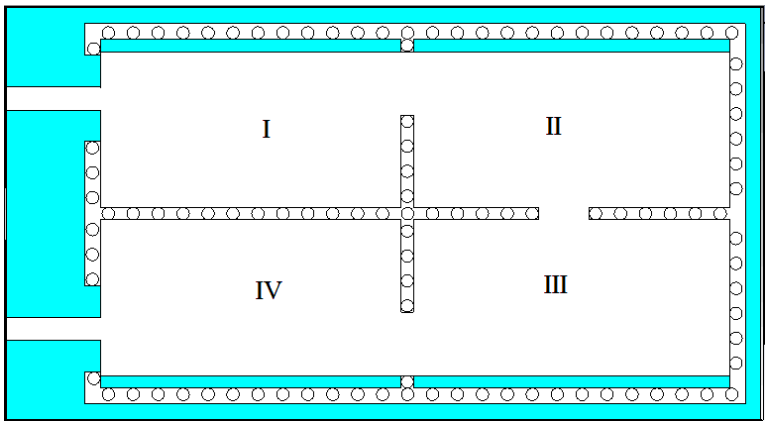
الشكل (4-1) فجوة HMSIW رنانة محجبة



(b) (a)

الشكل (4-2) فجوة HMSIW موصولة مع خطوط نقل microstrip

ونوجد البعد l_2 لكل من الرنانات الأربعة بنفس الطريقة المتبعة في الفصل الثالث في الفقرة: 3-3-2.. يبين الشكل (4-3) الدارة المطبوعة لهذا المرشح. وبما أن غرضنا في هذا الفصل هو تصميم وتنفيذ مرشح, فإننا سنأخذ بالحسبان متطلبات التصنيع أثناء التصميم. إحدى النقاط التي نهتم بها هي مسألة تحجيب كل من الفجوات HMSIW الرنانة؛ حيث رأينا أثر التحجيب على أداء الفجوة HMSIW في الفصل الثاني. إن آلات تصنيع علب التحجيب المتاحة في السوق المحلية تعمل بدقة ±0.1mm في أحسن الأحوال, وبالتالي فإننا سنأخذ بحسباننا أن الأبعاد يجب لا تحوي أكثر من رقم عشري واحد بعد الفاصلة (أي أن الدقة ستكون دقة ±0.1mm). إن هذا سيغير من أداء المرشح (استجابته), وبالتالي لإعادة الاستجابة إلى الشكل المقبول سنجري بعض التوليف على البارامترات الفيزيائية للمرشح (أبعاده) أثناء التصميم؛ حيث سنعرض هذه النتائج مع الأبعاد التي تحقق الاستجابة المقبولة. يبين الشكل (4-1) شكل فجوة HMSIW رنانة محجبة بعلبة معدنية, والتي سنستخدمها في التصميم؛ حيث ارتفاع العلبة المعتمد هو 5mm -(وهي كما ذكرنا قيمة اعتباطية يجب أن تكون كبيرة بالنسبة لارتفاع القاعدة العازلة substrate مقسوماً بالجذر التربيعي لثابت عازليتها, بحيث تصبح شدة الحقول ضمن المنطقة الهوائية صغيرة جداً بحيث يصبح أثر العلبة على أداء الفجوة صغير جداً)-. كما أننا سنستبدل الجدران الجانبية المثالية الناقلة التي افترضناها كجدران لفجوات HMSIW في الفصل الثالث بجدران تتألف من صفوف من الثقوب المطلية بالمعدن الناقل من الداخل, والتي هي الحالة التي يتم فيها تصنيع هذه الفجوات, كما هو مبين في الشكلين (4-1) و (4-2) (b), (حيث أن قطر كل من الثقوب يساوي 0.8mm والمسافة بين محوري ثقبين متجاورين هي 1.6mm).



الشكل (4-3) شكل الدارة المطبوعة لمرشح يتألف من أربعة فجوات HMSIW رنانة

سنبدأ هنا بتحويل عوامل الجودة على الدخل والخرج إلى أبعاد فيزيائية يمكن تطبيقها بتقنية HMSIW. إذا ثبتنا بعدي الفجوة $l_1/2$ و l_2 وارتفاع القاعدة العازلة وعرض الجدار الجانبي لها أي قطر الثقوب المشكلة له, والذي اخترناه هنا 0.8mm, فإن عامل جودة الفجوة المحملة سيتغير مع تغير عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي microstrip, وهي فتحة مشكلة في أحد الجدران

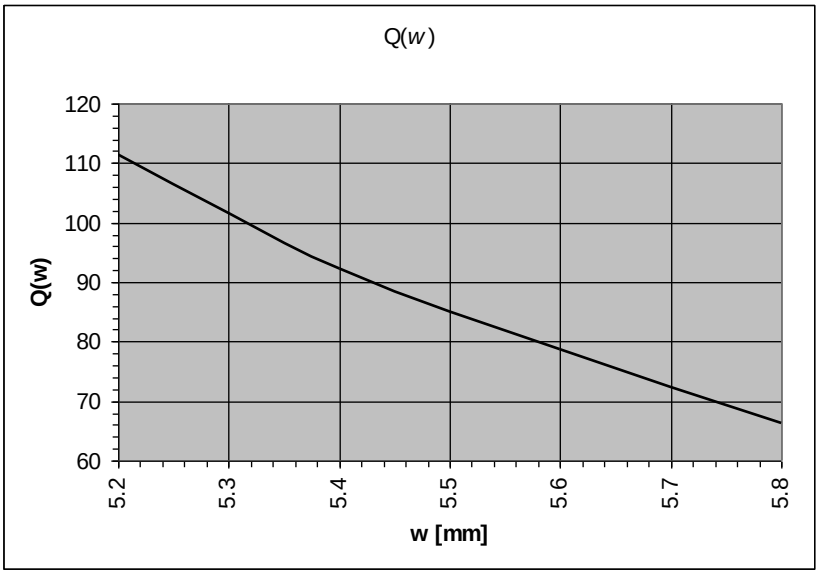
الجانبية المشكلة من صفوف الثقوب. نرمز لعرض هذه الفتحة على الدخل والحرج بالرمزين: w_i و w_o (مع ملاحظة أن الفتحة موجودة أيضاً في علبة التحجيب).

بنفس الطريقة المشروحة في الفصل الثالث, يُعطى عامل جودة الفجوة من استجابتها (S_{21}) من العلاقة: (2-19) (أي بتقسيم تردد رنينها على عرض مجال تمريرها عند 3dB-). بتغيير عرض فتحة الترابط وإجراء محاكاة للبنية المبينة في الشكل (4-2) (b) من أجل قيم مختلفة لعرض فتحة التربط, يمكننا أن نرسم منحني تغير عامل الترابط مع عرض فتحة الترابط, ويبين الجدول (4-1) والشكل (4-4) تبعية عامل الجودة لعرض فتحة الترابط. أثناء المحاكاة نجد أن تردد رنين الفجوة الرنانة يتغير مع عرض فتحة الترابط, وبالتالي علينا إعادة إيجاد الأبعاد الجديدة للفجوة من أجل إعادة تردد الرنين إلى التردد المركزي المطلوب 5GHz, ويبين الجدول (4-1) أيضاً قيمة طول الفجوة HMSIW الرنانة الجديد مع تغير عرض فتحة الترابط. حيث نعتبر هنا أن: $w_i = w_o = W$ و $l_1/2 = 10\text{mm}$.

بالنظر بالشكل (4-4), أو الجدول (4-1), يمكننا أن نجد أن عرض فتحة الترابط التي تحقق عامل الجودة المطلوب (90.19) (بالتقريب الخطي) هو تقريباً: $w_i = w_o = 5.4\text{mm}$. وتكون أبعاد الفجوات (الأولية) على طرفي المرشح $L_1 = 19.74\text{mm}$.

الجدول (4-1) تغير عامل جودة الفجوة HMSIW مع تغير عرض فتحة الترابط بين الفجوة وخطوط النقل الشرائحية الميكروية على الدخل والخرج

L (mm)	Q	w (mm)
19.917	111.5275	5.2
19.744	92.34463	5.4
19.638	78.76248	5.6
19.45	66.26642	5.8



الشكل (4-4) تغير عامل جودة الفجوة HMSIW مع تغير عرض فتحة الترابط بين الفجوة وخطوط النقل الشرائحية على الدخل والخرج

نستخدم نفس الطريقة لإيجاد عرض فتحة الترابط بين الفجوات الرنانة, والتي تعطينا معاملات الترابط المذكورة في البند السابق. يبين الشكل (4–3) شكل الدارة المطبوعة للمرشح الذي نقوم بتصميمه. وكما يبين الشكل يمكننا أن نرى أنه يوجد لدينا شكلين للترابط بين الفجوات الأول هو الترابط بين الفجوتين I و II وبين الفجوتين III و IV, والنوع الثاني من الترابط هو الترابط بين الفجوتين II و III. وبالتالي علينا أن نوجد مخطط تغير عامل الترابط بين فجوتين من أجل نوعي الترابط المذكورين. -(بالرغم من أنه يمكن تشكيل المرشح بنوع واحد من الترابط إلا أننا قمنا بتشكيل المرشح بهذه الطريقة كي نوضح بأنه يمكن أن يكون لدينا أشكال مختلفة من الترابط بين الفجوات)-.

حيث يبين الشكل (4–3) أن الترابط بين الفجوتين I و II, يكون بأن نترك فتحة الترابط بين الفجوتين على الجانب الضيق من الفجوة, وعلى طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين. ولإيجاد تغير معامل الترابط بين فجوتين بينهما ترابط من هذا الشكل, فإننا نجري محاكاة للبنية المبينة في الشكل (4–5) (a) ونوجد من نتائج المحاكاة معامل الترابط بالطريقة المشروحة في الفصل الثالث, ونعيد إجراء المحاكاة مع تغيير عرض الفتحة بين الفجوتين w, وفي كل مرة نضبط أو نولف الطول l, بحيث نحصل على التردد المركزي 5GHz. ولنلاحظ هنا أيضاً: أننا نأخذ بالاعتبار وجود علبة التحجيب, كما هي مبينة في الشكل (4-5) (b).

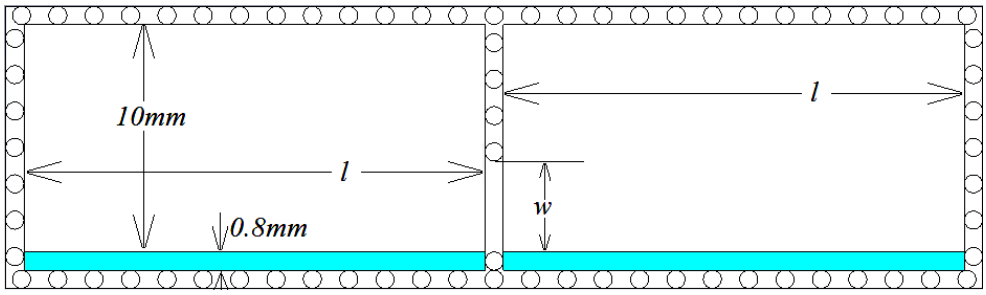
لإيجاد معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطتين نستخدم - كما في الفصل الثالث - eigenmode solver الذي يعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio, والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما, وبالتالي يمكننا أن نحصل على ترددي رنين البنية مباشرةً, ومن ثم نطبق العلاقة (3–12).

يبين الجدول (4–2) والشكل (4–6) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW الرنانتين المترابطتين من الجانب الضيق, والمبيَّنتين في الشكل (4–5), لعرض فتحة الترابط بينهما w. وجدنا أثناء المحاكاة أيضاً: أن ترددي الرنين الذين نحصل عليهما, ومع تغير عرض فتحة الترابط يبتعدان عن التردد المركزي المطلوب 5GHz, وبالتالي أيضاً أعدنا تغيير طول الفجوات من أجل إعادة التردد المركزي بين ترددي الرنين إلى التردد المركزي للمرشح المطلوب 5GHz. ويبين الجدول (4–2) أيضاً قيمة l طول كل من الفجوتين المترابطتين الجديد والذي يجعل التردد المركزي بين ترددي رنينهما 5GHz.

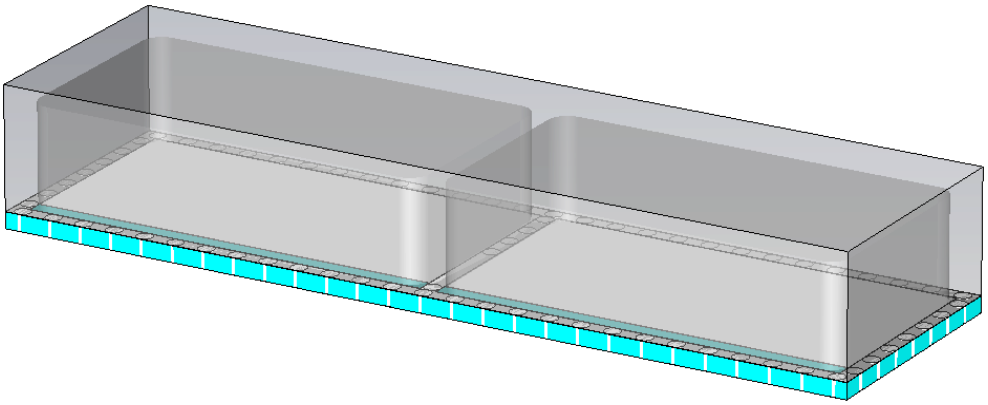
أيضاً يمكننا من الجدول (4–2) أو الشكل (4–6) أن نوجد عرض فتحة الترابط المقابلة لمعامل الترابط المطلوب -(سماكة الجدار 0.8mm)- أي بين الفجوتين I و II وبين الفجوتين III و IV نجد أن: -(باستخدام تقريب خطي)- عرض فتحة الترابط هي:

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

كما يبين الشكل (4-3) أن الترابط بين الفجوتين III و IV, وهو يتحقق من خلال ترك فتحة الترابط بين الفجوتين على الجانب العريض من الفجوة, وفي منتصف الجدار الفاصل بين الفجوتين. ولإيجاد تغير معامل الترابط بين فجوتين بينهما ترابط من هذا الشكل, فإننا نجري محاكاة للبنية المبينة في الشكل (4-7) (a), ونوجد من نتائج المحاكاة معامل الترابط بالطريقة المشروحة في الفصل الثالث, ونعيد إجراء المحاكاة مع تغيير عرض الفتحة بين الفجوتين w, وفي كل مرة نضبط أو نولف الطول l_2؛ بحيث نحصل على تردد المركزي 5GHz. ولنلاحظ هنا أيضاً أننا نأخذ بالاعتبار وجود علبة التحجيب, كما هي مبينة في الشكل (4-7) (b).



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

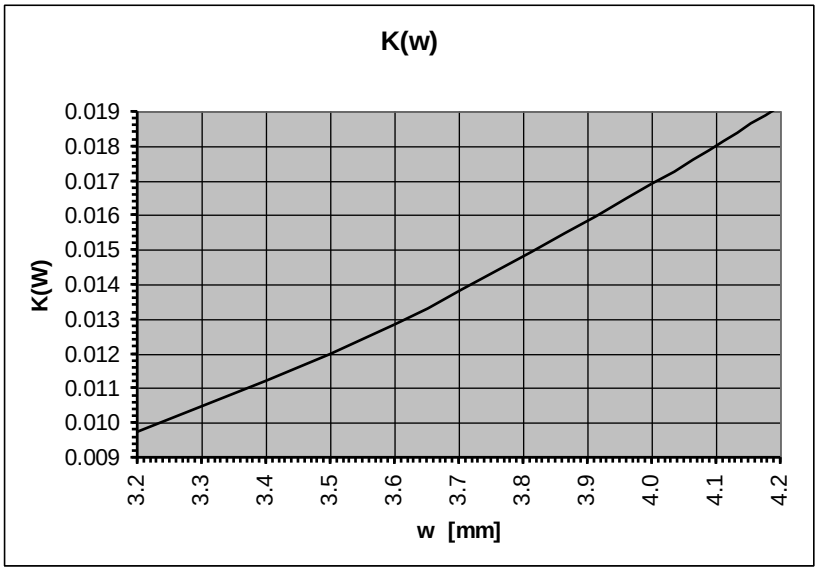


(b) فجوتي HMSIW رنانتين محجَّبتين مترابطتين من الجانب الضيق

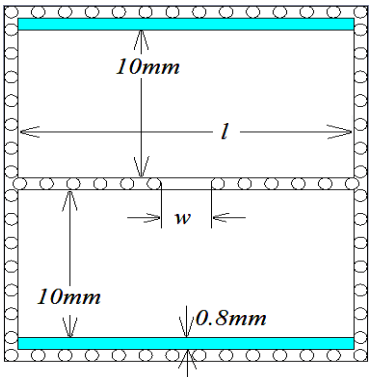
الشكل (4-5) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين HMSIW

الجدول (4-2) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (الترابط على الجانب الضيق من الفجوات)

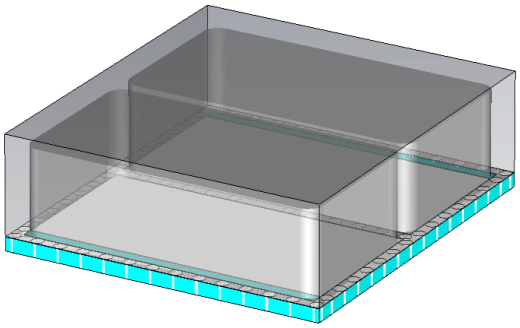
L (mm)	k	w (mm)
19.7793	0.009745	3.2
19.7127	0.012822	3.6
19.6455	0.016913	4
19.5791	0.019174	4.2



الشكل (4–6) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (فتحة الترابط على الجانب الضيق من الفجوة)



(a) الدارة المطبوعة لفجوتي HMSIW مترابطتين من الجانبي العريض



(b) فجوتي HMSIW محجبتين مترابطتين من الجانب العريض

الشكل (4–7) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين HMSIW

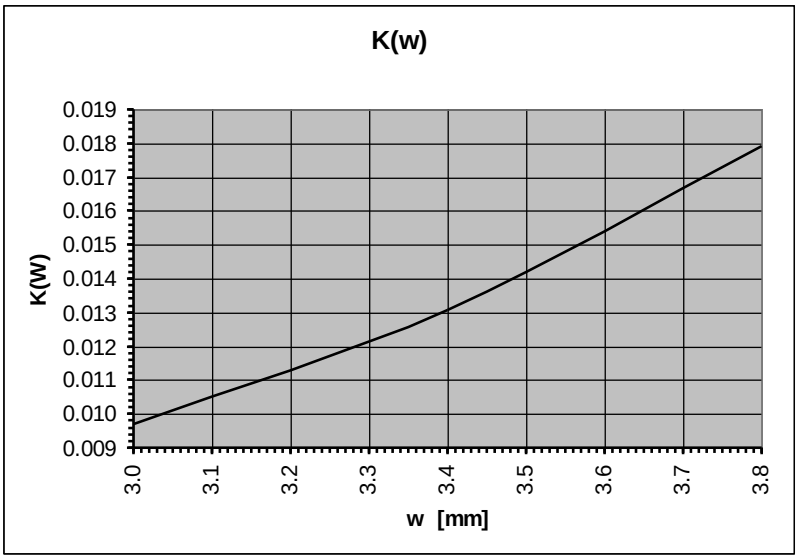
لإيجاد معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطتين, نستخدم أيضاً - كما في الفصل الثالث- eigenmode solver الذي يعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio, والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما, وبالتالي يمكننا أن نحصل على ترددي رنين البنية مباشرةً, ومن ثم نطبق العلاقة (3–12).

يبين الجدول (4–3) والشكل (4–8) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW الرنانتين المترابطتين من الجانب العريض المبيَّنتين في الشكل (4–6) لعرض فتحة الترابط بينهما *w*. وجدنا أثناء المحاكاة أيضاً أن ترددي الرنين الذين نحصل عليهما, ومع تغير عرض فتحة الترابط يبتعدان عن التردد المركزي المطلوب 5GHz, وبالتالي أيضاً أعدنا تغيير طول وعرض الفجوات من أجل إعادة التردد المركزي بين ترددي الرنين إلى التردد المركزي للمرشح المطلوب 5GHz. ويبين الجدول (4–3)

أيضاً قيمة l طول كل من الفجوتين المترابطتين الجديدة, والتي تجعل التردد المركزي بين ترددي رنينهما 5GHz.

الجدول (4–3) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (الترابط من الجانب العريض للفجوات)

L (mm)	k	w (mm)
20.47	0.00968	3
20.425	0.013079	3.4
19.375	0.017899	3.8



الشكل (4–8) تبعية معامل الترابط بين فجوتي HMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (فتحة التربط على الجانب العريض من الفجوات)

أيضاً يمكننا من الجدول (4–3), أو الشكل (4–8), أن نوجد عرض فتحة الترابط المقابلة معامل الترابط المطلوب (سماكة الجدار 0.8mm) أي بين الفجوتين II و III, نجد أن -(باستخدام تقريب خطي)- عرض فتحة الترابط هي:

من أجل $K_{23} = 0.0131521$, فإن عرض الفتحة يكون تقريباً: $w_{23} = 3.4$mm, وتكون أطوال الفجوات: $L_3 = 20.48$mm,

عند حساب الفجوة الرنانة الشرائحية باستخدام SIW وحدها نجد أنه: من أجل تردد رنين 5GHz, يجب أن يكون طول الفجوة $L = 20.94$mm. يبين الشكل (4–9) (a) شكل الفجوة HMSIW المحجبة, بينما يبين الشكل (4–9) (b) أبعاد الدارة المطبوعة لهذه الفجوة. إن أطوال الفجوات بوجود فتحات الترابط تنقص عنها في حال وجودها وحدها دون فتحات ترابط, وذلك بسبب وجود فتحات الترابط. وبالتالي - كما ذكرنا من في الفصل الثالث - من أجل حساب أبعاد الفجوة الأولى (والأخيرة), يجب أن ننقِص أبعادها المحسوبة بقدر نصف الفرق بين البعد الأساس للفجوة وحدها والفجوة بوجود

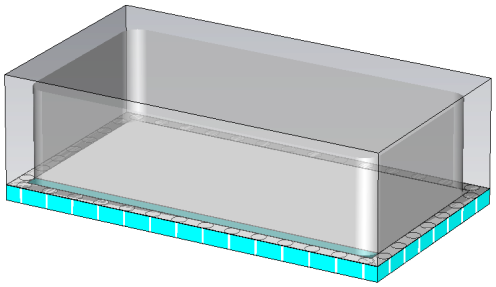
خطوط الربط microstrip, وأيضاً بقدر الفرق بين بعد الفجوة الأساسية والفجوة بوجود فتحة الترابط بينها وبين الفجوة الثانية. أي:

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

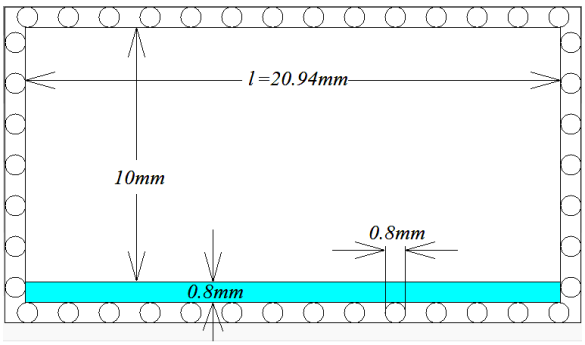
ومن أجل حساب أبعاد الفجوة الثانية, يجب أن ننقص أبعاد الفجوة الأساسية L بقدر فرق البعد بينها وبين الفجوة الأولى وفرق البعد بينها وبين الفجوة الثالثة, أي:

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

وبالتالي فإن الأبعاد النهائية لفجوات المرشح ستكون $l_1 = l_4 = 19.4\text{mm}$ و $l_2 = l_3 = 20.29\text{mm}$



(a) فجوة HMSIW محجبة

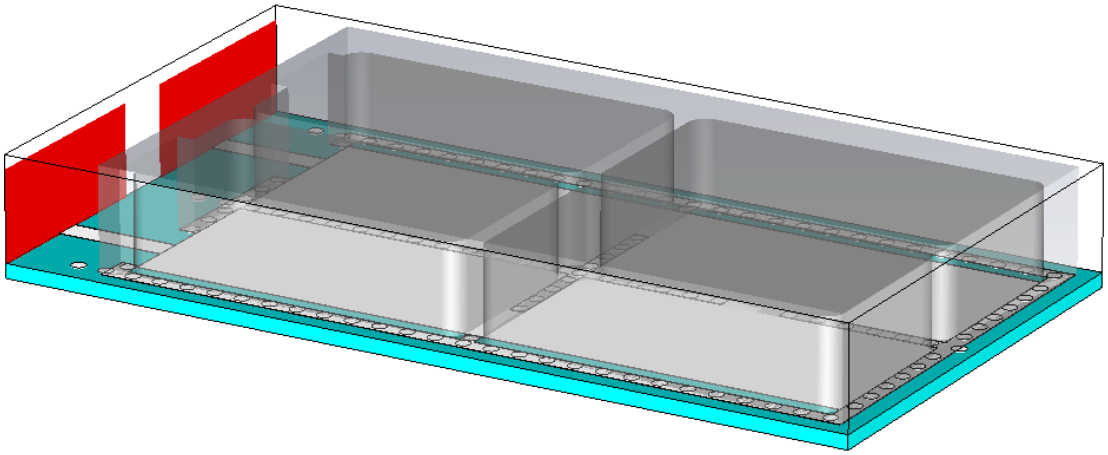


(b) شكل الدارة المطبوعة

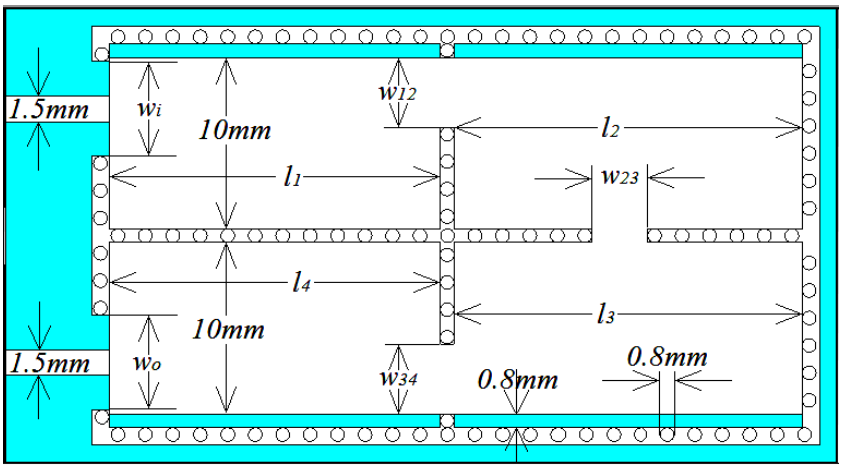
الشكل (4–9) فجوة HMSIW محجبة مع شكل الدارة المطبوعة (تردد رنين هذه الفجوة هو 5GHz)

وباستخدام قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5, فإنه يمكننا تشكيل المرشح برنانات HMSIW من الأبعاد الفيزيائية المحسوبة في هذه الفقرة, حيث أن أقطار الثقوب المشكلة للجدران التي تحيط بالفجوات هي 0.8mm, والمسافة بين ثقبين متجاورين هي 0.8mm, -(أي أن المسافة بين محوري ثقبين متجاورين هي 1.6mm)-, وعرض خط النقل الشرائحي الميكروي microstrip هو 1.5mm. ومنه فإننا نحصل على المرشح المبين في الشكل (4–10)؛ حيث يبين الشكل (4–10) (b) شكل الدارة المطبوعة, بينما يبين الشكل (4–10) (a) شكل المرشح ثلاثي الأبعاد مع علبة التحجيب. ويبين الشكل (4–11) استجابة هذا المرشح, والتي نحصل عليها بإجراء محاكاة لهذا المرشح باستخدام البرنامج CST MicroWave Studio.

يبين الشكل (4–11) أن استجابة المرشح تحقق المواصفات المطلوبة, حيث أن عرض مجال التمرير عند 3dB- يساوي 100MHz, أما عرض المجال عند 0.1dB- فيساوي تقريباً 80MHz, ويكون معامل الانعكاس ضمن هذا المجال أصغر من 16.2dB-, وبالتالي فإن معامل التمرير أكبر من 0.1dB-. سنرى في الفقرة: 4–2–4. التنفيذ العملي لهذا المرشح ونتائج قياس هذا المرشح مع مقارنة بين نتائج القياس ونتائج المحاكاة.

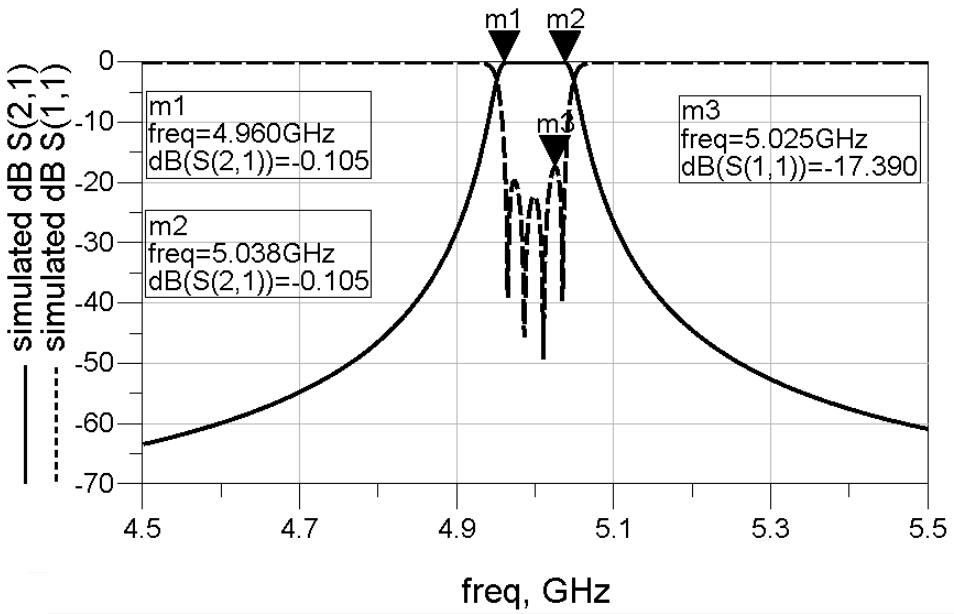


(a) شكل ثلاثي الأبعاد لمرشح مؤلف من 4 فجوات HMSIW مترابطة



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

الشكل (4–10) مرشح من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات HMSIW مترابطة



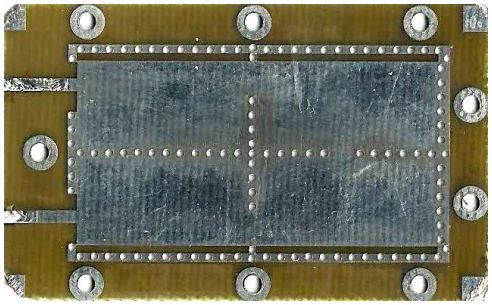
الشكل (4–11) الاستجابة الترددية لمرشح الفجوات HMSIW الرنانة المترابطة والوارد في الشكل (4–10)

4-2-4. التنفيذ العملي للمرشح ونتائج القياس

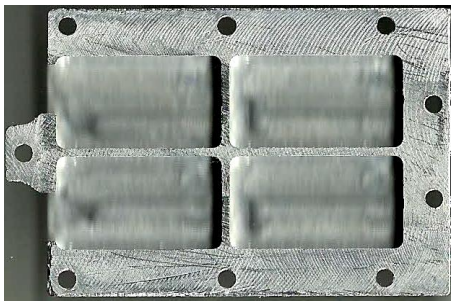
لتنفيذ المرشح استخدمنا قاعدة من نوع FR4, والتي لها ثابت عازلية كهربائية 4.5 وثابت نفاذية مغناطيسية 1, وهي متوفرة في السوق المحلية, وتُستخدم في تصنيع بطاقات الدارات المطبوعة. سماكة القاعدة المستخدمة 0.8mm. يتم تصنيع القاعدة المستخدمة في المرشح بنفس طريقة تصنيع بطاقات الدارات المطبوعة PCB. إلا أن مفاقيد العازل لهذه الأنواع من القواعد العازلة عالية جداً؛ حيث يمكن أن تتجاوز $tg(\delta)$ للقواعد العازلة FR4 القيمة 0.03 عند التردد 5GHz -(بينما تكون هذه القيمة حوالي 0.001 في القواعد العازلة, التي تُستَخدم في تصميم دارات الأمواج الميكروية)-, ما جعلنا نتوقع أن المرشح يسبب تخميداً عالياً ضمن مجال التمرير؛ حيث يبين الشكل (4-12) صورة لقاعدة المرشح بعد التصنيع. بينما تم تصنيع علبة التحجيب باستخدام مادة الألمينيوم؛ حيث تم تشكيل علبة التحجيب باستخدام آلة تفريز أيضاً متوفرة في السوق المحلية, ويبين الشكل (4-13) صورة لعلبة التحجيب المصنعة.

ومن أجل قياس المرشح يجب وضعه ضمن علبة معدنية, ووصله مع موصلات connectors حيث استخدمنا موصلات SMA, والتي يشيع استخدامها في دارات الأمواج الميكروية, كما أنها تتوافق مع جهاز القياس المستخدم, وهو محلل شبكات network analyzer من شركة Agilent, ويبين الشكل (4-14) شكل المرشح بعد وضعه ضمن العلبة المعدنية, ووصله مع الموصلات SMA.

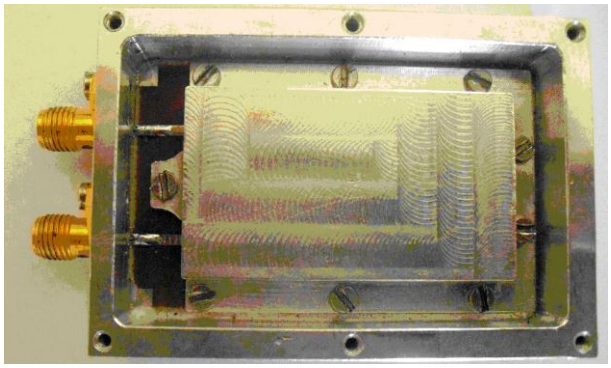
تم قياس المرشح باستخدام محلل شبكات من شركة Agilent, حيث يمكن أن نحصل من جهاز القياس هذا على S_{21} و S_{11}. ويبين الشكل (4-15) نتائج قياس المرشح المصنَّع بالمقارنة مع نتائج محاكاة هذا المرشح؛ حيث يمكننا أن نرى من الشكل (4-15) أن التردد المركزي مُزاح عن القيمة 5GHz, ما يدل على أن قيمة ثابت العازلية الكهربائي للقاعدة FR4 المستخدمة أقل بقليل من القيمة 4.5, بالإضافة إلى أن عرض مجال تمرير المرشح أصغر من القيمة التي حصلنا عليها من المحاكاة. كما يمكننا أن نلاحظ أن تخميد المرشح ضمن مجال التمرير كبير مقارنةً بنتيجة المحاكاة, والسبب في ذلك كما ذكرنا هو ارتفاع قيمة مفاقيد العازل الذي تُصنع منه القاعدة المستخدمة.



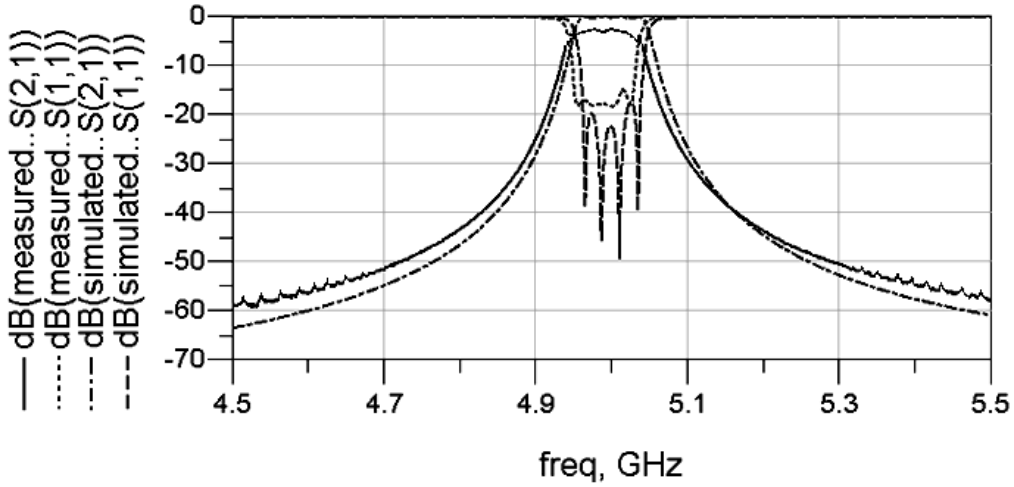
الشكل (4-12) مرشح تمرير من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات HMSIW



الشكل (4-13) علبة تحجيب للمرشح المبين في الشكل (4-12)



الشكل (4–14) المرشح المبين في الشكل (4–12) بعد تعليبه



الشكل (4–15) الاستجابة الترددية المقاسة لمرشح الفجوات الشرائحية HMSIW الرنانة المترابطة والوارد في الشكل (4–14) مع المقارنة بنتيجة محاكاة المرشح نفسه

4-3. مرشحات فجوات QMSIW المترابطة

سنرى في هذه الفقرة بالتفصيل تصميم مرشحات فجوات QMSIW المترابطة حيث نتَّبع طريقة تصميم مرشحات فجوات أدلة الموجة المترابطة المشروحة في الفصل الثالث وفي الفقرة: 4–2..

4–3–1. تحديد مواصفات المرشح

نهتم هنا بمرشح له نفس مواصفات المرشح المذكور في الفقرة: 4–2.؛ حيث أنه مرشح تمرير مجال BPF, تردد تمريره المركزي 5GHZ, وعرض مجال تمريره 100MHz, أي 2% وذلك عند القيمة 3dB-, وهو مرشح من الدرجة الرابعة, أي يتألف من أربعة فجوات رنانة. نختار المرشح من نوع Chebyshev من أجل تخميد يساوي 0.1dB ضمن مجال التمرير, وبالتالي سنجد أن عرض مجال التمرير عند 0.1dB- يساوي 80MHz تقريباً.

4-3-2. إيجاد البارامترات الكهربائية للمرشح

تبدأ هذه الخطوة – كما ذكرنا في الفصل الثالث – بإيجاد بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير g_i, والتي يمكن إيجادها من العلاقات (1-10) (1-11) (1-12), حيث أن $\omega_1' = 1$ وهي تردد القطع للنموذج الأولي منخفض التمرير, و $g_0 = 1$ ومن أجل أي قيمة لعامل التعرج L_{AR} ضمن مجال التمرير, والتي هي بحالة Chebyshev تساوي 0.1dB-. أو يمكننا أن نستخدم الجداول الموجودة في [40] لإيجاد قيم g_i. وبما أن المرشح له نفس مواصفات المرشح المذكور في الفقرة: 4-2. فإنه سيكون له نفس البارامترات, أو بالعودة إلى الجدول (3-1), يمكننا أن نجد من أجل $n = 4$ أنَّ:

$$g_1 = 11088 \text{ و } g_2 = 1.3062 \text{ و } g_3 = 1.7704 \text{ و } g_4 = 0.8181 \text{ و } g_5 = 1.3554$$

بعد إيجاد قيم بارامترات النموذج الأولي منخفض التمرير, علينا أن نوجد قيم معاملات الترابط بين رنانات المرشح K_{ij}. إن معاملات الترابط هذه تنتج – كما ذكرنا في الفصل الثالث – عن وجود قالبات الممانعات في النموذج الأولي المذكور في الشكل (3-1), أو عن وجود فتحات متروكة بين صفوف من الثقوب الممعدنة تفصل بين فجوات QMSIW (الشكل (4-15)). يتم حساب معاملات الترابط هذه من العلاقات (1-20) (1-21) (1-22). كما يمكننا أن نحسب عوامل الجودة للفجوات الطرفية على طرفي المرشح من العلاقتين (1-23) (1-24). وبالعودة إلى الفقرة: 3-2-2., وبمساعدة العلاقات الموجودة في تلك الفقرة, يمكننا أن نجد أن معاملات الترابط وعوامل الجودة المذكورة لها القيم التالية, والتي هي نفسها معاملات الترابط للمرشح الوارد في الفقرة: 4-2., وهي:

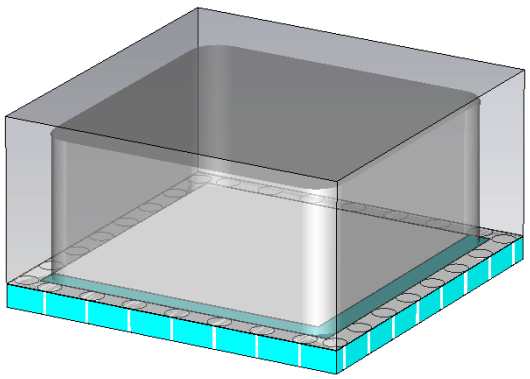
$$Q_o = 92.19 \qquad Q_i = 92.19$$

$$k_{34} = 0.0166188 \quad k_{23} = 0.0131521 \qquad k_{12} = 0.0166188$$

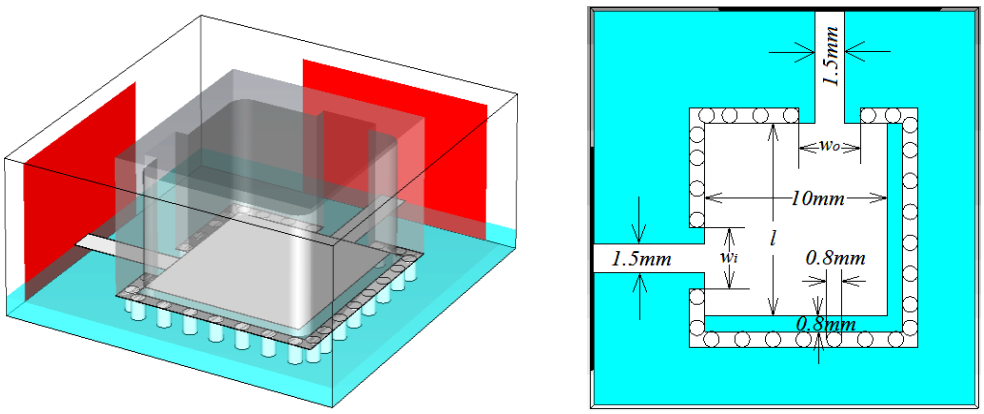
4-3-3. تحويل البارامترات الكهربائية الواردة في البند السابق إلى أبعاد فيزيائية

نبدأ هذه الخطوة - كما ذكرنا في الفصل السابق -, وفي الفقرة: 4-2., بإيجاد الأبعاد الفيزيائية للفجوات الرنانة. ونعتمد كما ذكرنا من أجل مرشحاتنا قواعد substrate, لها ثابت عازلية يساوي 4.5, وسماكتها 0.8mm. إن الفجوات الرنانة هي عبارة عن فجوات QMSIW المشروحة في الفصل الثاني, وهي مبينة في الشكل (4-16)؛ حيث نرى أن الفجوة محجبة بعلبة معدنية ارتفاعها ثابت يساوي 5mm. إن هذه القيمة لارتفاع علبة التحجيب - وكما ذكرنا في الفقرة: 4-2. - كبيرة نسبةً لارتفاع القاعدة العازلة مقسوماً على الجذر التربيعي لثابت عازليتها, وهي قيمة كافية لنعتبر أن أثر وجود علبة التحجيب على الفجوة صغير بما يكفي, حيث أن كثافة الحقول الكهراطيسية ضمن المنطقة الهوائية صغير بالمقارنة مع الكثافة ضمن القاعدة العازلة. وكما ذكرنا نستخدم هنا صفوف من الثقوب

المطلية من الداخل بمعدن ناقل كجدران للفجوات المستخدمة؛ حيث يكون قطر كل من هذه الثقوب 0.8mm, وتكون المسافة الفاصلة بين ثقبين متجاورين هي 0.8mm, إن هذه القيمة تحقق الشرطين (2-18). بينما يبين الشكل (4-17) وصل هذه الفجوة مع خطوط نقل شرائحية microstrip على دخلها وخرجها, لوصلها مع الوسط المحيط, وهي البنية التي سنستخدمها في حساب تغير عامل جودة الفجوة المحمل مع تغير أبعادها. في تصميم المرشح سنحصل على أربعة فجوات رنانة QMSIW, سيكون لها عرض $l_1/2$, ثابت بينما تتغير أطوالها - كما سنرى فيما يلي في هذه الفقرة -. لقد وجدنا في دراسة فجوة SIW الرنانة المدروسة في الفصل الثاني, وإذا كان طول كل من عرض وطول تلك الفجوة 20mm, باستخدام قاعدة عازلة ذات سماكة 0.8mm وثابت عازلية 4.5, فإن تردد رنينها سيكون قريب من 5GHz. وبالتالي فإننا سنختار البعد l_1 لفجوة QMSIW الرنانة التي نستخدمها في المرشح الذي نقوم بتصميمه يساوي 20mm, وبالتالي فإن البعد الثابت للفجوات QMSIW الرنانة الأربعة هو: $l_1/2$ = 10mm. وبالتالي يتغير تردد رنين فجوة QMSIW الرنانة مع تغير البعد $l_2/2$.



الشكل (4-16) حجرة QMSIW محجبة



(b) (a)

الشكل (4-17) فجوة QMSIW موصولة مع خطوط نقل microstrip

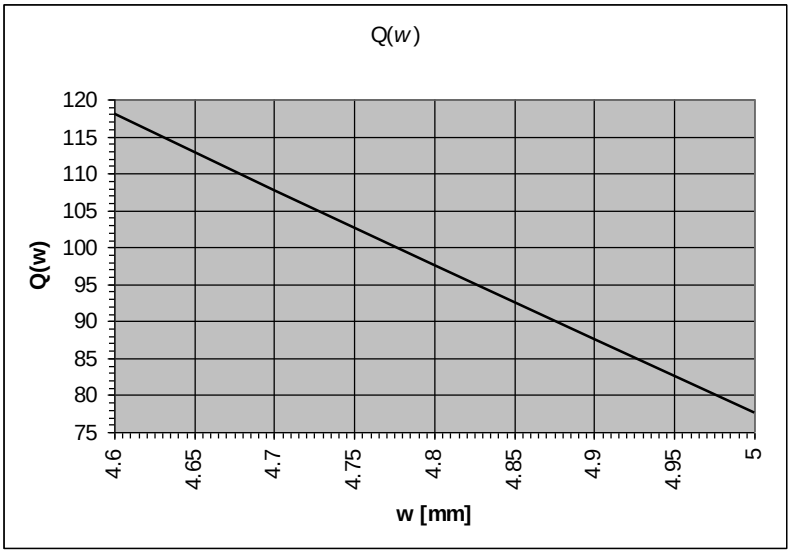
ونوجد البعد l_2 -(هو نفسه البعد l في الشكل (4–17))- لكل من الرنانات الأربعة بنفس الطريقة المتبعة في الفقرة: 3–3–2.. يبين الشكل (4–19) الدارة المطبوعة لهذا المرشح. أيضاً سنأخذ بالحسبان متطلبات التصنيع أثناء التصميم. إحدى النقاط التي نهتم بها هي مسألة تحجيب كل من الفجوات QMSIW الرنانة؛ حيث رأينا أثر التحجيب على أداء الفجوة QMSIW في الفصل الثاني. إن آلات تصنيع علب التحجيب المتاحة في السوق المحلية, تعمل بدقة ±0.1mm في أحسن الأحوال, وبالتالي فإننا سنأخذ بحسباننا أن الأبعاد يجب لا تحوي أكثر من رقم عشري واحد بعد الفاصلة (أي أن الدقة ستكون دقة ±0.1mm). يبين الشكل (4–16) شكل فجوة QMSIW رنانة محجبة بعلبة معدنية, والتي سنستخدمها في التصميم. حيث ارتفاع العلبة المعتمد هو 5mm, وهو قيمة اعتباطية يجب أن تكون كبيرة بالنسبة لارتفاع القاعدة العازلة substrate مقسوماً بالجذر التربيعي لثابت عازليتها, لكي تصبح شدة الحقول ضمن المنطقة الهوائية صغيرة جداً, ويصبح أثر العلبة على أداء الفجوة صغير جداً. كما أننا سنستبدل الجدران الجانبية المثالية الناقلة التي افترضناها كجدران لفجوات QMSIW في الفصل الثالث, بجدران تتألف من صفوف من الثقوب المطلية بالمعدن الناقل من الداخل, والتي هي الحالة التي يتم فيها تصنيع هذه الفجوات, كما هو مبين في الشكلين (4–16) و (4–17) (b), حيث المسافة بين ثقبين متجاورين يساوي 0.8mm.

سنبدأ هنا بتحويل عوامل الجودة على الدخل والخرج إلى أبعاد فيزيائية يمكن تطبيقها بتقنية SIW. إذا ثبتنا بعدي الفجوة $l_1/2$ و $l_2/2$, وارتفاع القاعدة العازلة, وعرض الجدار الجانبي لها أي قطر الثقوب المشكلة له والذي اخترناه 0.8mm, فإن عامل جودة الفجوة المحملة سيتغير مع تغير عرض الفتحة بين الفجوة وخط النقل الشرائحي microstrip, وهي فتحة مشكلة في أحد الجدران الجانبية المشكلة من صفوف الثقوب. نرمز لعرض هذه الفتحة على الدخل والخرج بالرمزين w_i و w_o.

بنفس الطريقة المشروحة في الفصل الثالث وفي الفقرة: 3–2–3., يُعطى عامل جودة الفجوة من استجابتها (S_{21}) من العلاقة (2-19) أي بتقسيم تردد رنينها على عرض مجال تمريرها عند 3dB-. بتغيير عرض فتحة الترابط وإجراء محاكاة للبنية المبينة في الشكل (4–17) (b) من أجل قيم مختلفة لعرض فتحة التربط, يمكننا أن نرسم منحني تغير عامل الترابط مع عرض فتحة الترابط, ويبين الجدول (4–4) والشكل (4–18) تبعية عامل الجودة لعرض فتحة الترابط. أثناء المحاكاة نجد أن تردد رنين الفجوة الرنانة يتغير مع عرض فتحة الترابط, وبالتالي علينا إعادة إيجاد الأبعاد الجديدة للفجوة من أجل إعادة تردد الرنين إلى التردد المركزي المطلوب 5GHz, ويبين الجدول (4–4) أيضاً قيمة طول الفجوة QMSIW الرنانة الجديد مع تغير عرض فتحة الترابط (حيث البعد الثاني للفجوة ثابت)؛ بحيث يبقى تردد الرنين مسوياً: 5GHz. حيث نعتبر هنا أن $w_i = w_o = w$.

الجدول (4–4) تغير عامل جودة الفجوة QMSIW مع تغير عرض فتحة الترابط بين الفجوة وخطوط النقل الشرائحية الميكروية على الدخل والخرج

L (mm)	Q	w (mm)
20.08	118.022	4.6
19.89	97.58002	4.8
19.63	77.688	5



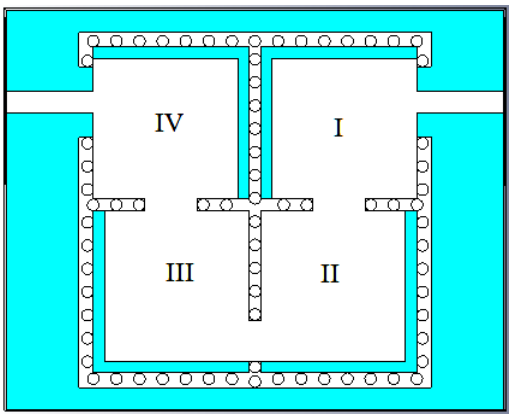
الشكل (4–18) تغير عامل جودة الفجوة QMSIW مع تغير عرض فتحة الترابط مع خطوط النقل الشرائحية على الدخل والخرج

بالنظر إلى الشكل (4–18) أو الجدول (4–4), نجد أن عرض فتحة الترابط التي تحقق عامل الجودة المطلوب (90.19) (بالتقريب الخطي) هو تقريباً: $w_i = w_o = 4.87\text{mm}$. وتكون أبعاد الفجوات (الأولية) على طرفي المرشح هي: $L_1 = 19.9\text{mm}$.

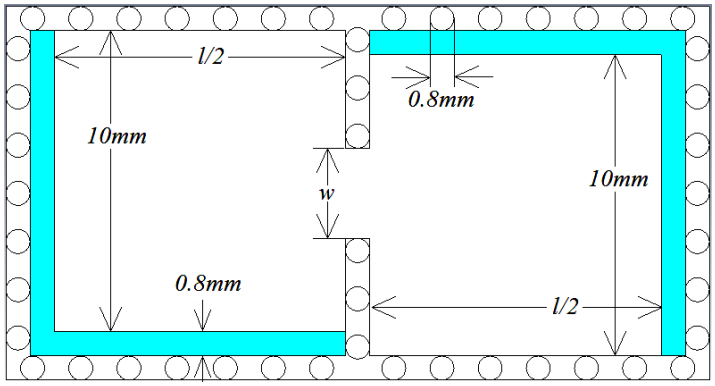
نستخدم نفس الطريقة لإيجاد عرض فتحة الترابط بين الفجوات الرنانة, والتي تعطينا معاملات الترابط المذكورة في البند السابق. يبين الشكل (4–19) شكل الدارة المطبوعة للمرشح الذي نقوم بتصميمه. وكما يبين الشكل (4–19) أنه يوجد لدينا أيضاً نوعين للترابط بين الفجوات, الأول هو الترابط بين الفجوتين I و II وبين الفجوتين III و IV؛ حيث يكون الترابط في منتصف الجدار الفاصل بين الفجوتين المترابطتين, والنوع الثاني من الترابط هو الترابط بين الفجوتين II و III؛ حيث يكون الترابط على أحد جوانب الجدار الفاصل بين الفجوتين. وبالتالي علينا أن نوجد مخطط تغير عامل الترابط بين فجوتين, من أجل نوعي الترابط المذكورين -(ويمكننا هنا أيضاً أن نشكل الترابط بين الفجوات بأشكال أخرى أيضاً)- .

يبين الشكل (4–20) الترابط بين الفجوتين I و II ؛ حيث يكون نترك فتحة الترابط بين الفجوتين في منتصف الجدار الفاصل بين الفجوتين. ولإيجاد تغير معامل الترابط بين فجوتين بينهما ترابط من هذا الشكل, فإننا نجري محاكاة للبنية المبينة في الشكل (4–20), ونوجد من نتائج المحاكاة

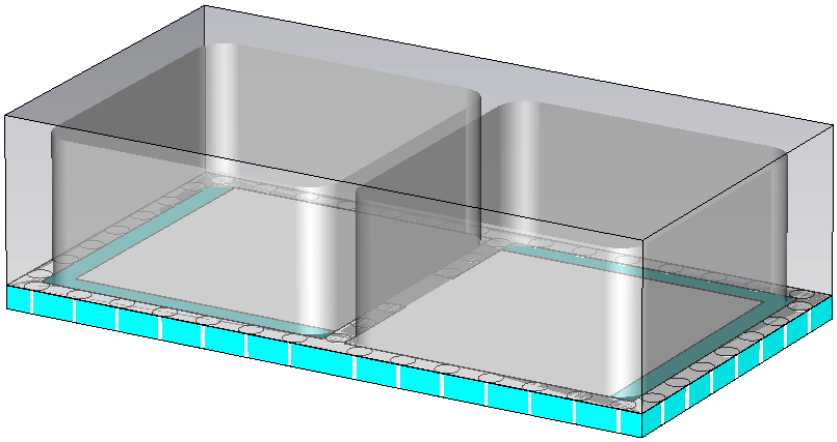
معامل الترابط - بالطريقة المشروحة في الفصل الثالث -, ونعيد إجراء المحاكاة مع تغيير عرض الفتحة بين الفجوتين w, ونوفي كل مرة نضبط أو نولف الطول l, بحيث نحصل على التردد المركزي 5GHz. ولنلاحظ هنا أيضاً أننا نأخذ بالاعتبار وجود علبة التحجيب, كما هي مبينة في الشكل (4–20) (b).



الشكل (4–19) شكل الدارة المطبوعة لمرشح يتألف من أربعة فجوات QMSIW رنانة



(a) الدارة المطبوعة لفجوتي QMSIW رنانتين مترابطتين حيث فتحة التربط في منتصف الجدار الفاصل بينهما



(b) فجوتي QMSIW رنانتين محجَّبتين مترابطتين فتحة التربط في منتصق الجدار الفاصل بينهما

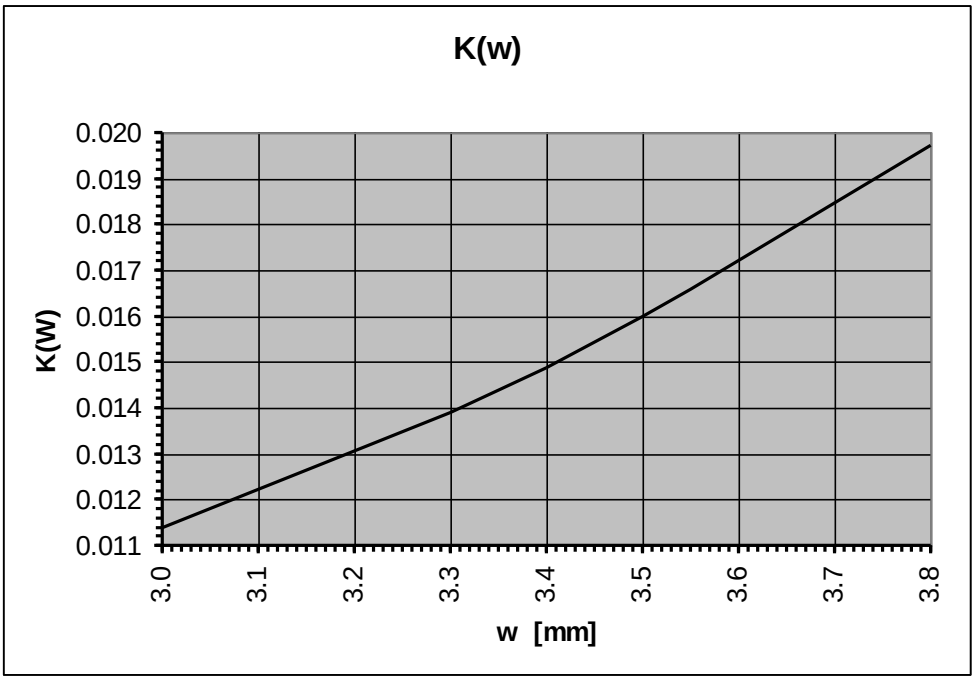
الشكل (4–20) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين QMSIW

لإيجاد معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطتين نستخدم - كما في الفصل الثالث - eigenmode solver, الذي يعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio, والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما, وبالتالي يمكننا أن نحصل على ترددي رنين البنية مباشرةً, ومن ثم نطبق العلاقة (3-12).

يبين الجدول (4-5) والشكل (4-21) تبعية معامل الترابط بين فجوتي QMSIW الرنانتين المترابطتين -(فتحة الترابط في منتصف الجدار الفاصل بينهما)- المبيَّنتين في الشكل (4-20) لعرض فتحة الترابط بينهما *w*. وجدنا أثناء المحاكاة أيضاً أن ترددي الرنين الذين نحصل عليهما ومع تغير عرض فتحة الترابط يبتعدان عن التردد المركزي المطلوب 5GHz, وبالتالي أيضاً أعدنا تغيير طول الفجوات من أجل إعادة التردد المركزي بين ترددي الرنين إلى التردد المركزي للمرشح المطلوب 5GHz -(حيث البعد الثاني للفجوات ثابت)-. ويبين الجدول (4-5) أيضاً قيم *l* طول كل من الفجوتين المترابطتين الجديدتين, والتي تجعل التردد المركزي بين ترددي رنينهما يساوي 5GHz.

الجدول (4-5) تبعية معامل الترابط بين فجوتي QMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما فتحة التربط في منتصف الجدار الفاصل بينهما

L (mm)	*k*	*w* (mm)
19.46	0.011359	3
19.408	0.014855	3.4
19.352	0.01975	3.8

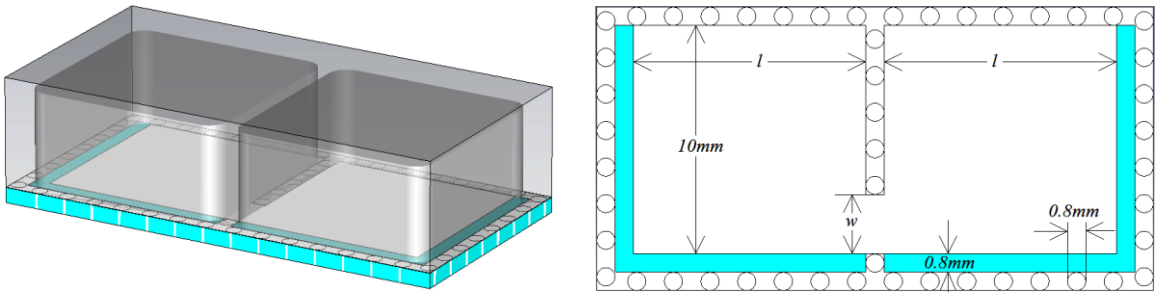


الشكل (4-21) تبعية معامل الترابط بين فجوتين رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (فتحة الترابط في منتصف الجدار الفاصل بينهما)

أيضاً يمكننا من الجدول (4–5) أو الشكل (4–21) أن نوجد عرض فتحة الترابط المقابلة معامل الترابط المطلوب, (سماكة الجدار 0.8mm) أي بين الفجوتين I و II, وبين الفجوتين III و IV, نجد أن (باستخدام تقريب خطي) عرض فتحة الترابط هي:

من أجل $K_{12} = K_{34} = 0.0166188$, فإن عرض الفتحة يكون تقريباً: $w_{12} = w_{34} = 3.58\text{mm}$, وتكون أطوال الفجوات: $L_2 = 19.385\text{mm}$

كما يبين الشكل (4–19) أن الترابط بين الفجوتين III و IV يكون بأن نترك فتحة الترابط بين الفجوتين على طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين. ولإيجاد تغير معامل الترابط بين فجوتين بينهما ترابط من هذا الشكل, فإننا نجري محاكاة للبنية المبينة في الشكل (4–22), ونوجد من نتائج المحاكاة معامل الترابط - بالطريقة المشروحة في الفصل الثالث - ونعيد إجراء المحاكاة مع تغيير عرض الفتحة بين الفجوتين w, وفي كل مرة نضبط أو نولف الطول l_2 -(وهو البعد l الوارد في الشكل (4–22))-؛ بحيث نحصل على تردد المركزي 5GHz. ولنلاحظ هنا أيضاً أننا نأخذ بالاعتبار وجود علبة التحجيب, كما هي مبينة في الشكل (4–22) (b).



(a) الدارة المطبوعة لفجوتي QMSIW على طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين

(b) فجوتي QMSIW محجبتين مترابطتين على طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين

الشكل (4–22) الشكل الأول من أشكال الترابط بين فجوتين QMSIW

لإيجاد معامل الترابط بين الفجوتين الرنانتين المترابطتين نستخدم أيضاً - كما في الفصل الثالث - eigenmode solver, الذي يعمل ضمن بيئة عمل البرنامج CST Microwave Studio, والذي يحسب لنا ترددات رنين بنية ما, وبالتالي يمكننا أن نحصل على ترددي رنين البنية مباشرةً, ومن ثم نطبق العلاقة: (3–12).

يبين الجدول (4–6) والشكل (4–23) تبعية معامل الترابط بين فجوتي QMSIW الرنانتين المترابطتين -(على طرف الجدار الفاصل بينهما, والمبيَّنتين في الشكل (4–22))-, لعرض فتحة الترابط بينهما w. وجدنا أثناء المحاكاة أيضاً أن ترددي الرنين الذين نحصل عليهما ومع تغير عرض فتحة الترابط يبتعدان عن التردد المركزي المطلوب 5GHz, وبالتالي أيضاً أعدنا تغيير طول (البعد l) الفجوات, من أجل إعادة التردد المركزي بين ترددي الرنين إلى التردد المركزي للمرشح المطلوب

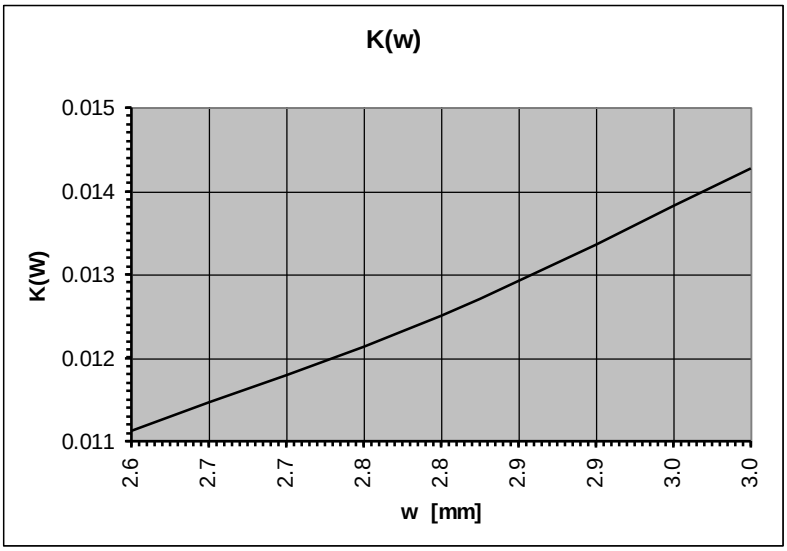
5GHz. ويبين الجدول (4–6) أيضاً قيم l طول كل من الفجوتين المترابطتين الجديدتين, والتي تجعل التردد المركزي بين ترددي رنينهما 5GHz.

أيضاً يمكننا من الجدول (4–6) أو الشكل (4–23), أن نوجد عرض فتحة الترابط المقابلة لمعامل الترابط المطلوب (حيث سماكة الجدار 0.8mm), أي بين الفجوتين II و III, نجد أن عرض فتحة الترابط هو: (باستخدام تقريب خطي)

من أجل $K_{12} = K_{34} = 0.0131521$, فإن عرض الفتحة يكون تقريباً: $w_{12} = w_{34} = 3.94\text{mm}$, وتكون أطوال الفجوات $L_3 = 21.54\text{mm}$.

الجدول (4–6) تبعية معامل الترابط بين فجوتي QMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما فتحة الترابط على طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين

L (mm)	k	w (mm)
19.986	0.011122	2.6
21.046	0.012511	2.8
21.948	0.014264	3



الشكل (4–23) تبعية معامل الترابط بين فجوتي QMSIW رنانتين لعرض فتحة الترابط بينهما (الترابط على طرف الجدار الفاصل بين الفجوتين)

عند حساب الفجوة الرنانة الشرائحية باستخدام QMSIW وحدها نجد أنه: من أجل تردد رنين 5GHz, يجب أن تكون أبعاد الفجوة $L = 21.46\text{mm}$. يبين الشكل (4–24) (a) شكل الفجوة QMSIW المحجبة, بينما يبين الشكل (4–24) (b) أبعاد الدارة المطبوعة لهذه الفجوة. أن أطوال الفجوات بوجود فتحات الترابط تنقص عنها في حال وجودها وحدها دون فتحات ترابط, وذلك بسبب وجود فتحات الترابط. وبالتالي - كما ذكرنا في الفصل الثالث - من أجل حساب أبعاد الفجوة الأولى (والأخيرة), يجب أن ننقِص أبعادها المحسوبة بقدر نصف الفرق بين البعد الأساس للفجوة وحدها والفجوة بوجود

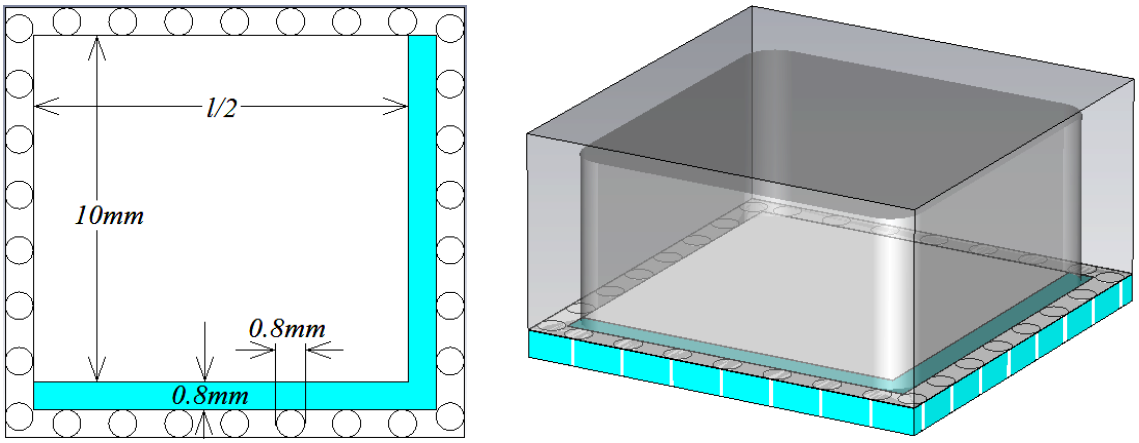
خطوط الربط microstrip, وأيضاً بقدر الفرق بين بعد الفجوة الأساسية والفجوة بوجود فتحة الترابط بينها وبين الفجوة الثانية. أي:

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

ومن أجل حساب أبعاد الفجوة الثانية يجب أن ننقص أبعاد الفجوة الأساسية L, بقدر فرق البعد بينها وبين الفجوة الأولى, وفرق البعد بينها وبين الفجوة الثالثة, أي:

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

وبالتالي فإن الأبعاد النهائية لفجوات المرشح ستكون: $l_1 = l_4 = 19.4\text{mm}$ و $l_2 = l_3 = 20.77\text{mm}$



(a) فجوة QMSIW محجبة **(b) شكل الدارة المطبوعة**

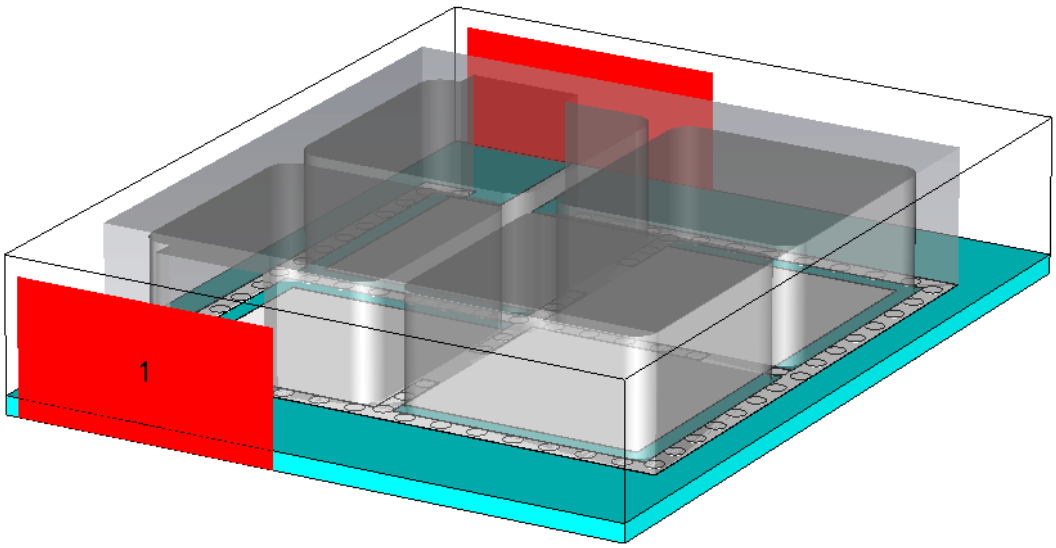
الشكل (4-24) فجوة QMSIW محجبة مع شكل الدارة المطبوعة

وباستخدام قاعدة عازلة سماكتها 0.8mm وثابت عازليتها 4.5, فإنه يمكننا تشكيل المرشح برنانات QMSIW من الأبعاد الفيزيائية المحسوبة في هذه الفقرة, حيث أن أقطار الثقوب التي تشكل الجدران التي تحيط بالفجوات تساوي 0.8mm, والمسافة بين ثقبين متجاورين هي 0.8mm, وعرض خط النقل الشرائحي الميكروي microstrip هو 1.5mm. ومنه فإننا نحصل على المرشح المبين في الشكل (4-25). حيث يبين الشكل (4-25) (b) شكل الدارة المطبوعة بينما يبين الشكل (4-25) (a) شكل المرشح ثلاثي الأبعاد مع علبة التحجيب. ويبين الشكل (4-26) استجابة هذا المرشح, والتي نحصل عليها بإجراء محاكاة لهذا المرشح باستخدام البرنامج CST MicroWave Studio.

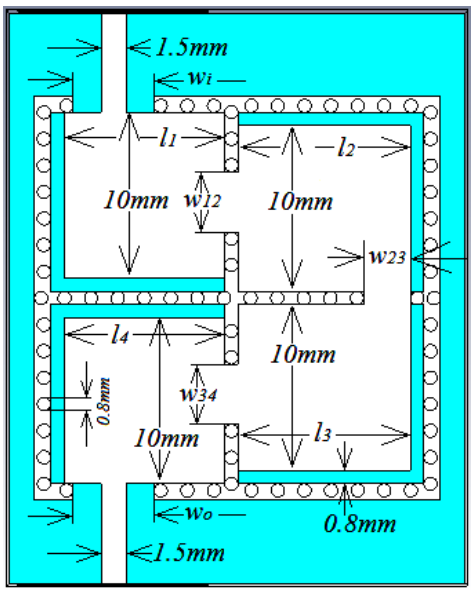
يبين الشكل (4-26) أن استجابة المرشح تحقق المواصفات المطلوبة؛ حيث أن عرض مجال التمرير عند -3dB يساوي 100MHz, ومعامل الانعكاس ضمن مجال التمرير أصغر من -16.2dB, وبالتالي فإن معامل التمرير أكبر من -0.1dB, وذلك على مجال 80MHz. سنرى في الفقرة: 4-3-4. التنفيذ العملي لهذا المرشح, ونتائج قياس هذا المرشح مع مقارنة بين نتائج القياس ونتائج المحاكاة.

4-3-4. التنفيذ العملي للمرشح ونتائج القياس

لتنفيذ المرشح استخدمنا قاعدة من نوع FR4, وهي من نفس نوع القاعدة التي تم تنفيذ المرشح السابق عليها, وهي ذات ثابت عازلية كهربائية 4.5, وثابت نفاذية مغناطيسية 1. سماكة القاعدة المستخدمة 0.8mm. وأيضاً نتوقع أن المرشح يسبب تخميداً عالياً ضمن مجال التمرير. يبين الشكل (4-27) صورة لقاعدة المرشح بعد التصنيع. بينما تم تصنيع علبة التحجيب باستخدام مادة الألمينيوم؛ حيث تم تشكيل علبة التحجيب باستخدام آلة تفريز أيضاً متوفرة في السوق المحلية, ويبين الشكل (4-28) صورة لعلبة التحجيب المصنعة.



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

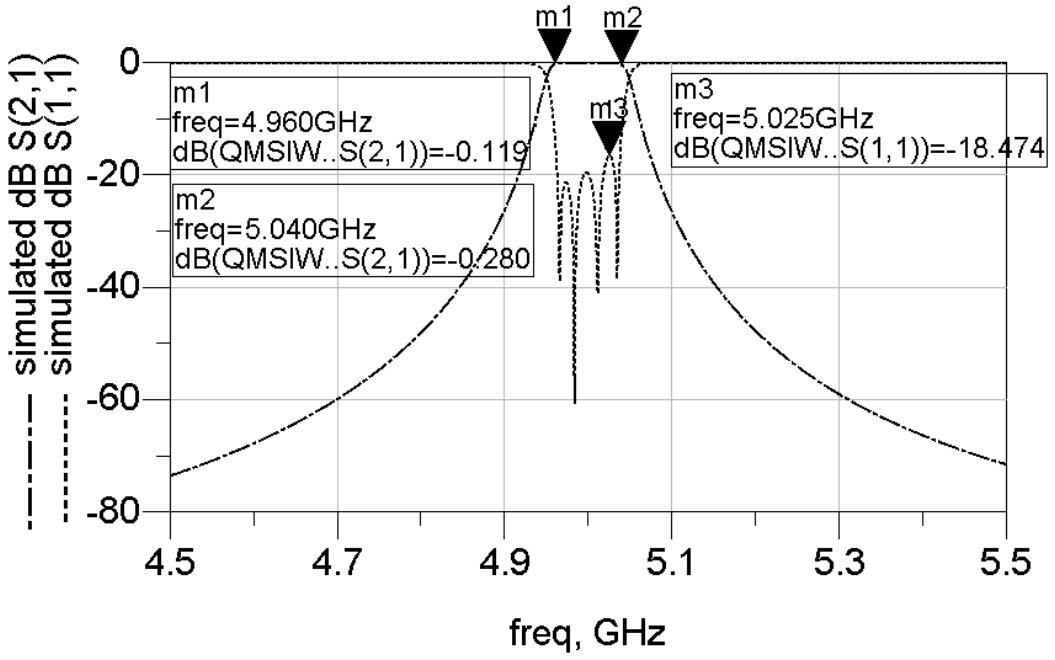


(b) شكل الدارة المطبوعة لمرشح مؤلف من أربعة فجوات QMSIW مع أبعادها العندسية

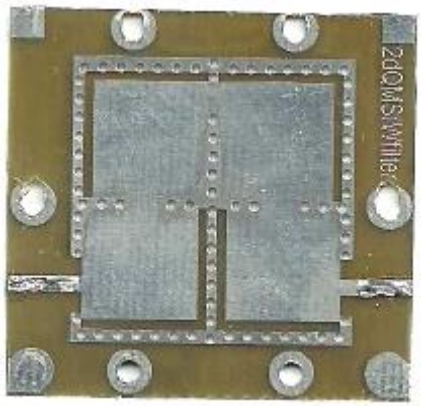
الشكل (4-25) مرشح من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات QMSIW مترابطة

ومن أجل قياس المرشح يجب وضعه ضمن علبة معدنية, ووصله مع موصلات connectors من نوع SMA, والتي تُستخدم في دارات الأمواج الميكروية, كما أنها تتوافق مع جهاز القياس المستخدم, وهو محلل شبكات network analyzer من شركة Agilent, ويبين الشكل (4–29) شكل المرشح بعد وضعه ضمن العلبة المعدنية, ووصله مع الموصلات SMA.

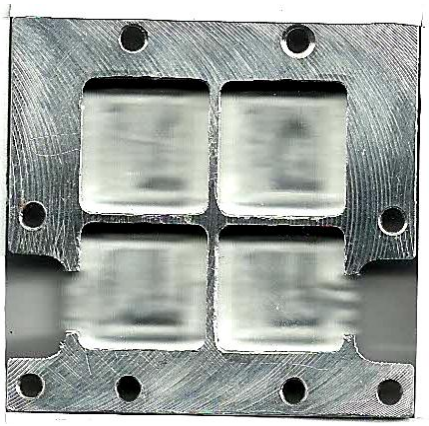
تم قياس المرشح باستخدام محلل شبكات من شركة Agilent؛ حيث يمكن أن نحصل من جهاز القياس هذا على S_{21} و S_{11}. ويبين الشكل (4–30) نتائج قياس المرشح المصنَّع بالمقارنة مع نتائج محاكاة هذا المرشح؛ حيث يمكننا أن نرى من الشكل (4–30) أن التردد المركزي مُزاح عن القيمة 5GHz, كما في حالة المرشح السابق ذو الفجوات HMSIW, ما يؤكد أن قيمة ثابت العازلية الكهربائي للقاعدة FR4 المستخدمة أقل بقليل من القيمة 4.5, - كما ذكرنا في الفقرة: 4–2–4. - بالإضافة إلى أن عرض مجال تمرير المرشح أصغر من القيمة التي حصلنا عليها من المحاكاة. كما يمكننا أن نلاحظ أن تخميد المرشح ضمن مجال التمرير كبير مقانةً بنتيجة المحاكاة, والسبب في ذلك, - كما ذكرنا أيضاً في الفقرة: 4–2–4. - ارتفاع قيمة مفاقيد العازل الذي تُصنع منه القاعدة المستخدمة.



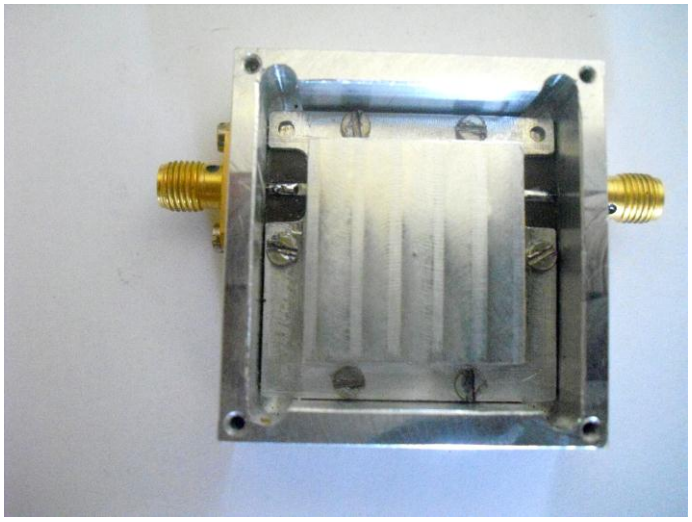
الشكل (4–26) الاستجابة الترددية لمرشح الفجوات QMSIW الرنانة المترابطة والوارد في الشكل (4–25)



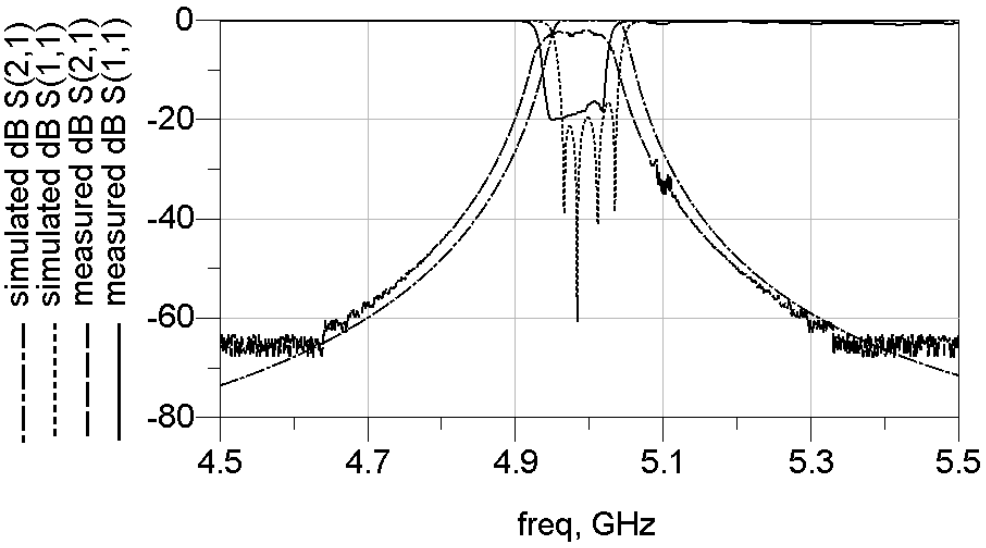
الشكل (4–27) مرشح تمرير من الدرجة الرابعة مؤلف من أربعة فجوات QMSIW



الشكل (4–28) علبة تحجيب للمرشح المبين في الشكل (4–27)



الشكل (4–29) المرشح المبين في الشكل (4–27) بعد تعليبه



الشكل (4–30) الاستجابة الترددية المقاسة لمرشح الفجوات الشرائحية QMSIW الرنانة المترابطة والوارد في الشكل (4–29) مع المقارنة بنتيجة محاكاة المرشح نفسه

خاتمة

خلاصة

أجرينا في هذه الأطروحة مراجعة مختصرة حول تصميم مرشحات الأمواج الميكروية, حيث اكتفينا بما يفيدنا في تصميم المرشحات, التي قمنا بتصميمها وتنفيذها. كما عرضنا دراسة مرجعية عن المرشحات التي تستخدم تقنية SIW وتطورها. ودرسنا طريقة مكاملة الفجوات الرنانة مع القواعد العازلة لنحصل على رنانات شرائحية تسمى SIW. كما درسنا بعض طرائق تصغير مساحات فجوات SIW الرنانة باستخدام الطي. واقترحنا طريقة جديدة لتصغير المساحات باقتطاع جزء من الفجوة (نصفها أو ربعها), لنحصل على فجوة نصف نمط شرائحية (فجوة HMSIW) رنانة, أو فجوة ربع نمط شرائحية (فجوة QMSIW) رنانة. تحتفظ هاتين الفجوتين تقريباً بنصف و ربع نمط الرنين, مقارنةً بفجوة SIW الرنانة, التي اقتطعنا منها هاتين الفجوتين. ووجدنا أن عامل الجودة ينخفض مع الفجوات الجديدة, وأنه يمكننا تحجيب الفجوتين المذكورتين لعزلها عن الدارات المحيطة, ويمكننا أيضاً مع التحجيب أن نزيد عامل الجودة.

قمنا في هذه الأطروحة أيضاً بشرح مفصل لطريقة تصميم مرشحات أمواج ميكروية نوع تمرير مجال, باستخدام رنانات فجوات شرائحية مشكلة من أدلة موجة شرائحية. حيث أوردنا مثال يوضح طريقة تصميم مرشح من الدرجة الخامسة, باستخدام فجوات SIW, وذلك لإيضاح خطوات التصميم بشكل مفصل. وأوردنا أمثلة عن ثلاثة مرشحات نستخدم في الأول فجوات أدلة موجة شرائحية SIW, والثاني فجوات أدلة موجة شرائحية تحتفظ بنصف نمط الرنين HMSIW, والثالث فجوات أدلة موجة شرائحية تحتفظ بربع نمط الرنين QMSIW. قمنا بتصميم المرشحات الثلاثة بحيث نحصل على نفس مواصفات التمرير للمرشحات الثلاثة. وجدنا بالمقارنة أن المرشحات لها استجابات متقاربة جداً ضمن مجال التمرير, وتختلف الاستجابات عن بعضها البعض بالابتعاد عن مجال التمرير.

عند مكاملة هذه الأنواع من المرشحات مع دارات أخرى, فإن هذه المرشحات تشغل المساحات المحصورة بين الحواجز المحيطة بالمرشح. نلاحظ أن المساحة قد انخفضت بنسبة 1.7 تقريباً, عندما انتقلنا من المرشح الذي يستخدم فجوات SIW, إلى المرشح الذي يستخدم فجوات HMSIW. وبنسبة تساوي 3 تقريباً عندما انتقلنا من المرشح الذي يستخدم فجوات SIW, إلى المرشح الذي يستخدم فجوات QMSIW.

قمنا أيضاً بتصميم ومحاكاة مرشحين أحدهما باستخدام حجرات HMSIW, والآخر باستخدام حجرات QMSIW, ووجدنا من نتائج المحاكاة أن المرشحين الذين تم تصميمهما يحققان المواصفات المطلوبة. ومن ثم تم تنفيذ المرشحين وقياسهما, وأظهرت نتائج القياس توافقاً جيداً بين نتائج المحاكاة

ونتائج القياس. ويمكننا القول بأن هذه المرشحات الجديدة تعتبر صغيرة الحجم بالمقارنة مع مثيلاتها من المرشحات التقليدية, وبالي فهي مناسبة للتطبيقات الميكروية والميليمترية.

مقترح الأعمال المستقبلية

يمكن أن تنحو فكرة تحسين أداء مرشح الأمواج الميكروية أحد اتجاهين:

الاتجاه الأول: هو تحسين مواصفات المواد المستخدمة في تصنيع المرشح, مثل مفاقيد العازل مثلاً أو نعومة سطع القاعدة المستخدمة أو زيادة ناقلية الشريحة الناقلة على سطع القاعدة العازلة ... . إلا أن هذه الأنواع من التحسينات يجب أن يقوم بها الفيزيائيون بالتعاون مع العاملين في مجال الأمواج الميكروية من أجل تحديد المواصفات المطلوبة.

الاتجاه الثاني: هو تحسين استجابة المرشح المصمم ليحقق المواصفات المطلوبة. فمثلاً قد يكون مطلوباً من المصمِّم أن يكون التخميد عالياً بقدر ما عند نقطة ترددية ما خارج مجال التمرير, وهذا يتطلب من المصمم إضافة صفر نقل خارج مجال التمرير عند التردد المطلوب. أو أن يكون التخميد عالياً عند عدة نقاط ترددية. أو أن يكون للاستجابة الترددية شكلاً محدداً, ومنه على المصمم أن يختار نوع الاستجابة المناسب أو أن ينطلق من التصميم وفق استجابة ترددية معينة ومن ثم يقوم بإجراء التحسينات اللازمة على هذه الاستجابة كإضافة أصفار نقل مثلاً. إن هذه الأعمال تتطلب معرفة التعامل مع بنى هندسية جديدة للمرشح, واختيار مسارات الترابط بين الفجوات الرنانة بشكل مختلف عن البنية الهندسية ذات الترابط المباشر in-line التي استخدمناها في تصميماتنا في هذه الأطروحة. وبالتالي فإن المصمم يحتاج إلى معرفة التعامل مع بنى هندسية فيها حجرات بينها ترابط عرضي cross-coupling, ومن أجل ذلك عليه أن يتعامل رياضياً مع مصفوفات الترابط بدلاً من معاملات الترابط البسيطة التي تم بناءً عليها تصميم مرشحاتنا في هذه الأطروحة. وعلى الرغم من صعوبة التعامل مع مصفوفات الترابط؛ حيث أن تطبيقها عملياً يتطلب توفير إمكانية ربط الفجوة الرنانة بأكثر من فجوتين أخريين لكي يتحقق أكثر من مسار للإشارة الميكروية عبر المرشح, وينشأ عنه تداخلاً بناءً, أو هداماً, بين الإشارات على المسارات المختلفة, لنحصل على أصفار نقل, أو أقطاب نقل, جديدة في استجابة المرشح, وأخيراً فإنه من المفيد مستقبلاً أن تستخدم هذه البنى في تصميم مرشحات تستخدم الفجوات الرنانة الجديدة التي اقترحناها. ومن أجل ذلك يجب دراسة طرائق الربط بين هذه الأنواع من الفجوات, ودراسة إمكانية ربط الفجوة الرنانة الواحدة بأكثر من فجوتين.

كما يمكن تحسين استجابة المرشح باستخدام فجوات متعددة الأنماط. وبالتالي من المفيد مستقبلاً أيضاً أن ندرس إمكانية إثارة أنماط متعددة ضمن الفجوات التي درسناها, ودراسة إمكانية استخدام الفجوات الشرائحية متعددة أنصاف الأنماط أو متعددة أرباع الأنماط في تصميم المرشحات.

ويمكن أيضاً تصغير حجوم هذه المرشحات باستخدام قواعد عازلة لها ثابت عازلية عالي جداً, ما يجعل هذه المرشحات قابلة للتنفيذ ضمن دارات ميكروية متكاملة لنحصل على مرشحات كعناصر مصغرة, يمكن استخدامها في أنظمة الاتصالات والأنظمة الرادارية.

وأخيراً إن مجال التطوير الذي يمكن تحقيقه على تصميم مرشحات الأمواج الميكروية واسع جداً ويمكن أن نتخيل تحسين أداء المرشح بطرائق مختلفة, أو بمزيج من مجموعة طرائق, ولا يمكننا أن نتوقع مساراً لتطوير وتحسين مرشحات الأمواج الميكروية وأداءها, وكل ذلك مرهون بالتكنولوجيا, فالتطور التكنولوجي يتيح لمهندسي الأمواج الميكروية مجالاً لابتكار طرائق التحسين, كما أن متطلبات المهندسين لتطوير وتحسين المرشحات يفتح مخيلة التقنيين على أفكار جديدة يحتاجونها في تطوير التكنولوجيا ويقدمون فيها للمهندسين أفقاً للتطوير.

قمنا بنشر مقالة بعنوان: **تصميم مرشح تمرير حزمة في مجال الأمواج الميكروية باستخدام فجوات أدلة الموجة الشرائحية ذات نصف النمط HMSIW**

Design of a band pass Microwave Filter using Half Mode Substrate Integrated Waveguide (HMSIW)

في مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية وحصلنا على موافقة النشر: رقم 1636 تاريخ 2014/9/21.
بإشراف الأستاذ الدكتور: فريز عبود.

المراجع العلمية:

[1] Pierre Jarry & Jacques Beneat, "Advanced design techniques and realization of microwave and rf filters," IEEE press 2008

[2] S. B. Cohn, "Direct coupled resonator filters", Proc. IRE, vol. 45, pp. 187-196, Feb. 1957.

[3] G. L. Matthaei, L. Jones and E.M. T. Jones, "Microwave Filters, Impedance Matching Networks and Coupling Structures," New York: McGraw-Hill, 1964.

[4] N.Marcuvitz, "Waveguide Handbook," Polytechnic Institute of New York, 1986.

[5] R. J. Cameron and J.D. Rhodes, "Assymmetric realizations for dual-mode bandpass filters," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 29 pp 51-58, Jan. 1981.

[6] M. Guglielmi, R. C. Molina and A. Alvarez Melcon, "Dual-mode circular waveguide filters without tuning screws", IEEE Microwave and Guided Wave Letters., vol. 2, pp. 457-458, Nov. 1992.

[7] Yuan Dan Dong, Wei Hong, Hong Jun Tang, "A Novel Millimeter Wave Substrate Integrated Waveguide Filter Using TE301 Mode Cavities," IEEE. GSMM 2008 Proceeding

[8] Yun Tao, Wei Hong and Hongjun Tang, "Design of A Ka-Band Bandpass Filter Based on High Order Mode SIW Resonator," downloaded from IEEE

[9] Shen Kai, Wang Guang-Ming, Zeng Xiang-Neng, "Transverse Mental Iris Filter based on Substrate Integrate WavegiUde Cavities," downloaded from IEEE

[10] Qi-Fu Wei, Zheng-Fan Li, Lin-Sheng Wu, Wen-Yan Yin, and Jun-Fa Mao, "Investigation on Some Novel Multi-Layered Cross-Coupled Substrate Integrated Waveguide (SIW) Circular Cavity Filters," IEEE 2008, downloaded from IEEE

[11] Tae-Soon Yun, Hee Nam, Ki-Byoung Kim, and Jong-Chul Lee, "Iris Waveguide Bandpass Filter Using Substrate Integrated Waveguide (SIW) for Satellite Communication," IEEE. APMC2005 Proceedings

[12] Yu Lin Zhang, Wei Hong, Ke Wu, Ji Xin Chen, Zhang Cheng Hao, "Development of Compact Bandpass Filters with SIW Triangular Cavities," IEEE. APMC2005 Proceedings

[13] H.J. Tang, W. Hong, Z.C. Hao, J.X. Chen and K. Wu, "Optimal design of compact millimetre-wave SIW circular cavity filters," IEEE, ELECTRONICS LETTERS 15th September 2005 Vol. 41 No. 19

[14] K. Shen, G.-M. Wang, S.-H. Fu and G.-D. Gu, "Highly selective bandpass filter based on substrate integrated waveguide," IEEE, ELECTRONICS LETTERS 2nd July 2009 Vol. 45 No. 14

[15] Da-Peng Wang, Wen-Quan Chel, Peter Russer, "Tunable Substrate-Integrated Waveguide (S1W) Dual-Mode Square Cavity Filter with Metal Cylinders," PP. 128-131, 2008 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Art of Miniaturizing RF and Microwave Passive Components

[16] Chia-Cheng Chuang, Hung-Hsuan Lin, and Chin-Li Wang, "Design of Dual-Mode SIW Cavity Filters," Downloaded from IEEE

[17] Xiaoping Chen, Zhangchen Hao, Wei Hong, Tiejun Cui, and Ke Wu, "Planar Asymmetric Dual-Mode Filters Based on Substrate Integrated waveguide (SIW)," Downloaded from IEEE

[18] Juan Carlos Bohorquez,Benjamin Potelon, Christian Person, Eric RiusE, Cedric Quendo, Gerard Tanne, Erwan Fourn, "Reconfigurable Planar SIW Cavity Resonator and Filter," Downloaded from IEEE

[19] Zhang-Cheng Hao1, Wei Hong1, Xiao-Ping Chen1, Ji-Xin Chen1 and Ke Wu, "A single-layer folded Substrate Integrated Waveguide (SIW) filter," IEEE, 2005

[20] Runqi Zhang, Zhigang Wang, Bo Yan, Ruimin Xu, "FSIW cavity filter and Derivative FSIW cavity and its filters with LTCC technology," IEEE, 2009

[21] Hung-Yi Chien, Tze-Min Shen, Ting-Yi Huang, "Miniaturized Bandpass Filters With Double-Folded Substrate Integrated Waveguide Resonators in LTCC," IEEE transaction on microwave theory and techniques, vol. 57, no. 7, july 2009

[22] P. Blondy, A. R. Brown, D. Cros, and G. M. Rebeiz, "Low-loss micromachined filters for millimeter-wave communication systems," Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on, vol. 46, pp. 2283-2288, 1998.

[23] J. Papapolymerou, J. C. Cheng, J. East, and L. P. B. Katehi, "A micromachined high-Q X-band resonator," Microwave and Guided Wave Letters, IEEE [see also IEEE Microwave and Wireless Components Letters], vol. 7, pp. 168-170, 1997.

[24] T. A. Schwarz and L. P. B. Katehi, "A Micromachined Evanescent Mode Resonator," European Microwave Conference, 1999. 29th, vol. 2, 1999.

[25] B. Guillon, D. Cros, P. Pons, K. Grenier, T. Parra, J. L. Cazaux, J. C. Lalaurie, J.Graffeuil, and R. Plana, "Design and realization of high Q millimeter-wave structures through micromachining techniques," Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International, vol. 4, 1999.

[26] Teis Johan Coenen, "Analysis and Design of Post-Wall Waveguides for Application in SIW," PHD thesis, 2010, Universiteit Twente, The Netherlands, pp.161,

[27] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, and G. Conciauro, "Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide," IEEE Microwave Wireless Compon. Lett., vol. 12, no. 9, Sep. 2002, pp. 333-335.

[28] D. Deslandes and K. Wu, "Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 11, no. 2, pp. 68-70, Feb. 2001.

[29] Xiao-Ping Chen, Ke Wu, "Low-Loss Ultra-Wideband Transition between Conductor-Backed Coplanar Waveguide and Substrate Integrated Waveguide," IEEE, 2009

[30] Yan Ding, Ke Wu, "Substrate Integrated Waveguide-to-Microstrip Transition in Multilayer Substrate," IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 55, NO. 12, DECEMBER 2007

[31] Sunho Lee, Sangwoon Jung, Hai-Young Lee, "Ultra-Wideband CPW-to-Substrate Integrated Waveguide Transition Using an Elevated-CPW Section," IEEE MICROWAVE AND WIRELESS COMPONENTS LETTERS, VOL. 18, NO. 11, NOVEMBER 2008

[32] K. V. Puglia, "A general design procedure for bandpass filters derived from low pass prototype elements," MICROWAVE JOURNAL, pp. Part I, 2001.

[33] D.M. Pozar, "Microwave Engineering," FORTH ed. New York, NY: John Wiley and Sons, Inc, 2011.

[34] Robert E.Collin, "Foundations for microwave Engineering," Mc Graw hill International Editions, Electrical Engineering series.

[35] J. S. Hong, "Compact folded-waveguide resonators," Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International, vol. 1, 2004.

[36] J. S. Hong, "Compact folded-waveguide resonators and filters," Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceeding, vol. 153, pp. 325-329, 2006.

[37] D. Deslandes and K. Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," European Microwave Conference, 2002. 32nd, pp. 1-4, 2002.

[38] R.Wang, L.-S.Wu, X.-L.Zhou, "Compact Folded Substrate Integrated Waveguide Cavities and Bandpass Filter," Progress in Electromagnetic Reserch, PIER 84, 135-147,2008

[39] ZhangCheng Hao, Wei Hong, Hao Li, Hua Zhang, Ke Wu, "A Broadband Substrate Integrated Waveguide (SIW) Filter," IEEE 2005

[40] Shi Yin, Protap Pramanick, "Use of 3D Field Simulators in the Synthesis of Waveguide Capacitive Iris Coupled Lowpass Filters," International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering vol.10,Issue 3,Apr.2000, pp.190-198.

[41] 2008 هندسة الأمواج الميكروية والميليمترية, جامعة دمشق, فريز عبود & شحادة موسى

[42] نظرية الحقول الكهرمغناطيسية, جامعة دمشق, فاروق دريعي & محمد موسى

Abstract

In this thesis, a novel HMSIW (Half Mode Substrate Integrated Waveguide) cavity band pass filter and a novel QMSIW (Quarter Mode Substrate Integrated Waveguide) cavity band pass filter are presented. Two prototypes at 5GHz, 80MHz pass band at 0.1dB insertion loss and 45dB at least attenuation at 200MHz from the center frequency out of band pass, for the proposed filters have been designed, simulated using CST Microwave Studio. The filters have been fabricated using standard Printer Circuit Board (PCB) process. The fabricated filters have been measured using Vector Network Analyzer (VNA). The measurement results have been compared with the simulation results, good agreement has been observed between simulation and measurement results for the two filters concerning the pass band, the insertion loss and the rejection out of band.