



الجمهورية العربية السورية

جامعة دمشق

كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

تطوير أداء الأنظمة فائقة عرض المجال باستخدام تقنية الهوائيات المرشحة

دراسة أعدت لنيل درجة الدكتوراه في هندسة الاتصالات المتقدمة

إعداد

م. محمد حسام السقا

المشرف المشارك

د.م. محمد زيواني

المشرف العلمي

أ. د. م. عبد الرزاق البدوية

العام الدراسي

2025-2024



الجمهورية العربية السورية

جامعة دمشق

كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

تطوير أداء الأنظمة فائقة عرض المجال باستخدام تقنية الهوائيات المرشحة

دراسة أعدت لنيل درجة الدكتوراه في هندسة الاتصالات المتقدمة

إعداد

م. محمد حسام السقا

المشرف المشارك

د.م. محمد زيواني

المشرف العلمي

أ. د. م. عبد الرزاق البدوية

العام الدراسي

2025-2024

تصريح خطي

أنا الموقع أدناه أصرح بعلمي الكامل وقبولي:

أن كل ما ينتج عن البحث والأطروحة هو ملكية فكرية ومالية بالتشارك مع جامعة دمشق، وأنني ألتزم بأخذ موافقة الجامعة في حال رغبتني بنشر البحث أو الأطروحة أو جزء منها نصاً أو مضموناً خارج إطار الجامعة (من دور نشر أو مكتبات أو مواقع الكترونية وغيرها من وسائل النشر).

أنه لا يوجد أي جزء من هذه الأطروحة تم اقتباسه من عمل علمي آخر أو أنجز للحصول على شهادة أخرى في جامعة دمشق أو أية جامعة أو معهد تعليمي داخل أو خارج الجمهورية العربية السورية.

الاسم والتوقيع

محمد حسام السقا

دمشق 2025

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

﴿قُلْ بِفَضْلِ اللَّهِ وَبِرَحْمَتِهِ فَبِذَلِكَ فَلْيَفْرَحُوا هُوَ خَيْرٌ مِّمَّا يَجْمَعُونَ﴾

الحمد لله الذي بنعمته تتم الصالحات، والصلاة والسلام على سيدنا محمد وعلى آله وصحبه أجمعين.

أتقدم بخالص الشكر وعظيم الامتنان إلى الأستاذ الدكتور عبد الرزاق البدوية، لما قدّمه لي من دعم علمي وتوجيهات بناءة كان لها الأثر العميق في إنجاز هذا العمل. لقد كان صبره وتفانيه في متابعة كافة مراحل البحث مصدر إلهام لي، ودافعاً للاستمرار وتخطي التحديات.

كما أعبر عن امتناني العميق للأستاذ الدكتور محمد زيواني، الذي أثرى هذه الأطروحة برؤيته العلمية وخبرته الواسعة. لقد كان لإرشاداته القيمة وتوجيهاته الدقيقة دورٌ كبير في التغلب على الصعوبات التي واجهتها خلال مسيرتي البحثية.

ولا يفوتني أن أتوجه بالشكر الجزيل إلى إدارة كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية في جامعة دمشق، التي قدمت لي الدعم الكامل لإجراء هذا البحث، وساهمت في تذليل العقبات، كما أشكر جميع أعضاء الهيئة التدريسية والإداريين في قسم الإلكترونيات والاتصالات على دعمهم العلمي والمعنوي.

وأخص بالشكر عائلتي الكريمة، التي كانت لي العون والسند في كافة مراحل هذه الرحلة. لقد كان لصبرهم ودعواتهم ودعمهم المتواصل الأثر الأكبر في استمراري وإنجاز هذا العمل.

وفي الختام، أسأل الله تعالى أن يجعل هذا العمل خالصاً لوجهه الكريم، وأن ينفع به العلم والمجتمع، وأن يوفق الجميع لما يحب ويرضى.

والله ولي التوفيق.

محمد حسام السقا

فهرس المحتويات

i.....	فهرس المحتويات
iv	فهرس الاشكال
ix	فهرس الجداول
x.....	الاختصارات
xii.....	المصطلحات
xvi.....	المستخلص
1.....	الفصل الأول: الإطار العام للبحث
2.....	1-1- المقدمة Introduction
3.....	1-2- بعض الدراسات المرجعية Literature review
6.....	1-3- مشكلة البحث Research Problem
7.....	1-4- هدف البحث Research Aim
8.....	1-5- أهمية البحث Research Significance
9.....	1-6- مسوغات البحث Research Justification
9.....	1-7- محدّدات البحث Research Limitations
10.....	1-8- حدود البحث Research Limitations
11.....	1-9- منهج البحث وأدواته Research Methodology and Tools
12.....	1-10- بنية الأطروحة Thesis Structure
13.....	الفصل الثاني: الأساسيات النظرية المرتبطة بالبحث
14.....	2-1- مقدّمة إلى الأنظمة فائقة عرض المجال Introduction to UWB Systems
	2-1-1- التداخل مع الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق Interference with
18.....	Narrowband Systems

20	2-1-2	مفاهيم عامّة حول الهوائيات	General Concepts about Antennas
25	3-1-2	هوائيات الأنظمة فائقة عرض المجال	UWB Systems Antennas
31	4-1-2	الهوائي أحادي القطب المطبوع	Printed Monopole Antenna
35	2-2	الرنانات	Resonators
37	1-2-2	رنانات العناصر المجمعة	Lumped Elements Resonators
42	2-2-2	رنانات خطوط النقل	Transmission Lines Resonators
45	3-2-2	الرنانات المستوية	Planar Resonators
51	4-2-2	الرنانات متعددة الأنماط	Multi-Mode Resonators
60	3-2	بنى المواد الفائقة	Metamaterials – MTM
63	1-3-2	خطوط نقل	Composite Right/Left-Handed (CRLH)
68	4-2	خاتمة الفصل	Chapter Conclusion
69		الفصل الثالث: التنفيذ العملي والنتائج	
70	1-3	تصميم هوائي فائق عرض المجال	UWB Antenna Design
77	2-3	تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال	UWB Filtenna Design
81	1-2-3	تصميم المرشح	Filter Design
96	2-2-3	مكاملة الهوائي مع المرشح	Antenna and Filter Integration
	3-3	تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال قابل لإعادة الضبط	Reconfigurable UWB
103		Filtenna Design	
104	1-3-3	تصميم المرشح	Filter Design
107	2-3-3	مكاملة الهوائي مع المرشح	Antenna Integration with Filter
	4-3	تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال متعدد الأنماط وقابل لإعادة الضبط	
111		Reconfigurable Multi-Mode UWB Filtenna Design	
113	1-4-3	تصميم الهوائي المرشح	Filter Antenna Design

117	 Filter Antenna Simulation	3-4-2- محاكاة الهوائي المرشح
129	. Compact UWB Filtenna Design	3-5- تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال مضغوط
131	 Basic Antenna Design	3-5-1- تصميم الهوائي الأساسي
136	 Metamaterial Antenna Design	3-5-2- تصميم الهوائي ببنى المواد الفائقة
139	 Results Comparison and Discussion	3-5-4- مناقشة ومقارنة النتائج
143		الخاتمة والآفاق المستقبلية
148		المراجع

فهرس الاشكال

- الشكل 2-1: مستوى EIRP كما حدّته لجنة الاتصالات الاتحادية FCC 19
- الشكل 2-2: الأنظمة ضيقة المجال المتداخلة مع نظام UWB 19
- الشكل 2-3: تمثيل الهوائي كجهاز إرشاد 20
- الشكل 2-4: أنواع مختلفة للهوائيات السلكية 22
- الشكل 2-5: تكوينان مختلفان لهوائيات الفتحة 23
- الشكل 2-6: هوائي شرائحي مكروي مربّع 23
- الشكل 2-7: المخطط الإشعاعي لمصفوفة هوائيات خطية 25
- الشكل 2-8: الهوائيات المتساوية الزاوية 28
- الشكل 2-9: هوائيات لولبية (أ) لولب وحيد (ب) لولبان 29
- الشكل 2-10: هوائيات لولبية (أ) شرائح ناقلة معلقة (ب) هوائيات فتحة 29
- الشكل 2-11: هوائي لولبي مخروطي 30
- الشكل 2-12: مقارنة بين الهوائي ثنائي القطب والهوائي أحادي القطب 31
- الشكل 2-13: هوائي ثنائي القطب 32
- الشكل 2-14: المخطط الإشعاعي لثنائي القطب 32
- الشكل 2-15: أشكال مختلفة لهوائي أحادي القطب العمودي 33
- الشكل 2-16: هوائي القرص أحادي القطب العمودي المطبوع 34
- الشكل 2-17: التيار السطحي لهوائي القرص أحادي القطب العمودي المطبوع 34
- الشكل 2-18: مبدأ تداخل أنماط الرنين في هوائي القرص المطبوع 35
- الشكل 2-19: أنواع الرنانات 36
- الشكل 2-20: (أ) دائرة رنين تسلسلية (ب) دائرة رنين تفرعية 38
- الشكل 2-21: استجابة التيار 38
- الشكل 2-22: تشكيلات دارات الرنين المختلفة 40
- الشكل 2-23: البنى أساسية لرنانات خطوط النقل ودائرة رنين LC المكافئة 43
- الشكل 2-24: بنى أساسية لرنانات خطوط النقل الشرائحية الميكروية 46
- الشكل 2-25: الدارة المكافئة لرنان نصف طول الموجة $\lambda g/2$ مقصور النهاية 47
- الشكل 2-26: الدارة المكافئة لرنان نصف طول الموجة $\lambda g/2$ مفتوح النهاية 48

- الشكل 2-27: الدارة المكافئة لرنان ربع طول الموجة $\lambda g/4$ مقصور النهاية..... 48
- الشكل 2-28: الدارة المكافئة لرنان ربع طول الموجة $\lambda g/4$ مفتوح النهاية..... 49
- الشكل 2-29: بعض بنى رنانات الفتحة..... 50
- الشكل 2-30: رنانتان مستويتان مترابطتان..... 51
- الشكل 2-31: رنانات متعددة الأنماط..... 52
- الشكل 2-32: رنانة ممانعة خطوية SIR..... 55
- الشكل 2-33: بنى مختلفة لرنانة SIR $\lambda/2$ 55
- الشكل 2-34: البنى الأساسية لرنانة SIR $\lambda/2$ 56
- الشكل 2-35: تغير تردد التوافقيات بالنسبة إلى التردد الأساسي لرنانة SIR $\lambda/2$ بأطوال متساوية..... 57
- الشكل 2-36: تغير الطول الكهربائي لرنانة SIR $\lambda/2$ من أجل نسبة ممانعة K متغيرة..... 58
- الشكل 2-37: مرشحات تمرير مجال مكونة من رنانات SIR مترابطة..... 59
- الشكل 2-38: المستوي (ϵ, μ) 62
- الشكل 2-39: الدارة المكافئة لخط نقل LH..... 62
- الشكل 2-40: الدارة المكافئة لخط نقل..... 64
- الشكل 2-41: منحنى التشنت..... 66
- الشكل 2-42: حالة التوازن لخط نقل CRLH..... 67
- الشكل 2-43: خط نقل CRLH..... 68
- الشكل 3-1: بنية الهوائي فائق عرض المجال (أ) الوجه العلوي، (ب) الوجه السفلي، (ج) الوجه الجانبي..... 71
- الشكل 3-2: فقد انعكاس الهوائي..... 72
- الشكل 3-3: نسبة أمواج الجهد المستقرة..... 73
- الشكل 3-4: ربح وفعالية إشعاع الهوائي..... 73
- الشكل 3-5: المخطط الإشعاعي للهوائي..... 74
- الشكل 3-6: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير المسافة الفاصلة بين رقعة الإشعاع..... 75
- الشكل 3-7: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير نصف قطر رقعة الإشعاع..... 76
- الشكل 3-8: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير نصف قطر الانحناء في طبقة الأرضي..... 76
- الشكل 3-9: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير عرض نقطة وصل خط النقل مع رقعة الإشعاع..... 77

78	الشكل 3-10: مخطط شبكة WBAN
82	الشكل 3-11: بنية الرنانة SI-SLR
83	الشكل 3-12: الدارة المكافئة لتحليل بنية الرنانة SI-SLR
84	الشكل 3-13: علاقة ترددات الرنين التوافقية f_{sp} من أجل $SIR - \lambda/2$
84	الشكل 3-14: بنية مرشح UWB المقترح
85	الشكل 3-15: تغيير النسبة K بالنسبة للتردد
87	الشكل 3-16: استجابة فرعة مفتوحة
87	الشكل 3-17: الملف الدائري المطبوع
88	الشكل 3-18: الاستجابة الترددية للمرشح المقترح
89	الشكل 3-19: توزع التيار السطحي
89	الشكل 3-20: أداء تأخير المجموعة
90	الشكل 3-21: تغيير الاستجابة الترددية تبعاً لتغير K
90	الشكل 3-22: تغيير الاستجابة الترددية تبعاً لتغير عدد لفات الملف المطبوع
91	الشكل 3-23: تغيير الاستجابة الترددية تبعاً لطول الملف المطبوع
91	الشكل 3-24: تغيير الاستجابة الترددية تبعاً لطول الترابط بين رنانة SI-SLR و SLR
92	الشكل 3-25: تنفيذ نموذج المرشح
97	الشكل 3-26: بنية الهوائي المرشح
98	الشكل 3-27: فقد الانعكاس للهوائي المرشح
98	الشكل 3-28: نسبة أمواج الجهد المستقرة للهوائي مع المرشح
99	الشكل 3-29: ربح الهوائي المرشح
99	الشكل 3-30: فعالية الإشعاع للهوائي
100	الشكل 3-31: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل المغناطيسي
100	الشكل 3-32: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل الكهربائي
100	الشكل 3-33: الهوائي المرشح المنفذ
101	الشكل 3-34: فقد انعكاس الهوائي المرشح المنفذ
101	الشكل 3-35: VSWR للهوائي المرشح المنفذ
105	الشكل 3-36: مرشح تمرير مجال باستخدام ثلاث مقاطع SIR

الشكل 3-37: بنية المرشح.....	106
الشكل 3-38: الاستجابة الترددية.....	106
الشكل 3-39: تأخير المجموعة.....	106
الشكل 3-40: الهوائي المرشح.....	108
الشكل 3-41: معامل انعكاس الهوائي المرشح في نمط UWB.....	108
الشكل 3-42: معامل انعكاس الهوائي المرشح في نمط عمل الأمواج الميليمترية.....	108
الشكل 3-43: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل المغناطيسي.....	109
الشكل 3-44: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل الكهربائي.....	110
الشكل 3-45: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل المغناطيسي.....	109
الشكل 3-46: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل الكهربائي.....	109
الشكل 3-47: ربح وفعالية إشعاع الهوائي.....	110
الشكل 3-48: النموذج العملي.....	110
الشكل 3-49: البنى النموذجية لرنانات SIR.....	114
الشكل 3-50: بنية الهوائي المرشح متعدد التطبيقات.....	115
الشكل 3-51: بنية المرشح الناتج عن وصل SIR مع خط النقل.....	116
الشكل 3-52: استجابة المرشح الناتج عن وصل SIR مع خط التغذية وفق المعامل $W2$	117
الشكل 3-53: الحالات المختلفة لتوصيل رنانات SIR.....	118
الشكل 3-54: ناتج محاكاة الحالة الأولى للهوائي المرشح.....	118
الشكل 3-55: معامل الانعكاس للحالات 10-11-12.....	119
الشكل 3-56: معامل الانعكاس للحالات 16-17-18.....	120
الشكل 3-57: معامل الانعكاس للحالات 2-5-6.....	120
الشكل 3-58: معامل الانعكاس للحالات 7-8-9.....	121
الشكل 3-59: معامل الانعكاس للحالات 13-14-15.....	121
الشكل 3-60: نتائج VSWR للهوائي المرشح.....	122
الشكل 3-61: تنفيذ بعض حالات الهوائي المرشح.....	124
الشكل 3-62: فقد انعكاس الهوائي المرشح المنفذ (الحالة 1).....	124
الشكل 3-63: فقد انعكاس الهوائي المرشح المنفذ (الحالة 9).....	125

الشكل 3-64: بنية الهوائي CPW الأساسية.....	131
الشكل 3-65: أداء هوائي CPW الأساسي.....	133
الشكل 3-66: ربح وفعالية إشعاع هوائي CPW الأساسي.....	134
الشكل 3-67: المخطط الإشعاعي لهوائي CPW الأساسي في مستوى الحقل المغناطيسي	135
الشكل 3-68: المخطط الإشعاعي لهوائي CPW الأساسي في مستوى الحقل الكهربائي	135
الشكل 3-69: بنية الهوائي بالمواد الفائقة.....	136
الشكل 3-70: أداء هوائي بنى المواد الفائقة	138
الشكل 3-71: ربح وفعالية إشعاع هوائي بنى المواد الفائقة	138
الشكل 3-72: أداء الهوائي العملي	139
الشكل 3-73: المخطط الإشعاعي لهوائي بنى المواد الفائقة في مستوى الحقل المغناطيسي	140
الشكل 3-74: المخطط الإشعاعي لهوائي بنى المواد الفائقة في مستوى الحقل الكهربائي	141

فهرس الجداول

الجدول 1-2: قيم قناع EIRP لأنظمة UWB [1].....	18
الجدول 1-3: أبعاد الهوائي	72
الجدول 2-3: أبعاد المرشح	88
الجدول 3-3: مقارنة المرشح المقترح مع مجموعة من التصاميم المرجعية.....	93
الجدول 4-3: مقارنة نتائج الهوائي المرشح مع مجموعة من التصاميم المرجعية.....	102
الجدول 5-3: أبعاد SIR القابلة لإعادة الضبط	116
الجدول 6-3: أبعاد SIR القابلة لإعادة الضبط	122
الجدول 7-3: مقارنة هوائيات مرشحة قابلة لإعادة الضبط.....	125
الجدول 8-3: أبعاد هوائي CPW	133
الجدول 9-3: أبعاد هوائي المواد الفائقة.....	137

الاختصارات

ACPW	Asymmetric Coplanar Waveguide
BAN	Body Area Network
BW	Bandwidth
cm	Centimeters
CPW	Coplanar Waveguide
CRLH	Composite Right/Left-Handed
CSRR	Complementary Split Ring Resonators
CST	Computer Simulation Technology
DARPA	Defense Advanced Research Project Agency
DEW	Directed Energy Weapons
DGS	Defected ground structures
Dk	High Dielectric Constant
DRA	Dielectric Resonator Antennas
EBG	Electromagnetic Band Gap
ECM	Electronic Counter Measures
EIRP	Effective Isotropic Radiated Power
EM	Electromagnetic
FCC	Federal Communications Commission
GPR	Ground-Penetrating Radar
GPS	Global Positioning System
HOR	Heterogeneous Open Ring
HPF	High-Pass Filter
ICPCL	Parallel-Coupled Lines
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
INSAT	Indian National Satellite
LH	Left-Handed
LPF	Low-Pass Filter
MC	Multi-Carrier
MMR	Multi-Mode Resonators
PCL	Parallel Coupled Line
PRF	Pulse Repetition Frequency
RF	Radio Frequency
RH	Right-Handed
SIR	Stepped Impedance Resonator
SI-SLR	Stepped Impedance Stub Loaded Resonator

SIW	Substrate Integrated Waveguide
SLRs	Stub Loaded Resonators
SRR	Split Ring Resonator
SSDCS	Diagonal Cross-Slot Resonators
TSCCR	Triangular Capacitive-Coupled Resonators
UIR	Microstrip Uniform Impedance Resonator
UWB	Ultra-Wideband
VHF	Very High Frequency
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio
WBAN	Wireless Body Area Network
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WSN	Wireless Sensors Network
ZOR	zeroth-order resonance

المصطلحات

3-dB bandwidth	عرض مجال نصف الاستطاعة
Absolute Bandwidth	عرض المجال الترددي المطلق
Access point	نقطة وصول
Analytical curve	منحني تحليلي
Aperture Resonators	رنانات الفتحة
Archimedean Spiral Antenna	الهوائي الحلزوني الأرخميدي
Asymmetric Coplanar Waveguide Defect Ground Structure (ACPW-DGS)	بنى دلائل الموجة المستوية غير المتناظرة بالأرضي المشوه
Asynchronously tuned coupled resonator	الرنانات المترابطة القابلة للتوليف بشكل غير متزامن
Balanced	حالة التوازن
Band Pass Filter (BPF)	مرشح تمرير مجال
Band Stop Filter (BSF)	مرشح رفض مجال
Bandwidth (BW)	عرض مجال
Bio-Medical Imaging	التصوير الطبي الحيوي
Body Area Network (BAN)	الشبكات الشخصية
Capacitive	سعوي
Composite Right/Left-Handed (CRLH)	خطوط النقل المركبة اليمنى/اليسرى
Conical Log-Spiral Antenna	الهوائي الحلزوني المخروطي
Coupling coefficient	معامل الترابط
Cutoff wavenumber	رقم موجة القطع
Defected ground structures (DGS)	بنى الأرضي المشوهة
Defense Advanced Research Project Agency (DARPA)	إدارة مشروع أبحاث الدفاع المتقدمة
Degenerate modes	الأنماط التابعة
Diagonal Cross-Slot Resonators (SSDCS)	الرنانات ذات الفتحات المائلة
Dielectric Resonator Antennas (DRA)	هوائيات الرنان العازل
Dipole	هوائي ثنائي القطب
Directed Energy Weapons (DEW)	الأسلحة الموجهة بالطاقة
Dispersion curve	منحني التشتت
Downlink (DL)	الوصلة الهابطة
Effective Isotropic Radiated Power (EIRP)	استطاعة الإشعاع متماثل المناحي الفعّال
Electromagnetic (EM)-Simulator	محاكي أمواج كهرومغناطيسية

Electromagnetic Band Gap (EBG)	فجوات المجال الكهرطيسي
Electronic Counter Measures (ECM)	أنظمة الحرب الإلكترونية
Equiangular Antennas	الهوائيات الزاوية المتساوية
Evanescent-Mode Resonator	رنانات النمط المتلاشي
External	خارجي
Federal Communications Commission (FCC)	لجنة الاتصالات الفيدرالية
Filtering Antennas	هوائيات مرشحة
Fractal structures	البنى الكسرية
Fractional Bandwidth	عرض المجال الترددي الكسري
fringing electric fields	أهداب الحقول الكهربائية
Global Positioning System (GPS)	نظام تحديد المواقع العالمي
Ground-Penetrating Radar (GPR)	رادار اختراق الأرض
Group delay	تأخير المجموعة
Guided wavelength	طول الموجة الموجّه
Half-power frequencies	ترددات نصف الاستطاعة
Heterogeneous Open Ring (HOR)	الحلقات المفتوحة غير المتجانسة
High Dielectric Constant (Dk)	الركائز ذات ثابت العازلية المرتفع
High mobility	التنقل العالي
Human Body Communication	اتصالات جسم الإنسان
Image current	تيار الصورة
Impedance Bandwidth	عرض مجال الممانعة
Impedance conversion	تغيير الممانعة
Indian National Satellite (INSAT)	أنظمة الاتصالات الساتلية الهندية
Indoor	الأمكن المغلقة
Inductance	تحريض
Inductively Compensated Parallel-Coupled Lines (ICPCL)	خطوط نقل مترابطة معوضة تحريضياً
Infinitesimal	متناهي الصغر
Insertion Loss	فقد التمرير
Internet of Things (IoT)	إنترنت الأشياء
length conversion	تغيير الطول
Loaded	المحمل
Log-Spiral Antenna	الهوائي اللوغاريتمي الحلزوني
Lumped Elements Resonators	رنانات العناصر المجمعة

Metamaterials	بنى المواد الفائقة
Microstrip Lines	خطوط نقل شرائحية مكروية
Multi-Carrier (MC)	متعددة الحوامل
Multi-Mode Resonators (MMR)	الرنانات متعددة الأنماط
multiple stubs	فرعات متعددة
Narrowband body communication	اتصالات الجسم ذات المجال الضيق
Network Analyzer	تحليل الشبكة
Notch Bands	مجالات رفض
Omnidirectional	متماثل المناحي
One-dimensional resonators	رنانات أحادية البعد
Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)	التجميع بتقسيم التردد المتعامد
Outdoor	المناطق الخارجية
Parallel Coupled Line (PCL)	خطوط النقل المترابطة المتوازية
Parasitic	عناصر طفيلية
Patch resonator	رنان رقي
Patch resonators	الرنانات الرقعية
Planar Coupled Resonators	الرنانات المترابطة المستوية
Planar Resonators	الرنانات المستوية
Printed Monopole	الهوائيات أحادية القطب المطبوعة
Pulse Repetition Frequency (PRF)	تردد تكرار النبضة
Radiation Efficiency	فعالية إشعاع
Radio Frequency (RF)	التردد الراديوي
Resonance frequency	تردد الرنين
Resonator Ring Square	الرنانات الحلقية المربعة
Resonators	الرنانات
Ring Resonators	الرنانات الحلقية
Slot antennas	هوائيات الفتحة
Special constructions	بنية خاصة
Stepped Impedance Resonator (SIR)	رنانات الممانعة الخطوية
Substrate Integrated Waveguide (SIW)	دليل الموجة المضمن في ركيزة
Synchronously tuned coupled resonator	الرنانات المترابطة القابلة للتوليف بشكل متزامن
Tapered	مدببة

Tapered resonators	الرنانات المدببة
Three-dimensional resonators	رنانات ثلاثية الأبعاد
Transversal Magnetic Field Distribution	توزيع الحقل المغناطيسي العرضاني
Triangular Capacitive-Coupled Resonators (TSCCR)	الرنانات المثلثية الموصولة سعويًا
Two-dimensional resonators	رنانات ثنائية الأبعاد
Ultra-Wideband (UWB)	الأنظمة فائقة عرض المجال
Unloaded	غير المحمل
Unloaded Q-factor	عامل الجودة غير المحمل
Uplink (UL)	الوصلة الصاعدة
UWB Radar	رادار فائق عرض المجال
Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)	نسبة أمواج الجهد المستقرة
Waveguide	دليل موجة
Wireless Body Area Network (WBAN)	الشبكات اللاسلكية الشخصية
Wireless Local Area Network (WLAN)	الشبكات اللاسلكية المحلية
Wireless Sensors Network (WSN)	شبكات الاستشعار اللاسلكية
Zero-dimensional resonators	رنانات بدون بعد

المستخلص

يركز البحث على تكنولوجيا الأنظمة فائقة عرض المجال (Ultra-Wideband (UWB والتي تُستخدم في تطبيقات مثل تحديد الموقع عالي الدقة، والاتصالات قصيرة المدى، والرادارات الطبية والعسكرية، حيث تواجه هوائيات UWB تحديات رئيسية تتعلق بالحجم، التكامل مع المرشحات الترددية، والتداخل المجال الترددي مع العديد من الأنظمة الأخرى ضيقة المجال مثل الاتصالات اللاسلكية المحلية وغيرها. يهدف هذا البحث إلى تصميم هوائيات UWB مدمجة مع مرشحات ترددية متعددة المجالات، لتحقيق رفض التداخل مع الأنظمة الأخرى، تصغير الحجم الكلي للنظام، ومرونة التحكم في المجالات الترددية المحذوفة. استُخدمت في البحث مواد مثل ركائز Arlon بثابت عازلية $\epsilon_r = 3.25$ و Roger ($\epsilon_r = 2.2$) بسماكة $h = 0.8 \text{ mm}$ ، مع الاعتماد على محاكاة CST Studio Suite لتصميم الهوائيات. تضمنت التصميمات المقترحة التالي:

- هوائي مرشح للتطبيقات الطبية يعمل في مجالين تردديين (3.25–4.75 GHz) و (6.6–10.25 GHz)، عبر دمج هوائيات مطبوعة أحادية القطب مع رنانات متعددة الأنماط.
- هوائي قابل لإعادة الضبط للعمل في مجالات UWB غير القياسية (تطبيقات القيادة الذاتية) أو الأمواج المليمترية (ترددات شبكات 5G).
- هوائي متعدد الأنماط يدعم تطبيقات UWB مع إمكانية رفض التداخل، أو يعمل في أنظمة ذات مجال ترددي ضيق (WLAN/WiMAX/5G).
- هوائي مصغر باستخدام بنى المواد الفائقة (Metamaterials) لتحسين الأداء وتسهيل الدمج في الأجهزة المحمولة.

الفصل الأول: الإطار العام للبحث

General Framework of the Research

يستعرض الفصل مقدّمة عن البحث وبعض الدراسات المرجعيّة المتعلقة به، بالإضافة إلى تحديد مشكلة البحث والهدف منه ومسوغاته. ثم ينتقل لتحديد منهج البحث وأدواته وتوضيح بنية ومحتوى الأطروحة

1-1- المقدمة Introduction

تتميز أنظمة الاتصالات فائقة عرض المجال (Ultra-Wideband - UWB) بقدرتها الفريدة على الاستفادة من مجال واسع جداً من الترددات، مما يمنحها مزايا عديدة مقارنة بتقنيات الاتصال التقليدية. تعتمد تقنية UWB على إرسال نبضات لاسلكية قصيرة للغاية تُقاس مدتها عادةً بالنانوثانية أو أقل. هذا القصر في زمن النبضات يؤدي إلى انتشار طاقة الإشارة على مجال ترددي كبير ضمن الطيف الراديوي. ولتنظيم استخدام هذه التقنية، حددت لجنة الاتصالات الفيدرالية الأمريكية (FCC) Federal Communications Commission في عام 2002 المجال الترددي المخصص لأنظمة UWB بين 3.1 GHz و 10.6 GHz. وكان هذا القرار بمثابة انطلاقة لتطبيقات عديدة لهذه التقنية (Saha, Siddiqui, & Antar, 2019)، أهمّها:

- **تحديد الموقع وقياس المسافة بدقة عالية:** تُعتبر إحدى أبرز مزايا تقنية UWB هي قدرتها على تحديد المواقع بدقة فائقة داخل الأماكن المغلقة، مما يجعلها مشابهة لنظام تحديد المواقع العالمي (GPS) Global Positioning System ولكن للاستخدام الداخلي. تصل دقة قياس المسافات باستخدام تقنية UWB إلى بضعة سنتيمترات أو أقل، مما يجعلها مثالية لتطبيقات مثل تتبع الأصول، الملاحة داخل المباني، والتطبيقات الأمنية (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Jardón-Aguilar, 2016).
- **الرادار فائق عرض المجال (UWB Radar):** بفضل قدرة إشارات UWB على اختراق المواد المختلفة وتقديم دقة عالية فهي مناسبة للاستخدام في تطبيقات رادارية متقدمة مثل تطبيقات رادار اختراق الأرض (Ground-Penetrating Radar (GPR)، التصوير عبر الجدران والعوائق، أنظمة الحرب الإلكترونية (Electronic Counter Measures (ECM)، الأسلحة الموجهة بالطاقة (Directed Energy Weapons (DEW)، الرادارات بعيدة المدى للأغراض المدنية والعسكرية (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Jardón-Aguilar, 2016).
- **نقل البيانات بسرعات عالية:** يوفر المجال الترددي الكبير لتقنية UWB إمكانية نقل كميات كبيرة من البيانات لاسلكياً بسرعات عالية ولمسافات قصيرة. هذا يجعلها مثالية لتطبيقات الوسائط

المتعددة، مثل بث الفيديو عالي الدقة بين الأجهزة القريبة (Saha, Siddiqui, & Antar, 2019).

• **التصوير الطبي الحيوي (Bio-Medical Imaging):** تُستخدم تقنية UWB في تطوير أنظمة تصوير طبي منخفضة التكلفة. أظهرت هذه التقنية فعالية واعدة في الكشف المبكر عن أمراض مثل سرطان الثدي، من خلال تحليل تفاعل الإشارات مع أنسجة الجسم (Saha, Siddiqui, & Antar, 2019).

• **الشبكات الشخصية (Body Area Network – BAN):** تُستخدم تقنية UWB لإنشاء اتصالات دقيقة وسريعة بين الحساسات أو الأجهزة القابلة للارتداء على جسم الإنسان أو ملابسه. دقتها العالية تُساعد في تحديد مواقع الحساسات بشكل دقيق على الجسم (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Jardón-Aguilar, 2016).

وبالتالي تُعد تقنية UWB من أكثر التقنيات الواعدة في مجالات الاتصالات والرادار، حيث تجمع بين الدقة العالية، والسرعة الكبيرة، والتطبيقات المتنوعة التي تلبي احتياجات متعددة في مختلف القطاعات. ومع تزايد عدد الوظائف اللاسلكية في الأجهزة المحمولة، أصبح هناك حاجة لهوائيات متعددة تُغطي ترددات مختلفة. يمكن لهوائي واحد بتقنية UWB تغطية مجال واسع من الترددات، مما يقلل من حجم الأجهزة، ويبسط تصميمها، ويقلل من التداخل بين الهوائيات (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Jardón-Aguilar, 2016).

1-2- بعض الدراسات المرجعية Literature review

شهدت تصاميم الهوائيات فائقة عرض المجال (UWB) تطوراً كبيراً في السنوات الأخيرة، حيث تركزت الأبحاث على تحسين الأداء، وتقليل الحجم، وزيادة كفاءة التردد، وتحقيق التكامل مع الأنظمة الحديثة. تتناول الدراسات في هذا المجال العديد من التحديات مثل تحسين موافقة الممانعة، تقليل الضجيج، وتحقيق مجالات رفض (Notch Bands) متعددة لتجنب التداخل مع الأنظمة الأخرى. فيما يلي استعراض لأهم المفاهيم والتقنيات من الدراسات الحديثة:

• تحسين أداء الهوائيات باستخدام الرنانات والشقوق

قدم الباحث Lui وآخرون عام 2007 تصميماً يعتمد على الرنانات الحلقية المربعة (Resonator Ring Square) لتطوير هوائيات صغيرة الحجم مع إشعاع أحادي الاتجاه (Lui, Cheng, & Zhu, 2007). كما أوضحت الدراسة دور فرعات التوليف الكسرية في تحسين مرونة التصميم وموافقة الممانعة. في حين ركّز Bakariya وآخرون عام 2014 على إدخال رنانات نصف طول الموجة لتحسين مواصفات رفض التداخل (Bakariya, Dwari, & Sarkar, 2014). وقد أظهرت الدراسة إمكانية التحكم في مجال الرفض باستخدام رنانات مفتوحة النهاية أو عناصر طفيلية. وفي عام 2018 ناقش Rahman وآخرون استخدام بنى الرنانات المدمجة مثل Complementary Split Ring Resonators (CSRR) في طبقة الأرضي، لتحسين استقرار الإشعاع وتقليل التعقيد في التصميمات (Rahman, Khan, & Imran, Penta-notched UWB antenna with sharp frequency edge selectivity using combination of SRR, CSRR, and DGS, 2018).

• تقنيات تحقيق مجالات رفض متعددة

استعرض Azim وآخرون عام 2011 تأثير الشقوق المختلفة على تحسين أداء الهوائيات، مشيراً إلى أن تغيير أشكال الشقوق يؤثر بشكل مباشر على توزيع التيارات السطحية، مما يؤدي إلى تحسين موافقة الممانعة عند الترددات المنخفضة (Azim, Islam, & Misran, 2011). في حين ركّز Abbas وآخرون عام 2021 على استخدام فجوات المجال الكهرومغناطيسي Electromagnetic Band Gap (EBG) وعناصر Split Ring Resonator (SRR) لتوليد مجالات رفض متعددة (Abbas, Hussain, Lee, Park, & Kim, 2021). وأوضحت الدراسة أن تحقيق هذه المجالات يمكن أن يتم بكفاءة عالية ضمن مساحة صغيرة، مع تقليل التداخل بين المجالات المجاورة. وقد جرت مناقشة أهمية التحكم في مجالات الرفض من قبل Bakariya باستخدام الشقوق في طبقة الأرضي، مع مراعاة تقليل تأثير التداخل بين مجالات الرفض المختلفة (Bakariya, Dwari, & Sarkar, 2014). جرى أيضاً التحقق من أن إدخال البنى الكسرية

(Fractal structures) في تصميم رقعة الهوائي يُحسن من الأداء ويُقلل الحجم كما في الدراسة التي أجراها Benavides عام 2018 ، وأظهرت الدراسة أيضاً أن البنى الكسرية تتيح تحقيق مواصفات الهوائيات الكبيرة ضمن تصاميم صغيرة (Benavides, Lituma, Chasi, & Guerrero, 2018). وأكد على هذه النتائج تصميم للباحث Zarrabi والذي يعتمد على استخدام بنية Sierpinski Carpet الكسرية لزيادة الطول الكهربائي للهوائي، مما يُحسن عرض المجال دون التأثير على مخطط الإشعاع (Zarrabi, Mansouri, Gandji, & Kuhestani, 2015).

• تحسين عرض المجال والإشعاع

من الأبحاث التي اهتمت في هذا المجال، بحث Wu وآخرون عام 2008 والذي جرى فيه مناقشة تأثير التعديلات على طبقة الأرضي، مثل إضافة القطوع المائلة، على تحسين عرض المجال (Wu, Jin, Geng, & Ding, 2008). حيث أثبت Wu أن استخدام تصميمات شقوق دائرية وإهليلجية يساهم في تحسين مواصفات موافقة الممانعة. واقترح الباحث Eshtiaghi أيضاً عام 2008 إضافة فرعات أو شقوق إلى رقعة الهوائي لتحسين الأداء عند الترددات المنخفضة وزيادة عرض المجال، مع الحفاظ على تصميم بسيط وقابل للتنفيذ (Eshtiaghi, Zaker, Nouronia, & Ghobadi, 2008). كما قام الباحث Mewara وآخرون عام 2017 بأخذ أشكال مختلفة للشقوق مثل U و C و Y لتوفير مجالات رفض متعددة وتحقيق استجابة إشعاعية مستقرة عند الترددات المختلفة (Mewara, Deegwal, & Sharma, 2017).

• التحكم في مواصفات الهوائيات

اقترح Ghatak وآخرون عام 2013 تصميم هوائي دائري مع ثلاثة مجالات منع باستخدام رنانات كسرية من نوع Koch Stub، مشيراً إلى أهمية هذه البنى في تحسين مواصفات موافقة الممانعة عند الترددات العالية (Ghatak, Karmakar, & Poddar, 2013). في حين ركّز الباحث Hassan في تصميمه عام 2019 على دمج الهوائي ضمن أنظمة الشبكات اللاسلكية الشخصية Wireless Body Area Network (WBAN)، مع تحسين مواصفات الإشعاع ومجالات الرفض باستخدام عناصر رنين مغناطيسية مثل رنانات LC (Hassan, et al., 2019).

• التكامل مع الأنظمة اللاسلكية

تناول الباحث Kumar وآخرون (Kumar و Gupta، 2016) تصميم هوائيات صغيرة الحجم لأنظمة WBAN، موضحين التحديات المرتبطة بتحقيق أداء عالٍ مع الحفاظ على حجم صغير. في حين قام الباحث Salamin وآخرون بإجراء مناقشة تصميم هوائي مستطيل مع رنان مفتوح لتحسين عرض المجال وتوليد مجالات رفض مخصصة لإشارات التداخل مثل الشبكات اللاسلكية المحلية (WLAN) Wireless Local Area Network وأنظمة Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) (Salamin, Ali, Das, & Zugari, 2019).

تُبرز هذه الدراسات أهمية التقنيات الحديثة في تحسين أداء الهوائيات فائقة عرض المجال. من خلال الجمع بين البنى الكسرية، عناصر الرنين، والشقوق، أصبح من الممكن تصميم هوائيات مدمجة وفعالة ذات أداء عالٍ في بيئات مختلفة. ومع استمرار التطور في مجالات الاتصالات اللاسلكية، ستظل تصاميم الهوائيات فائقة عرض المجال محور اهتمام الباحثين لتلبية المتطلبات المتزايدة للشبكات المستقبلية.

1-3- مشكلة البحث Research Problem

على الرغم من التطورات الملحوظة في تصميم هوائيات UWB، ما يزال هناك تحديات كبيرة في تحقيق التكامل الفعال بين هذه الهوائيات والمرشحات فائقة عرض المجال مع الحفاظ على الأداء المطلوب. بالإضافة إلى أنّ تصميم المرشحات والهوائيات ككيانات منفصلة، يؤدي إلى زيادة الحجم الكلي للنظام وتقليل كفاءته.

علاوة على ذلك، تقتصر التصميمات الحالية إلى المرونة في التحكم بمجالات التردد المحذوفة، مما يجعلها غير قادرة على التكيف مع التطبيقات المختلفة أو التعامل مع التداخل الترددي الناتج عن الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق، مثل WiMAX و WLAN.

في ضوء التحديات المذكورة، تتمثل المشكلة الرئيسية لهذا البحث في كيفية تصميم هوائيات فائقة عرض المجال (UWB) تمتلك وظائف الهوائي والترشيح في بنية واحدة، بحيث تحقق:

- إزالة التداخل الترددي مع الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق.
- تقليل حجم النظام الكلي.
- تحقيق مرونة في التحكم بمجالات التردد المحذوفة دون التأثير على أداء الهوائي العام.

4-1- هدف البحث Research Aim

يسعى هذا البحث إلى تقديم حلول متقدمة ومبتكرة في مجال تصميم الهوائيات المرشحة، بما يتماشى مع متطلبات الاتصالات الحديثة ويعزز الأداء في مختلف التطبيقات العملية. وفي إطار ذلك، سيتم التركيز على تصميم وتطوير هوائيات مرشحة (Filtering Antennas) ذات أداء متميز يتوافق مع متطلبات أنظمة UWB من خلال دمج هوائيات مطبوعة وحيدة القطب (Printed Monopoles) مع رنانات متعددة الأنماط MMR. يهدف هذا البحث إلى:

1. تصميم هوائي يدعم شبكات الاتصالات اللاسلكية الشخصية (WBAN) وفقاً للمعيار IEEE 802.15.6:

الهدف هو تطوير هوائي يعمل في مجالين تردديين محددين، المجال الأول (3.25–4.75 GHz) والثاني (6.6–10.25 GHz). يجب على التصميم أن يحقق رفضاً فعالاً للترددات بين هذين المجالين (4.75 – 6.6 GHz) لضمان تقليل التداخل وتحسين الأداء.

2. تطوير هوائي قابل لإعادة ضبط المجال الترددي ليعمل ضمن المجال فائق عرض المجال UWB أو الأمواج المليمترية (mm-Wave):

يهدف هذا التصميم إلى تقديم إمكانية ضبط المجال الترددي للهوائي ليتوافق إما مع مجال UWB غير القياسي والمستخدم في أنظمة القيادة الذاتية للمركبات أو مع مجال الأمواج المليمترية التي تدعم أنظمة الاتصالات من الجيل الخامس (5G). سيكون لهذا التصميم مرونة عالية للعمل في تطبيقات متعددة.

3. تصميم هوائي فائق عرض المجال UWB متعدد الأنماط مع إمكانية إعادة الضبط:

الهدف هو تصميم هوائي يمكنه العمل في ثلاثة أنماط عمل مختلفة:

- النمط الأول: UWB.
- النمط الثاني: يدعم أنظمة الاتصالات ضيقة المجال مثل WLAN و WiMAX و 5G.
- النمط الثالث: UWB مع خاصية رفض التداخل مع الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق، مما يتيح تحسين أداء الهوائي في البيئات متعددة الأنظمة.

4. تصميم هوائي فائق عرض المجال UWB صغير الحجم باستخدام بنى المواد الفائقة (Metamaterials):

الهدف هو تطوير هوائي فائق عرض المجال UWB بحجم صغير من خلال استخدام بنى المواد الفائقة (Metamaterials)، مما يساهم في تحسين أداء الهوائي وتسهيل دمجها في الأجهزة الصغيرة والمحمولة.

1-5- أهمية البحث Research Significance

تكتسب الهوائيات فائقة عرض المجال (UWB) أهمية كبيرة في الأنظمة اللاسلكية الحديثة بفضل قدرتها على دعم مجموعة واسعة من التطبيقات، مثل تحديد الموقع بدقة عالية، الاتصالات قصيرة المدى، والرادارات المستخدمة في الأنظمة المدنية والعسكرية. تعتبر الهوائيات المطبوعة خياراً مثالياً لتصميم هوائيات UWB، نظراً لخصائصها مثل الحجم الصغير، التكلفة المنخفضة، وسهولة التكامل مع الأجهزة اللاسلكية. ومع ذلك، يفرض تعدد مجالات التردد المستخدمة في الأنظمة اللاسلكية الحديثة تحديات تصميمية، مثل التداخل الترددي مع الأنظمة الأخرى (WiMAX، WLAN، وغيرها). يتمثل أحد الجوانب المهمة لهذا البحث في تقديم حلول مبتكرة لتصميم هوائيات مدمجة تجمع بين وظائف الإشعاع والترشيح، مما يساهم في تحسين الأداء العام، تقليل التداخل، وتلبية المتطلبات المتزايدة للأنظمة اللاسلكية المستقبلية.

1-6- مسوّغات البحث Research Justification

تُعد تكنولوجيا UWB أساسية للأنظمة اللاسلكية الحديثة؛ ومع ذلك، فإن زيادة عدد الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق التي تعمل ضمن مجالات UWB تسبب تداخلاً كبيراً يؤثر على فعالية الأداء. تعتمد التصميمات التقليدية غالباً على استخدام مرشحات منفصلة للتخلص من التداخل الترددي، إلا أن هذا النهج يؤدي إلى فقد كبير في الاستطاعة، زيادة الحجم، وتعقيد التصميم. في الوقت نفسه، تفنقر الأبحاث السابقة إلى حلول متكاملة تجمع بين وظائف الهوائي والترشيح بطريقة تقلل من الضياعات وتحقق توافقاً عالياً في الممانعة. بناءً على ذلك، تبرز الحاجة إلى تصميمات مبتكرة تحقق تكاملاً فعالاً بين وظائف الهوائي والترشيح، مع القدرة على إزالة التداخل الترددي وتقليل الحجم الكلي للنظام. يقدم هذا البحث حلاً عملية تسهم في تحسين الأداء الشامل للأنظمة اللاسلكية، مع تعزيز مرونة التصميم لتلبية متطلبات التطبيقات المختلفة، مثل الشبكات اللاسلكية الشخصية (WBAN) وأنظمة الجيل الخامس (5G).

1-7- محدّدات البحث Research Limitations

يركز هذا البحث على استكشاف طرائق جديدة لتصميم هوائيات فائقة عرض المجال (UWB) مدمجة مع رنانات متعددة المجالات الترددية لتحسين الأداء وتقليل الضياعات. ومع ذلك، يواجه البحث مجموعة من المحددات والتحديات التي يمكن تلخيصها كما يلي:

• المحددات المتعلقة بالأداء المطلوب تحسينه:

- تحسين موافقة الممانعة عبر مجالات التردد المختلفة يمثل تحدياً رئيسياً، خاصة مع زيادة عدد المجالات المحذوفة.
- تقليل الفقد الكبير في الاستطاعة بين المرشح والهوائي نتيجة للتكامل بينهما، مع الحفاظ على كفاءة الإشعاع.
- ضمان مرونة التحكم في مجالات التردد المحذوفة دون التأثير على أداء الهوائي العام.

• المحددات المتعلقة بالتقنيات المستخدمة:

- يعتمد البحث على استخدام تقنيات الرنانات متعددة الأنماط Multi-Mode Resonator (MMR) لتحقيق مجالات رفض متعددة، لكن هذه التقنيات تتطلب تحقيق توازن دقيق بين الأداء والحجم والتعقيد التصميمي.
- استخدام بنى المواد الفائقة (Metamaterials) لتقليل حجم الهوائي قد يواجه تحديات تتعلق بتعقيد التصنيع وارتفاع التكلفة.

• المحددات المتعلقة بفرضيات وتصميم البحث:

- يفرض البحث أن تكامل الهوائي والمرشح يمكن أن يقلل الحجم الكلي للنظام ويحسن الأداء الإشعاعي، إلا أن هذا يعتمد على دقة التصميم وجودة التصنيع.
- يتطلب التصميم تحقيق توافق بين عناصر الرنين المختلفة (مثل الرنانات الحلقية والشقوق) لتجنب التداخل بين مجالات التردد المحذوفة.

• المحددات المتعلقة بتطبيق النتائج:

- تطبيقات الهوائيات المصممة قد تكون محدودة ببيئات محددة مثل الشبكات اللاسلكية الشخصية (WBAN) أو الأنظمة اللاسلكية المستقبلية مثل 5G، مما قد يتطلب إعادة ضبط التصميم للعمل في تطبيقات أخرى.
- تنفيذ التصميمات فعلياً قد يواجه تحديات تتعلق بموثوقية الأداء في البيئات العملية مقارنة بالمحاكاة.

8-1- حدود البحث Research Limitations

يمكن تحديد حدود البحث على النحو الآتي:

- **الحد المكاني:** جرى تنفيذ هذا البحث في قسم هندسة الالكترونيات والاتصالات في كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية بجامعة دمشق.
- **الحد الزمني:** استغرق تنفيذ هذا البحث مدة أربعة أعوام ميلادية

- **الحد التقني:** جرى استخدام جهاز حاسوبي بالمواصفات الآتية: معالج -core i7 2.8 GHz، ذاكرة عشوائية 8M، محرك أقراص صلبة 500 GB. نظام تشغيل Windows 10. وبرنامج تصميم ومحاكاة الدارات المكروية Computer Simulation Technology studio suite (CST) إصدار عام 2021.
- **الحد العلمي:** يندرج البحث في مجال العلوم الهندسية ضمن مجال الاتصالات المتقدمة. مع تصميم مجموعة من تصاميم هوائيات UWB وتنفيذ هذه التصاميم باستخدام ركيزة Arlon ذات ثابت عازلية $\epsilon_r = 3.25$ ، سماكة $h = 0.08 \text{ cm}$ ، وعامل خسارة $\tan \delta = 0.0011$ بالإضافة إلى ركيزة Roger بثابت عازلية $\epsilon_r = 2.2$ ، سماكة $h = 0.08 \text{ cm}$ ، وعامل خسارة $\tan \delta = 0.0009$ وجرى التحقق من نتائج التصاميم العملية باستخدام محلل شبكة Network analyzer من شركة Agilent ذو مجال عمل يصل حتى 26 GHz.

1-9- منهج البحث وأدواته Research Methodology and Tools

- يعتمد هذا البحث على منهجية علمية تجمع بين المحاكاة النظرية والتنفيذ العملي، وذلك لتصميم وتطوير هوائيات فائقة عرض المجال (UWB) مدمجة مع مرشحات تردد متعددة المجالات. تشمل الخطوات الرئيسية لمنهج البحث:
- **مرحلة التصميم والمحاكاة:** جرى استخدام برنامج CST Studio Suite لإجراء المحاكاة، حيث جرى تصميم الهوائي مع دمج عناصر الرنين مثل الرنانات متعددة الأنماط (MMR). وتم اختبار التصميمات المقترحة باستخدام أدوات المحاكاة لتحليل الأداء، مثل عرض المجال الترددي، موافقة الممانعة، فعالية الإشعاع، ومجالات التردد المحذوفة. يتم التركيز على تحسين مواصفات الهوائي من خلال إجراء تعديلات على طبقة الأرضي، الرنانات، والشقوق.
 - **مرحلة التنفيذ العملي:** جرى تصنيع النماذج الأولية للهوائيات باستخدام تقنيات الطباعة الميكروية (Microstrip Printing)، مع استخدام مواد فائقة (Metamaterials) لتحقيق

تصغير الحجم. وجرى قياس الأداء الفعلي للنماذج باستخدام أجهزة القياس المتخصصة، مثل أجهزة تحليل الشبكة (Network Analyzer) لاختبار موافقة الممانعة وعرض المجال الترددي. جرى تقييم الأداء العملي للهوائيات مقارنة بنتائج المحاكاة، مع تحليل الفروقات الناشئة بسبب القيود العملية.

10-1- بنية الأطروحة Thesis Structure

تتكوّن الأطروحة من ثلاثة فصول وخاتمة:

- يستعرض الفصل الأول الإطار العام للبحث والذي يستعرض مقدّمة عن البحث وبعض الدراسات السابقة المتعلقة به ومشكلته والهدف منه، إضافةً إلى أهميّة ومسوّغات ومحددات وحدود ومنهج البحث وأدواته، وكذلك توضيح لبنية هذه الأطروحة.
- يتناول الفصل الثاني الأساسيات النظرية المرتبطة بالبحث، تبدأ بإجراء دراسة نظرية شاملة للأنظمة فائقة عرض المجال مع التركيز على أنواع الهوائيات التي تحقق عرض مجال واسع. وبالأخص الهوائيات أحادية القطب المطبوعة. كما بيّن الفصل الأساسيات النظرية لدارات الرنين والرنانات متعددة الأنماط. ثم انتقل بعد ذلك لدراسة الأسس النظرية للمواد الفائقة.
- يعرض الفصل الثالث تصميم مجموعة من الهوائيات المرشحة موجّهة نحو التطبيقات الطبية عبر دمج هوائيات مطبوعة أحادية القطب مع رنانات متعددة الأنماط. وهوائي قابل لإعادة الضبط للعمل في مجالات UWB والأمواج المليمترية. وهوائي متعدد الأنماط قابل لإعادة الضبط يدعم تطبيقات UWB والأنظمة ذات المجال الترددي الضيق (WLAN/WiMAX/5G). وهوائي مصغر باستخدام بنى المواد الفائقة (Metamaterials)
- الخاتمة وتحتوي على تلخيص للنتائج التي تم الوصول إليها بالإضافة إلى الآفاق المستقبلية للبحث

الفصل الثاني: الأساسيات النظرية المرتبطة بالبحث

Theoretical Basis Related to the Research

2-1- مقدمة إلى الأنظمة فائقة عرض المجال Introduction to UWB

Systems

يطلق مصطلح الأنظمة فائقة عرض المجال UWB على أنظمة الاتصالات التجارية (مدنية/عسكرية) والتي تستخدم طيف ترددي عريض جداً. جرى تعريف أول نظام UWB عام 1990 من قبل إدارة مشروع أبحاث الدفاع المتقدمة Defense Advanced Research Project Agency (DARPA) (Saha, Siddiqui, & Antar, 2019). وبحسب التعريف فإن أي نظام يشغل عرض حزمة نسبي (Fractional Bandwidth) أكبر أو يساوي 0.25 فإنه يصنّف كنظام فائق عرض المجال. ويتم تعريف عرض المجال الترددي BW للهوائي بأنه المجال الترددي الذي يحقق فيه الهوائي معايير محددة مسبقاً من حيث ممانعته وخصائص إشعاعه. يتم تحديد عرض المجال الترددي بطرائق مختلفة على النحو التالي (Saha, Siddiqui, و Antar, 2019):

• عرض المجال الترددي المطلق (Absolute Bandwidth)

يُعرف عرض المجال الترددي المطلق $(BW)_{Abs}$ على أنه الفرق بين التردد العلوي (f_h) والتردد السفلي (f_l) للهوائي (Saha, Siddiqui, و Antar, 2019).

$$(BW)_{Abs} = f_h - f_l \quad (1-2)$$

• عرض المجال الترددي النسبي (Ratio Bandwidth)

يعبر عنه كنسبة بين التردد العلوي (f_h) والتردد السفلي (f_l) للهوائي. على سبيل المثال، إذا كان مجال التشغيل للهوائي هو 3-12 GHz، فإن عرض المجال النسبي يكون $12/3 = 4$ أو 4:1.

• عرض المجال الترددي الكسري (Fractional Bandwidth)

طريقة أخرى شائعة لتعريف عرض المجال الترددي للهوائي هي حساب النسبة بين عرض المجال الترددي المطلق والتردد المركزي (f_c). يتم التعبير عن عرض المجال الترددي الكسري كالتالي (Saha, Siddiqui, و Antar, 2019):

$$BW = \frac{(BW)_{Abs}}{f_c} \quad (2-2)$$

ويعرف التردد المركزي (f_c) على أنه المتوسط الحسابي (انظر المعادلة 2-3) أو الهندسي (انظر المعادلة 2-4) للترددين العلوي f_h والسفلي f_l (Saha, Siddiqui, و Antar, 2019).

$$f_c = \frac{f_h + f_l}{2} \Rightarrow BW_a = \frac{2(f_h - f_l)}{f_h + f_l} \quad (3-2)$$

$$f_c = \sqrt{f_h f_l} \Rightarrow BW_g = \frac{f_h - f_l}{\sqrt{f_h f_l}} \quad (4-2)$$

حيث BW_a عرض المجال الكسري من أجل تردد مركزي حسابي، BW_g عرض المجال الكسري من أجل تردد مركزي هندسي.

قامت لجنة الاتصالات الاتحادية (FCC) Federal Communications Commission عام 2003 بتعديل حد عرض المجال الكسري إلى 0.2 عوضاً عن 0.25 والمعرفة من قبل DARPA. وبشكل مكافئ، فإنّ لوائح FCC عزّفت نظام UWB بأنّه أي نظام يعمل بتردد مركزي f_c أكبر من 6 GHz وله عرض مجال أكبر من 500 MHz، أي:

$$(BW)_{Abs} \geq 500 \text{ MHz} \quad (5-2)$$

$$f_c > 6 \text{ GHz}$$

كما وخصّص FCC عام 2002 المجال الترددي من 3.1 GHz وحتى 10.6 GHz كمجال ترددي معياري عالمي لأنظمة UWB (Saha, Siddiqui, و Antar, 2019).

يمكن تصنيف تقانة UWB إلى صنفين رئيسيين (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Jardón-Aguilar, 2016):

– الأنظمة فائقة عرض المجال النبضية **Impulse UWB**: وهي التي تستند إلى إرسال قطار من النبضات الضيقة زمنياً. وهو أحد أشهر أنظمة أنظمة UWB. يمكن توصيف الشكل الموجي للإشارة بأنها نبضات دورية ضيقة زمنياً (من رتبة ns أو ps) ويعرّف الزمن الفاصل بين نبضتين متتاليتين بتردد تكرار النبضة (Pulse Repetition Frequency (PRF)، حيث زمن النبضة النموذجي هو 2 ns. ويتم تمثيل سلسلة معطيات من المستخدم بإجراء إزاحة زمنية للنبضات بالنسبة لنبضة مرجعية. من الأمثلة البارزة عن هذه الأنظمة:

➤ **أجهزة التتبع الذكية (مثل Apple AirTag و Samsung Galaxy SmartTag+):**

حيث يجري استخدام تكنولوجيا عرض المجال الفائق لتحديد المواقع بدقة تصل إلى 10 سنتيمترات عبر قياس زمن وصول النبضات (Time of Flight) القصيرة (2 ns) لتحديد المسافة والاتجاه بين الجهاز والهاتف الذكي، مما يُمكن من تتبع الأشياء المفقودة بدقة عالية.

➤ **رادارات المراقبة الطبية (مثل RayBaby):** وهو جهاز لمراقبة تنفس الأطفال وحركاتهم

عبر إرسال نبضات UWB قصيرة. يُحلل الانعكاسات الدقيقة لهذه النبضات لاكتشاف التغيرات في حركة الصدر الناتجة عن التنفس أو دقات القلب، بدقة حركية أقل من المليمتر.

➤ **الأنظمة الرادارية العسكرية:** طورت مختبرات الجيش الأمريكي رادارات UWB نبضية

للكشف عن الألغام المدفونة أو الأعداء خلف الجدران. تعتمد هذه الرادارات على إرسال نبضات عريضة التردد تخترق العوائق وتحلل الإشارات المرتدة لتحديد موقع الأهداف بدقة.

➤ **تطبيقات السيارات (مثل دخول السيارة بدون مفتاح):** تستخدم شركات مثل فولكسفاغن

و NXP تقنية UWB النبضية في أنظمة الدخول الآمنة للسيارات. تعتمد على قياس زمن وصول النبضات بين الهاتف الذكي والسيارة لتحديد المسافة بدقة، مما يمنع هجمات التزليل الإلكتروني.

➤ **تتبع اللاعبين في الرياضات :** تُستخدم رقائق UWB في وسادات كتف اللاعبين لتتبع

حركاتهم على الملعب بتردد تحديث يصل إلى 2000 مرة في الثانية، مما يوفر بيانات دقيقة للتحليلات الفورية.

– الأنظمة فائقة عرض المجال متعدّدة الحوامل **Multi-Carrier (MC) UWB**: وتستخدم حوامل متعددة في الوقت ذاته، كنظام التجميع بتقسيم التردد المتعامد Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) والذي يعتبر من أشهر أنظمة MC-UWB.

➤ **تكنولوجيا Wireless USB (WUSB)**: طورت في العقد الأول من القرن الحادي والعشرين لنقل البيانات بسرعات تصل إلى 480 Mbps على مسافة 3 أمتار. وتعتمد على تقسيم الترددات إلى مجالات فرعية باستخدام OFDM، مما يسمح بالتعامل مع التداخل وتوفير اتصالات عالية السرعة للأجهزة الطرفية مثل الطابعات والكاميرات.

➤ **معيّار WiMedia Alliance**: قدم هذا التحالف معياراً لـ UWB يعتمد على OFDM، وتم دمجها في تقنيات مثل البلوتوث عالي السرعة. يُستخدم في تطبيقات تتطلب نقل بيانات سريع مع تداخل محدود، مثل بث الفيديو عالي الدقة.

➤ **أنظمة الاتصالات الصناعية**: تُستخدم تقنية MC-UWB في البيئات الصناعية للاتصال بين الروبوتات وأجهزة الاستشعار، حيث توفر OFDM مقاومة أفضل للضجيج والخفوت متعدد المسارات. مثال على ذلك تتبع الأدوات والمعدات في المصانع الذكية.

➤ **معيّار CCC Digital Key و FiRa Consortium**: يعمل هذا التحالف على توحيد معايير UWB القائمة على OFDM لتطبيقات مثل المفاتيح الرقمية للسيارات. يتميز بدقة عالية في تحديد الموقع وتأمين الاتصالات بين الأجهزة.

➤ **الهواتف الذكية**: تدعم هذه الأجهزة تقنية MC-UWB لتوصيل الأجهزة الذكية في منظومة إنترنت الأشياء (IoT)، مما يتيح تفاعلات دقيقة مثل فتح الأبواب أو تشغيل الأجهزة تلقائياً عند الاقتراب.

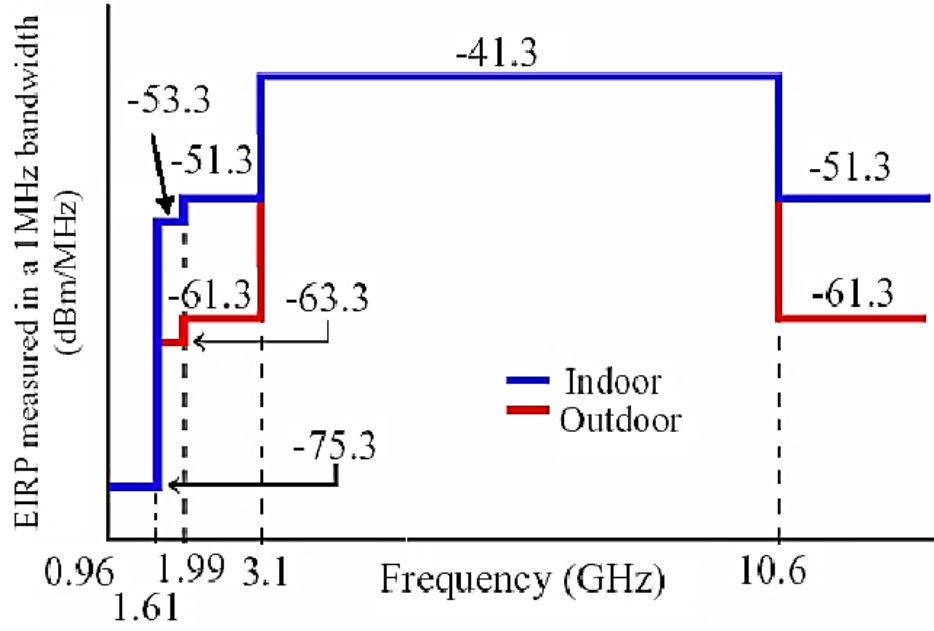
2-1-1- التداخل مع الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق Interference with Narrowband Systems

على الرغم من تخصيص جزء من الطيف من قبل FCC لأنظمة UWB إلا أنها أكدت على أنّ إشعاع UWB يجب أن يحقق قيود ترددية صارمة ومستوى إشعاع معين. وذلك من أجل عدم التأثير والتداخل مع إشارات الأنظمة ضيقة الحزمة والموجودة ضمن مجال 3.1 GHz و 10.6 GHz (Saha, Siddiqui, & Antar, 2019). حيث تم فرض قيم محدّدة لاستطاعة الإشعاع متماثل المناحي الفعّال Effective Isotropic Radiated Power (EIRP) كما في الجدول 1-2.

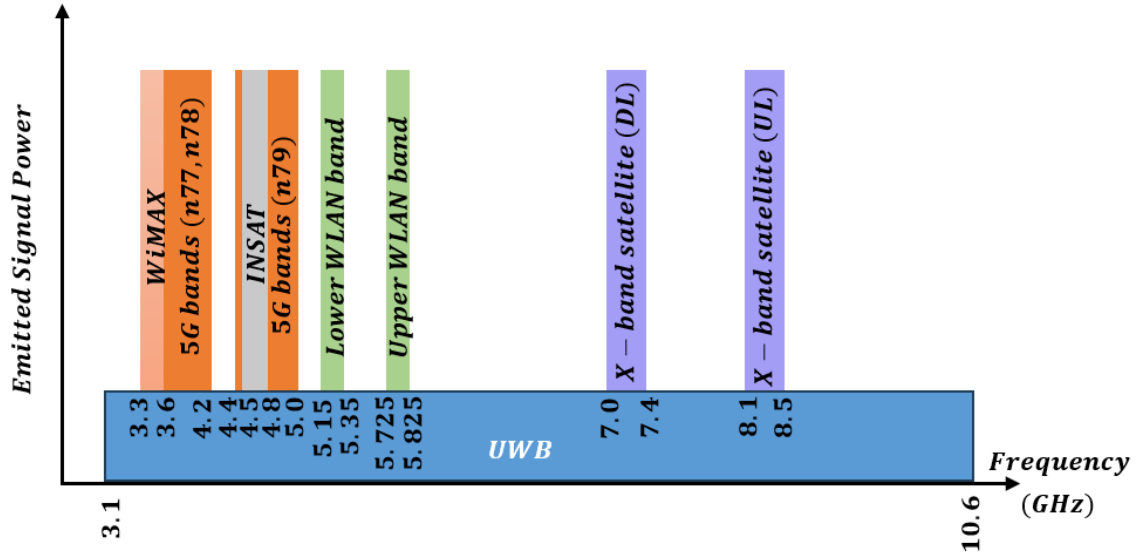
الجدول 1-2: قيم قناة EIRP لأنظمة UWB (Saha, Siddiqui, & Antar, 2019)

التردد (MHz)		قناة الإشعاع الداخلي		قناة الإشعاع الخارجي	
(W/MHz)	(dBm/MHz)	(W/MHz)	(dBm/MHz)	(W/MHz)	(dBm/MHz)
960 – 1610	2.95×10^{-11}	-75.3	2.95×10^{-11}	-75.3	2.95×10^{-11}
1610 – 1900	4.67×10^{-10}	-53.3	4.67×10^{-9}	-63.3	4.67×10^{-10}
1900 – 3100	7.41×10^{-10}	-51.3	7.41×10^{-9}	-61.3	7.41×10^{-10}
3100 – 10600	7.41×10^{-8}	-41.3	7.41×10^{-8}	-41.3	7.41×10^{-8}
أعلى من 10600	7.41×10^{-10}	-51.3	7.41×10^{-9}	-61.3	7.41×10^{-10}

نلاحظ من الجدول وجود قيم مختلفة EIRP من أجل استخدام UWB في المناطق الخارجية Outdoor، وضمن المناطق الداخلية Indoor. حيث تكون القيود على الاستخدام الداخلي أشد صرامة. ونتيجة لهذه القيود فإنّ أنظمة UWB لا تؤثر على الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق الموجودة معها مسبقاً. إلا أنّ العكس غير صحيح، حيث تؤثر الأنظمة ذات المجال الترددي الضيق على عمل UWB. يبيّن الشكل 1-2 قناة استطاعة الإشعاع المفروض على أنظمة UWB. في حين يبيّن الشكل 2-2 المجال الترددي لأنظمة UWB مع الأنظمة ضيقة المجال.



الشكل 2-1: مستوى EIRP كما حدّته لجنة الاتصالات الاتحادية FCC (Saha, Siddiqui, & Antar, 2019)



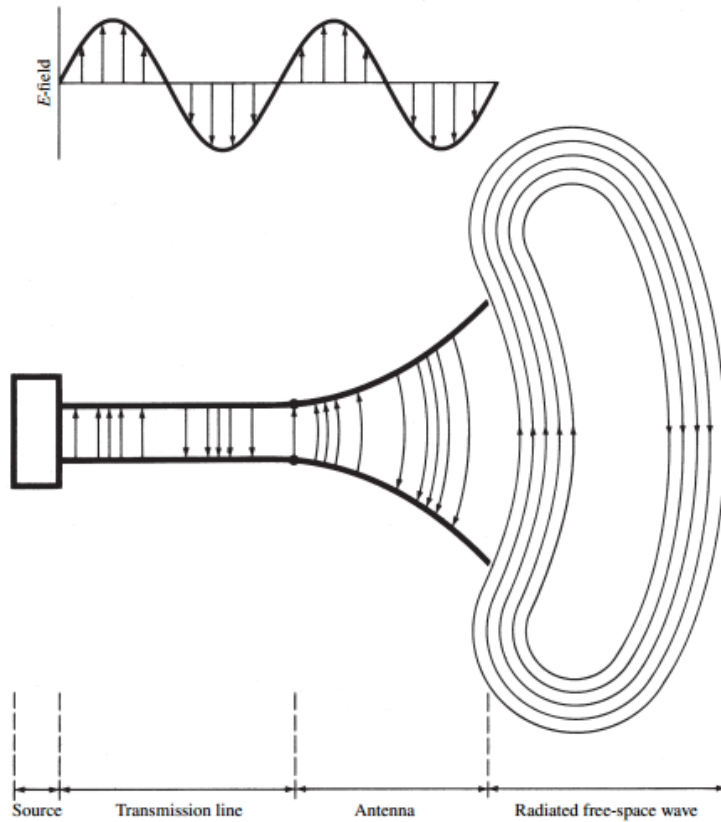
الشكل 2-2: الأنظمة ضيقة المجال المتداخلة مع نظام UWB

نلاحظ من الشكل وجود العديد من الأنظمة التي تعمل ضمن نفس المجال كنظام (WiMAX) (3.3–3.6 GHz) وأنظمة الاتصالات الساتلية الهنديّة (INSAT) (4.5–4.8 GHz)، أنظمة الاتصالات الساتلية على حزمة الترددات X-band بوصلتها الصاعدة Uplink (UL) (7.00–7.40 GHz) والهابطّة Downlink (DL) (8.1–8.5 GHz)،

والاتصالات اللاسلكية المحلية (WLAN) والتي تقسم بدورها إلى مجالين ترددين ضيقين، الأول (5.15–5.35 GHz) والثاني (5.725–5.825 GHz) (Rahman, Khan, & Imran, combination of SRR, CSRR, and DGS, 2018). بالإضافة إلى أنظمة الجيل الخامس من الاتصالات النقلة ضمن الحزم (3.3–4.2 GHz)، n77 (3.3–3.8 GHz)، n78 و n79 (4.4–5 GHz) (3GPP, 2017).

2-1-2- مفاهيم عامة حول الهوائيات General Concepts about Antennas

يعرّف الهوائي وفق التعاريف المعيارية لمعهد مهندسي الكهرباء والإلكترونيات Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) على أنّه أي جهاز يستخدم لإشعاع واستقبال الأمواج الراديوية. بمعنى آخر، الهوائي هو بنية عبور بين الفضاء الحر وجهاز التوجيه (الإرشاد) كما هو موضّح في الشكل 2-3.



الشكل 2-3: تمثيل الهوائي كجهاز إرشاد (Balanis، 2016).

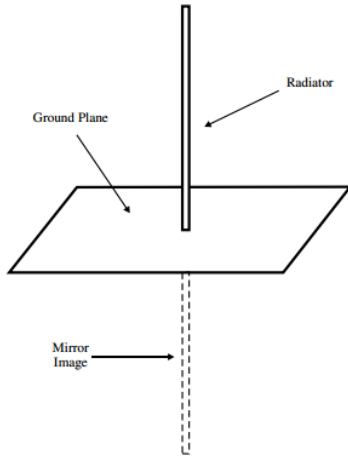
يمكن أن يكون جهاز الإرشاد عبارة عن خط نقل من الشكل كبل محوري Coaxial line أو دليل موجة Waveguide ويستخدم لنقل الطاقة الكهرومغناطيسية من الهوائي إلى المستقبل (هوائي إرسال)، ومن مصدر الإرسال إلى الهوائي (هوائي استقبال). ويعتبر الهوائي أحد أهم المكونات الأساسية والحرية (Critical) في أنظمة الاتصالات اللاسلكية، حيث أن التصميم الجيد للهوائي يمكن أن يقود إلى تبسيط متطلبات النظام وتحسين أدائه ككل.

تتنوع الهوائيات ضيقة المجال الكلاسيكية إلى عدة أنواع رئيسية، نذكر منها (Galvan-Tejada، Peyrot-Solis، و Jardón-Aguilar، 2016):

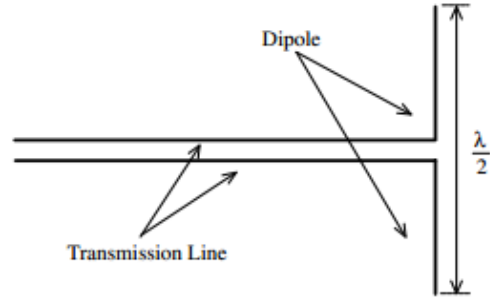
1) هوائيات الأسلاك: أحد العناصر الأساسية لإنتاج الإشعاع الكهرومغناطيسي هو سلك واحد يمر به تيار كهربائي. لتحقيق إشعاع بقوة معينة، صُممت هياكل معقدة أو بسيطة للهوائيات. فيما يلي وصف موجز لبعض العناصر المشعة الأولية:

- **ثنائي القطب (Dipole):** عند فتح موصلات خط الإرسال بزاوية 90 درجة بالنسبة لمحوره ووضع كل موصل في اتجاه معاكس، يتشكل هوائي ثنائي القطب كما هو موضح في الشكل 2-4(أ). عملياً، تُصمم هوائيات ثنائي القطب كأجهزة مستقلة عن خط الإرسال الذي يغذيها.
- **أحادي القطب الهيرتزي (hertzian monopole):** بأخذ فرع واحد من هوائي ثنائي القطب، يمكن الحصول على عنصر إشعاع سلبي يُعرف بأحادي القطب الهيرتزي. يحاكي هذا الهوائي سلوك ثنائي القطب بشرط تكوين صورة (Image) للعنصر المشع باستخدام مستوى أرضي (الشكل 2-4(ب)).

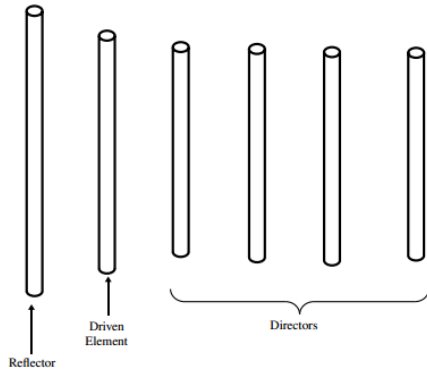
- **هوائيات الحلقة (Loop Antenna):** يمكن ثني سلك لتشكيل حلقة (الشكل 2-4(ج)) حيث تظهر تكوينان محتملان. استُخدمت هوائيات الحلقة كعناصر إشعاعية في هوائيات ياغي-أودا (Yagi-Uda) للبحث التلفزيوني، وتُعد مفيدة أيضاً لأجهزة الاستشعار المغناطيسية.



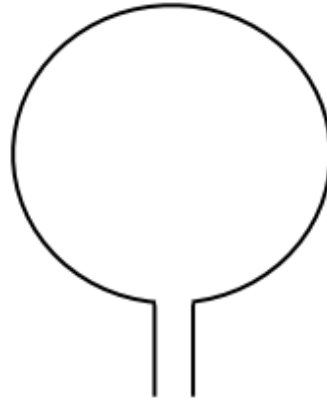
(ب) أحادي القطب



(أ) ثنائي القطب



(د) Yagi-Uda



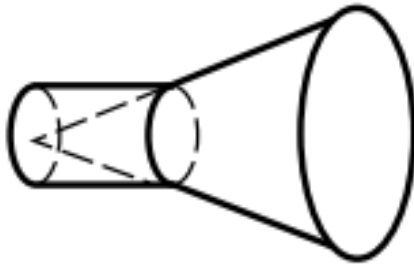
(ج) حلقي دائري

الشكل 2-4: أنواع مختلفة للهوائيات السلكية (Balanis، 2016).

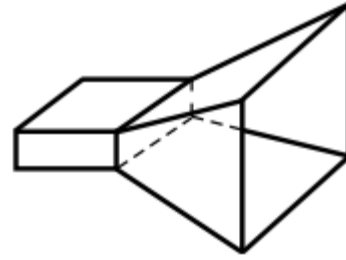
(2) **هوائيات الفتحة:** تعمل هوائيات الفتحة بناءً على مبدأ توزيع المجال الكهرومغناطيسي على سطح تجويف، مثل الموجة الداخلة في دليل موجي. عند قطع الدليل بشكل عمودي على محوره، تتشكل "فتحة" تشع الطاقة باتجاه محدد. تُستخدم هذه الهياكل غالباً في الترددات الميكروية، وأشكالها الأساسية هي القرون الهرمية والمخروطية (الشكل 2-5).

(3) **الهوائيات الشرائحية المكروية:** نشأت هوائيات الشرائحية المكروية من عملية التصغير في الأجهزة الإلكترونية اللاسلكية. تتكون بشكل أساسي من رقعة معدنية مسطحة مطبوعة على سطح عازل (ذو سماحية نسبية ϵ_r). يبين الشكل 2-6 مثال لهوائي شرائحي مكروي بشكل مربع. تُعد الأشكال المربعة والدائرية الأكثر شيوعاً بسبب بساطة تصميمها. تحتاج هذه الهوائيات

إلى مستوى أرضي موازٍ للرقعة أسفل العازل. تُستخدم هذه الهوائيات في تطبيقات محدودة المساحة مثل الطائرات والأجهزة المحمولة، لكنها ضيقة المجال بطبيعتها.

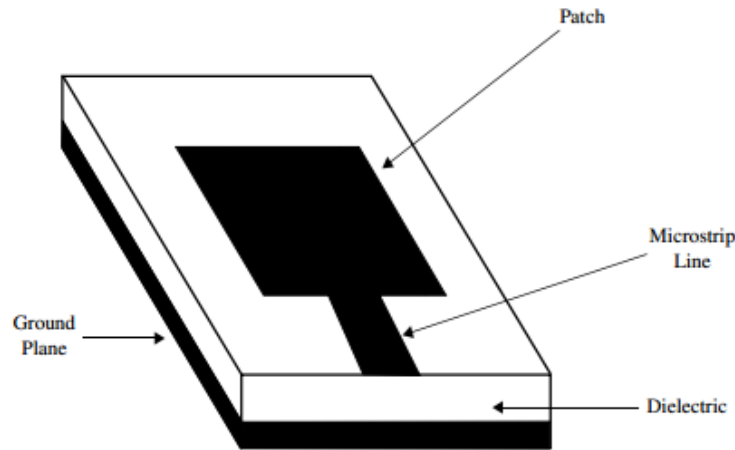


(ب) مخروطي (Conical)



(أ) هرمي (Pyramidal)

الشكل 2-5: تكوينان مختلفان لهوائيات الفتحة (Balanis، 2016).



الشكل 2-6: هوائي شرائحي مكروي مربع (Balanis، 2016).

• الريح والاتجاهية

يقاس ربح الهوائي نسبةً إلى هوائي متماثل المناحي (Isotropic) والذي يشع الطاقة بشكل متساوٍ في جميع الاتجاهات ويعطى بالعلاقة التالية (Peyrot-Solis، Galvan-Tejada، و Jardón-Aguilar، 2016):

$$G(\varphi, \theta) = \frac{P_t(\varphi, \theta)}{P_i(\varphi, \theta)} \quad (6-2)$$

حيث $P_t(\varphi, \theta)$ الاستطاعة المشعة (أو المستقبلية) من الهوائي، و $P_i(\varphi, \theta)$ الاستطاعة المشعة (أو المستقبلية) من مشع متماثل المناحي. أما الاتجاهية فتشير إلى أقصى ربح يحققه الهوائي في اتجاه معين.

• المخطط الإشعاعي

يعرف المخطط الإشعاعي (Radiation pattern) لهوائي بأنه التابع الرياضي أو التمثيل البياني للخصائص الإشعاعية للهوائي كتابع لإحداثيات المكان. في أغلب الأحيان، يتم تحديد المخطط الإشعاعي في منطقة الحقل البعيد وتمثل كتابع لإحداثيات الاتجاهات. هناك نوعين من المخططات الإشعاعية للهوائي والتي من الممكن أن تمثل بمقياس خطي أو لوغاريتمي (Balanis، 2016):

- **مخطط الحقل (Field pattern):** ويمثل رسم لطويلة الحقل الكهربائي أو المغناطيسي كتابع للفضاء الزاوي (Angular space).

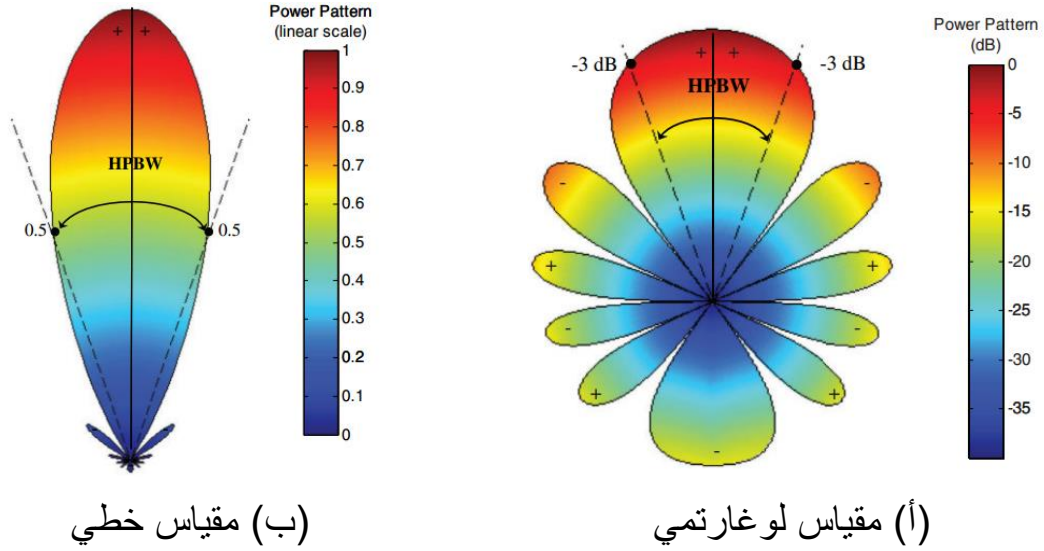
- **مخطط الاستطاعة (Power pattern):** ويمثل مربع طولية الحقل الكهربائي أو المغناطيسي كتابع للفضاء الزاوي.

يبين الشكل 2-7 مخططي استطاعة بمقياس خطي والآخر لوغاريتمي لمصفوفة هوائيات خطية من 10 عناصر متماثلة المناحي (Isotropic) بمسافة فصل بين العناصر $d = 0.25\lambda$. تشير إشارات (+) و (-) على الحزم إلى الاستقطاب موجب أو سالب للمطال بين الحزم المختلفة، والتي تختلف عند كل مرور عبر الصفر. من أهم ما يميز المخطط الإشعاعي هو عرض حزمة نصف الاستطاعة Half Power Beam Width (HPBW) وهي النقاط التي تحقق عندها المخططات نصف الاستطاعة بالنسبة للقيمة العظمى للمخطط وتساوي:

- 0.707 من القيمة العظمى لمخطط الحقل الإشعاعي.

- 0.5 من القيمة العظمى في مخطط الاستطاعة بالمقياس الخطي.

- 3 dB من القيمة العظمى في مخطط الاستطاعة بالمقياس اللوغاريتمي.



الشكل 2-7: المخطط الإشعاعي لمصفوفة هوائيات خطية (Balanis، 2016).

2-1-3- هوائيات الأنظمة فائقة عرض المجال UWB Systems Antennas

من الميزات المشتركة بين جميع تطبيقات UWB وبغض النظر عن ما تحتويه هذه التطبيقات، فإن هوائي النظام UWB يجب أن يكون ذو حجم مضغوط للغاية، يتمتع بسهولة المكاملة، متين ميكانيكياً، وبإمكانه العمل في ظروف بيئية قاسية. هناك مقترحات مختلفة لتصاميم هوائي UWB، بدءاً من الهوائيات ذات الهياكل والحجوم الكبيرة القديمة إلى المشعات المستوية الحديثة. بعض هذه الهوائيات (المشعات) لديها خصائص الإشعاع متماثل المناحي، وبالتالي يمكن استخدامها في اتصالات UWB والتي تتجه نحو إمكانية دعم التنقل العالي (high mobility) وقابلية الحمل. وقد جذبت التصميمات التي تركز على هوائيات اتجاهية أبحاث التطبيقات العسكرية، مراقبة الطيف، التصوير، والرادار، وذلك على الرغم من أنهم تلقوا اهتماماً أقل مقارنةً بالهوائيات متماثلة المناحي (omnidirectional). يمكن تسليط الضوء بشكل أساسي على الجوانب التالية والتي من المهم تغطيتها، خاصة بالنسبة لهوائيات UWB المستوية:

- أن تكون ذات بنية بسيطة.
- أن تكون منخفضة التكلفة
- ذات أبعاد صغيرة نسبياً
- معامل الانعكاس أقل من أو يساوي 10 dB - على كامل مجال العمل.

- ربح أكبر من 2 dB في اتجاه حزمة الإشعاع الرئيسيّة.

يتضمن تصميم هوائيّات UWB ثلاثة أساسيات للتحليل وهي:

- موافقة الهوائي.

- استجابة الطور.

- تغيير نمط (مخطط) الإشعاع بدلالة للتردد.

يعد من أصعب التحديات في تصميم هوائيّات UWB هو تلبية متطلبات الأداء الثلاثة هذه في وقت واحد. ولكن يمكن مقايضة أحدهم (على سبيل المثال، إذا لم يكن تصميم الهوائي بهدف إرسال البيانات بمعدل مرتفع، كما هو الحال في مراقبة الطيف، يمكن أن تتسامح إعادة استجابة الطور مع بعض العناصر غير الخطية)، هناك القليل من الاهتمام الذي يُعطى لهوائيّات UWB الاتجاهية. إلّا أنّ الاتجاهيّة مهمة للدراسة، ليس فقط للتطبيقات العسكرية، ولكن أيضاً للرادار والتصوير والاتصالات للتطبيقات المدنية. أحد الأمثلة على تطبيق هوائيّات UWB اتجاهية هو الشبكات اللاسلكيّة الشخصية (BAN).

من أجل إجراء الدراسة النظرية لهوائيّات UWB يجب الانطلاق من نقطة محددة. ففي الهوائيّات ضيقة المجال التقليديّة، تتمركز نقطة الانطلاق في الدراسة حول الهوائي ثنائي القطب Dipole متناهي الصغر Infinitesimal. والذي طوله $\lambda \ll l$ حيث λ تردد الرنين. ولكن هذا غير ممكن في هوائيّات UWB لأنه يوجد أكثر من تردد رنين. بشكل عام الهوائي جهاز رنان، تتغيّر ممانعته تبعاً للتردد. يدعى مجال الترددات التي يكون فيها موافقة (Matching) بين الهوائي وتغذية الهوائي بعرض مجال الممانعة (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Impedance Bandwidth, 2016). من أهم المعاملات التي تحدد عرض مجال الهوائي هو عامل الجودة (Q) والذي يعرف بأنّه نسبة الطاقة المخزنة إلى الطاقة المشعّة في الهوائي ويعطى وفق العلاقة (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Jardón-Aguilar, 2016):

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (7-2)$$

حيث f_0 تردد رنين الهوائي، و BW عرض المجال. كلما كانت Q أصغر يكون عرض المجال أكبر وذلك كون الاستطاعة الرديّة المخزّنة ضمن الهوائي أقل وبالتالي إشعاع أكبر. ومن أجل هوائيات UWB يكون f_0 هو التردد المركزي. يمكن استخدام العديد من الطرائق من أجل تعريض الهوائي، منها (Galvan–Tejada, Peyrot–Solis, & Jardón–Aguilar, 2016):

- تخفيض Q :

- عن طريق تعديل شكل المشع، مثل الهوائيات الكسريّة (Fractal Antenna) والتي تعطي الهوائي شكل هندسي يزيد من مساحة سطحه وتخفيض Q عبر توزيع التيار على مسارات متعددة.

- استخدام ركائز ذات ثابت عازلية منخفض

- زيادة الضياعات، كإضافة مواد ماصة Absorbers للبنية.

- موافقة الممانعة: عن طريق شبكة موافقة، إضافة عنصر توليف، استخدام الشقوق ورقع الرقص الترددي.

- رنين متعدد: عن طريق استخدام عناصر طفيليّة parasitic، استخدام الفتحات ضمن الهوائي Aperture، Proximity coupling.

قبل خمسينيات القرن العشرين، كان من الممكن تحقيق عرض مجال هوائي 1:2. ومع تطور الأبحاث في الخمسينيات من القرن الماضي، تم الحصول على عرض مجال ترددي يصل إلى 1:40 أو أكثر (Balanis, 2016). تمت الإشارة إلى هذه الهوائيات بأنها مستقلة عن التردد، وكانت لها أشكال هندسية تم تحديدها بواسطة الزوايا. تُستخدم هذه الهوائيات بشكل أساسي ضمن مجال

10 – 10,000 MHz في مجموعة متنوعة من التطبيقات العملية مثل البث التلفزيوني، والاتصالات من نقطة إلى نقطة، وغيرها. تكون الخصائص في نمذجة مقياس الهوائي، مثل الممانعة والنمط والاستقطاب وما إلى ذلك ثابتة بالنسبة لتغيير الحجم الفيزيائي للهوائي إذا ما تم إجراء تغيير مماثل أيضاً في تردد العمل أو طول الموجة. على سبيل المثال، إذا تم تقليل جميع الأبعاد الفيزيائية بمعامل 2، فإن أداء الهوائي سيبقى دون تغيير إذا تمت زيادة تردد العمل بنفس المعامل 2. بمعنى آخر،

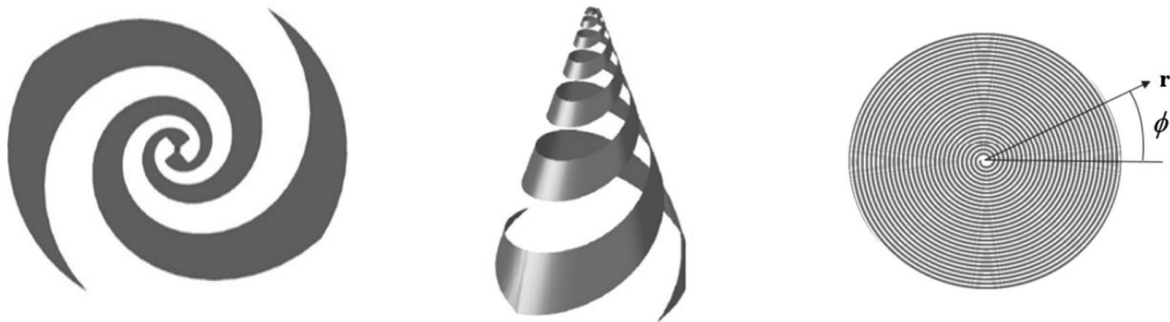
يكون الأداء ثابتاً إذا بقيت الأبعاد الكهربائية للهوائي دون تغيير. ويمكن تعريف كل هوائي يوصف سطحه وفق العلاقة التالية بأنه هوائي مستقل عن التردد (Balanis، 2016):

$$r = F(\theta, \phi) = e^{a\theta} f(\theta) \quad (8-2)$$

وذلك أيّاً كان التابع $f(\theta)$.

من الهوائيات التي تحقق العلاقة السابقة الهوائيات الزاوية المتساوية (Equiangular Antennas). تشمل الأنواع الشائعة لهذه الهوائيات (الشكل 8-2):

- الهوائي اللوغاريتمي الحلزوني (Log-Spiral Antenna).
- الهوائي الحلزوني المخروطي (Conical Log-Spiral Antenna).
- الهوائي الحلزوني الأرخميدي (Archimedean Spiral Antenna).



(أ) هوائي لوغاريتمي حلزوني (ب) هوائي حلزوني مخروطي (ج) هوائي حلزوني أرخميدي

الشكل 8-2: الهوائيات المتساوية الزوايا

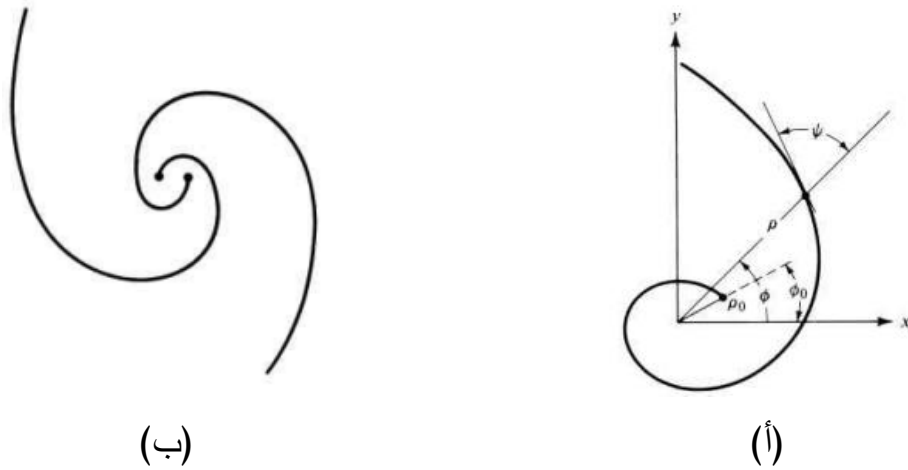
إنّ اللولب متساوي الزوايا هو أحد الأشكال الهندسية التي يمكن توصيف سطحها بالزوايا. وبالتالي فإنه يحقق متطلبات الأشكال التي يمكن استخدامها لتصميم هوائيات مستقلة عن التردد. يحصل أقل تردد عمل للهوائي f_0 عندما يكون طول ذراع اللولب مساوياً لطول الموجة λ . أمّا بالنسبة للترددات $f > f_0$ فإن خصائص النمط والممانعة تكون مستقلة عن التردد. يمكن أن يكون اللولب مستوياً أو غير مستوي. يعرف شكل اللولب المستوي بالاعتماد على التابع $f(\theta)$ التالي:

$$f(\theta) = A\delta \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right) \quad (9-2)$$

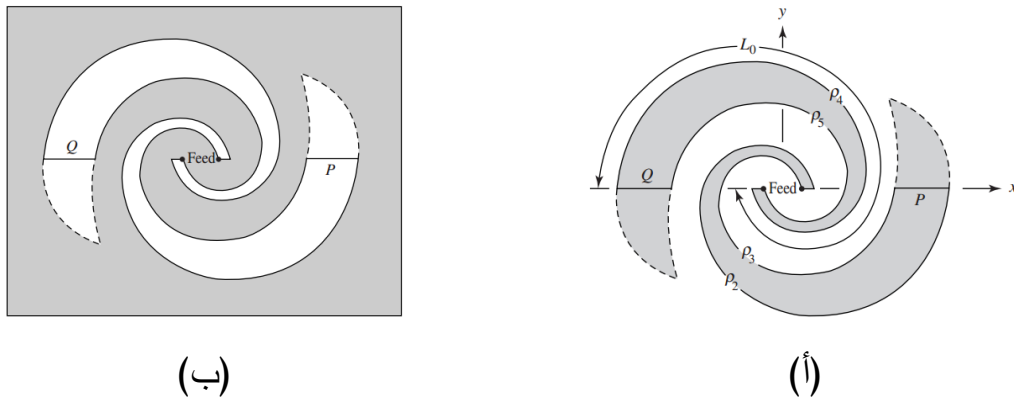
حيث A ثابت، و δ تابع ديراك ويكون سطح اللولب في هذه الحالة معرفاً بالزوايا وفق العلاقة التالية:

$$\phi = \frac{1}{a} \ln \left(\frac{\rho}{A} \right) = \tan \psi \ln \left(\frac{\rho}{A} \right) = \tan \psi (\ln \rho - \ln A) \quad (10-2)$$

حيث $\frac{1}{a}$ تعبر عن معدّل التوسّع اللولبي، ψ الزاوية بين المسافة الزاوية ρ وظل (tangent) اللولب. يمكن الحصول على هوائيات لولبية مستوية بطريقتين مختلفتين. الشكل الأول هوائي مكوّن من ذراعين معدنيين معلقين في الفضاء الحر، كما في الشكل (9-2). أمّا الشكل الثاني هوائي مكوّن من فتحة لولبية ضمن طبقة ناقلة، الشكل (10-2). وغالباً ماتكون الأذرع أو الفتحات مدبّبة من أجل الحصول على موافقة أفضل.



الشكل 9-2: هوائيات لولبية (أ) لولب وحيد (ب) لولبان (Balanis، 2016)



الشكل 10-2: هوائيات لولبية (أ) شرائح ناقلة معلقة (ب) هوائيات فتحة (Balanis، 2016)

يعتبر هوائي الفتحة هو الأكثر عملية، لأنه يمكن تغذيته بسهولة من خلال كبل محوري متوازن للحفاظ على توازنه الإجمالي. يمكن الحصول على خصائص إشعاع جيدة باستخدام هوائيات الفتحة اللولبية من أجل ذراع بدورة ونصف إلى ثلاث دورات. ويكون طول الذراع الأمثل 1.25 إلى 1.5 دورة بطول إجمالي أكبر أو يساوي طول الموجة λ . أمّا بالنسبة للولب غير المستوي فيمكن توصيفه من خلال مشتق التابع $f(\theta)$ على النحو التالي:

$$\frac{df}{d\theta} = f'(\theta) = A\delta(\beta - \theta) \quad (11-2)$$

حيث β ممكن أن تأخذ أي قيمة ضمن المجال $0 \leq \beta \leq \pi$. تعرّف العلاقة السابقة مع العلاقة (8-2) لولب ملفوف على سطح مخروطي (الشكل 11-2).

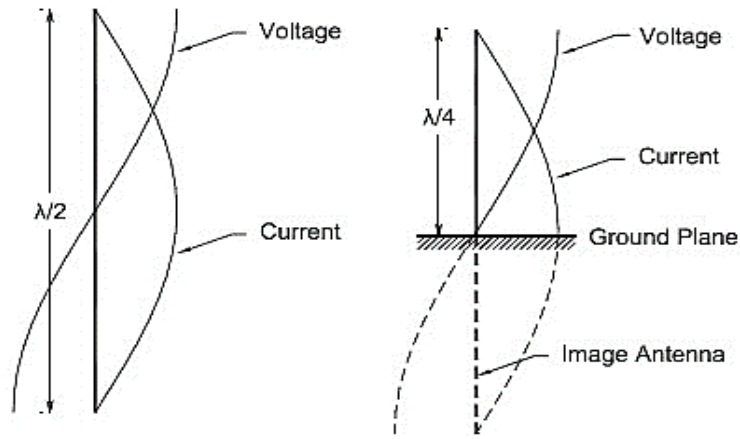


الشكل 11-2: هوائي لولبي مخروطي (Balanis، 2016)

عملياً تعد الهوائيات أحادية القطب المطبوعة Printed Monopole فائقة عرض المجال الأكثر شيوعاً في أجهزة الاتصالات اللاسلكية نظراً لسهولة تكاملها ومجالها الترددي فائق عرض المجال. يتكون هوائي UWB أحادي القطب المطبوع عادةً من مشع ومستوى أرضي. يتم طباعة كليهما على نفس الجانب أو الجانب المعاكس للركيزة، ويتم استخدام خط نقل شرائحي للتغذية أو خط تغذية Coplanar Waveguide (CPW).

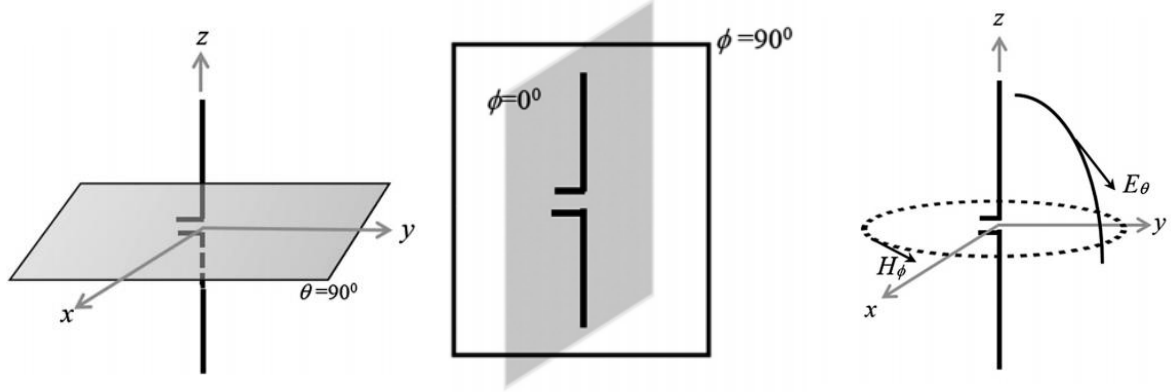
2-1-4- الهوائي أحادي القطب المطبوع Printed Monopole Antenna

الهوائي أحادي القطب هو هوائي مشتق من ثنائي القطب Dipole. ويستخدم بالاستفادة من ارتباطه بالمستوي الأرضي الذي يعمل كمرآة كهربائية. يبين الشكل 2-12 مقارنة بين هوائي ثنائي القطب نصف طول الموجة وهوائي أحادي القطب. حيث يبين الشكل هوائي ثنائي القطب نصف طول الموجة وقرينه عبر مستوى الأرض ربع طول الموجة. يتم الإشارة إلى صورة هوائي أحادي القطب بالخط المتقطع تحت مستوى الأرضي. تعوض الصورة الكهربائية عن النصف الثاني المفقود من الهوائي، فتحول الهوائي أحادي القطب إلى مكافئه من هوائي ثنائي القطب. تتوضع الهوائيات أحادية القطب عادةً بشكل عمودي بالنسبة إلى سطح الأرض لذلك فهي تدعى الهوائيات أحادية القطب العمودية أو ببساطة الهوائيات العمودية. يتم تغذية الهوائي العمودي بتغذية المشع المقابل للأرض.



الشكل 2-12: مقارنة بين الهوائي ثنائي القطب والهوائي أحادي القطب

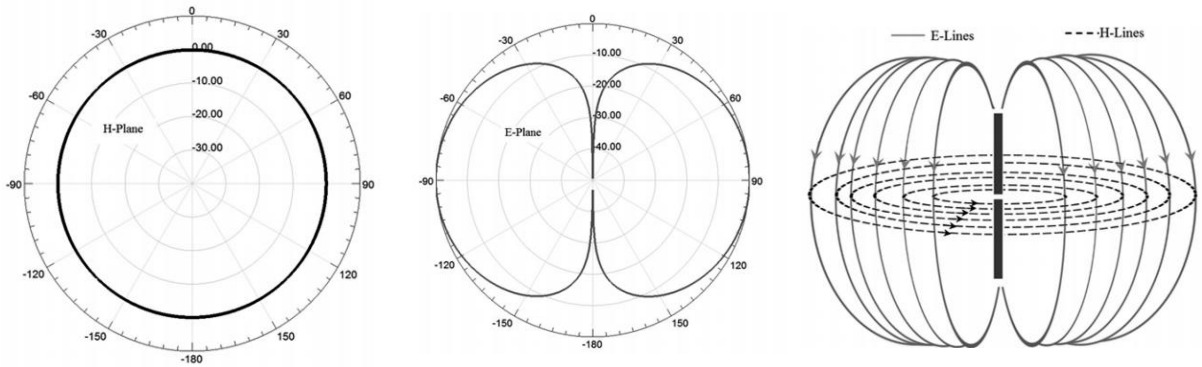
يمتلك هوائي ثنائي القطب أقصى إشعاع على طول المستوي الاستوائي له equatorial plane. في المجال البعيد، يحتوي على المركبة θ للحقل الكهربائي (E-field) والمركبة ϕ للحقل المغناطيسي (H-field). وبالتالي، فإن أي مستوى عمودي يحتوي على ثنائي القطب يُعتبر المستوى الكهربائي (E-plane) لثنائي القطب. من ناحية أخرى، فإن المستوي الاستوائي (المستوى x-y، حيث يكون ثنائي القطب موجهاً على محور z) والمستوى العمودي على ثنائي القطب يُعتبر المستوى المغناطيسي (H-plane) لهوائي ثنائي القطب. يوضح الشكل 2-13 هوائي ثنائي القطب الموجه على محور z مع المستويين الكهربائي والمغناطيسي للهوائي.



(أ) مركبات الحقل البعيد (ب) المستوي الكهربائي (ج) المستوي المغناطيسي

الشكل 2-13: هوائي ثنائي القطب

يمتلك الهوائي ثنائي القطب أقصى إشعاع عند $\theta = 90^\circ$ بغض النظر عن قيمة ϕ ، بينما تكون نقاط العدم (nulls) للهوائي عند $\theta = 0^\circ$ أو 180° . في ثلاثة أبعاد، يشبه النمط شكل "الدونات" مع انخفاضات/نقاط عدم موجهة على طول محور ثنائي القطب (الشكل 2-14).

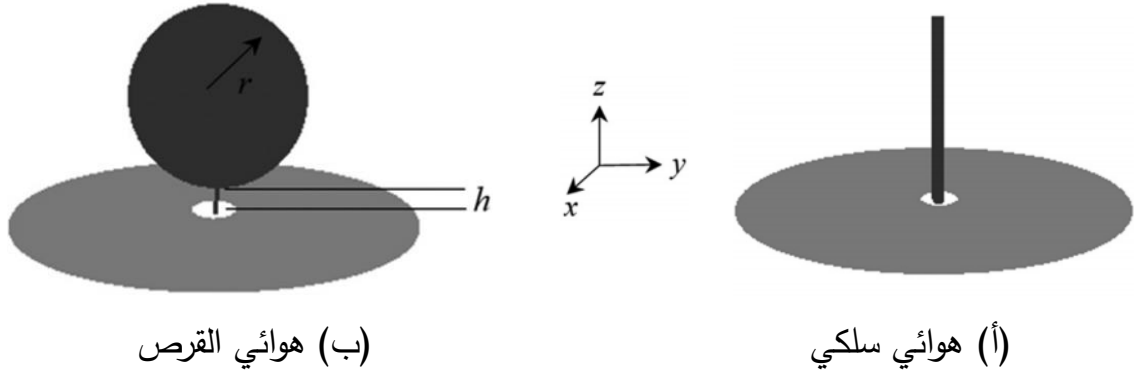


(أ) الحقول بشكل ثلاثي الأبعاد (ب) المستوي الكهربائي (ج) المستوي المغناطيسي

الشكل 2-14: المخطط الإشعاعي لثنائي القطب

• هوائي القرص أحادي القطب العمودي

يتألف من قرص دائري موصل موضوع عمودياً على مستوى أرضي. يتم تغذية الهوائي باستخدام مسبار يربط القرص بالمستوى الأرضي. يعتمد أداء الهوائي بشكل أساسي على المسافة بين القرص والمستوى الأرضي. يوضح الشكل 2-15 هندسة القرص أحادي القطب العمودي ونظام إحداثياته.



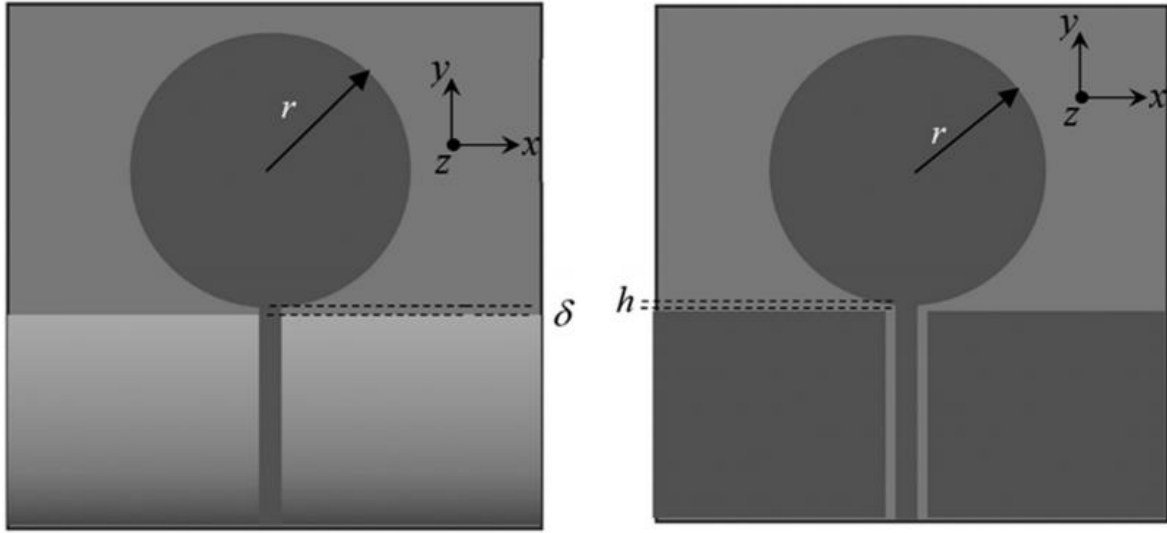
الشكل 2-15: أشكال مختلفة لهوائي أحادي القطب العمودي

يتم تثبيت قرص دائري ناقل نصف قطره r بشكل عمودي فوق مستوى أرضي دائري. يتم تغذية الهوائي باستخدام مسبار يربط الجزء السفلي من القرص عبر مستوى الأرض عبر موصل. يتحكم الارتفاع h بين فجوة التغذية والأرض في عرض مجال الممانعة. يعتمد أداء الهوائي بشكل أساسي على فجوة التغذية وأيضاً على أبعاد مستوى الأرضي. يؤثر الحجم المحدود لمستوى الأرضي على تيار الصورة Image current الذي يؤثر بدوره على عرض مجال الممانعة. يؤدي توسيع السلك إلى قرص إلى استجابة عريضة المجال. يتوافق قطر القرص مع ربع طول موجة انحدار الرنين الأول. يتم تحديد تردد الرنين من خلال القرص الدائري وحجم المستوى الأرضي. يدعم هوائي القرص أحادي القطب العمودي أوضاع رنين متعددة، حيث تكون الأوضاع ذات الترتيب الأعلى هي التوافقيات للوضع الأساسي للقرص. وعلاوة على ذلك، فإن الأوضاع ذات الترتيب الأعلى متقاربة مما يؤدي إلى سمة UWB بسبب تداخل أوضاع الرنين.

يمكن أن يتم تنفيذ هوائي القرص باستخدام تقنية الدارات المطبوعة بحيث يتم طباعة القرص ومستوى الأرض على نفس الجانب من المادة العازلة إذا كان الهوائي مزوداً بتغذية CPW، أو على جوانب متقابلة إذا كان مزوداً بتغذية خط نقل شرائحي Microstrip line (الشكل 2-16).

يتوافق قطر القرص مع ربع طول موجة انحدار الرنين الأول. يتم تحديد تردد الرنين من خلال القرص الدائري وحجم المستوى الأرضي. يدعم هوائي القرص أحادي القطب العمودي أوضاع رنين متعددة، حيث تكون الأوضاع ذات الترتيب الأعلى هي التوافقيات للوضع الأساسي للقرص. وعلاوة على ذلك، فإن الأوضاع ذات الترتيب الأعلى متقاربة مما يؤدي إلى سمة UWB بسبب تداخل

أوضاع الرنين. يتم توزيع التيار بشكل أساسي على طول حافة القرص الدائري وهذا هو سبب ارتباط تردد الرنين بأبعاد القرص. وقد ثبت أن تداخل أوضاع الرنين الموزعة بشكل وثيق في كل من هوائيات القرص أحادية القطب العمودية والمغذاة بـ CPW مسؤولة عن عرض المجال الترددي الواسع للغاية.

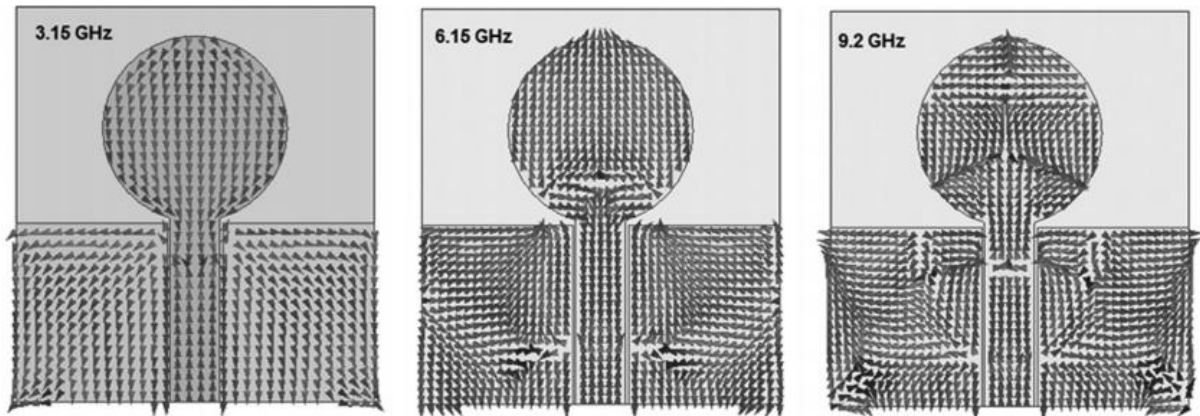


(ب) تغذية خط نقل شرائحي

(أ) تغذية CPW

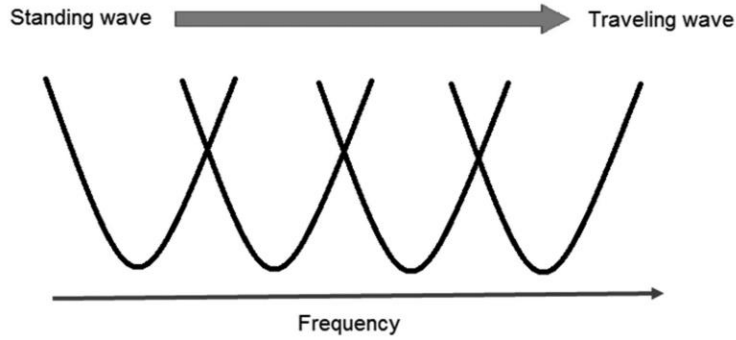
الشكل 2-16: هوائي القرص أحادي القطب العمودي المطبوع

يوضح الشكل 2-17 توزيع التيار السطحي لهوائي أحادي القطب UWB مغذي بـ CPW لثلاثة ترددات مختلفة (3.15 GHz و 6.15 GHz و 9.2 GHz) تغطي طيف UWB.



الشكل 2-17: التيار السطحي لهوائي القرص أحادي القطب العمودي المطبوع

عند التردد المنخفض (أي الرنين الأول) يكون طول الموجة أكبر من بعد الهوائي، يمكن للموجة الكهرومغناطيسية أن تقتزن coupled بسهولة بهيكل الهوائي بحيث تعمل في وضع متذبذب، أي موجة ثابتة. مع زيادة التردد، يبدأ الهوائي في العمل في وضع هجين من الموجات الثابتة والمتحركة كما هو موضح في الشكل 2-18.



الشكل 2-18: مبدأ تداخل أنماط الرنين في هوائي القرص المطبوع

عند الترددات العالية، تصبح الموجة المتحركة أكثر أهمية لتشغيل الهوائي نظراً لأن الموجة الكهرومغناطيسية تحتاج إلى الانتقال إلى أسفل هيكل الهوائي الذي يكون كبيراً من حيث الطول الموجي. بالنسبة للهوائي المغذي بـ CPW، يمكن للفتحات التي تشكلها الحافة السفلية للقرص والمستوى الأرضي بأبعاد مناسبة أن تدعم الموجة المتنقلة بشكل جيد للغاية. وبالتالي، يمكن للهوائي أحادي القطب الدائري المغذي بـ CPW المصمم بشكل مثالي أن يُظهر مجال ترددي واسع للغاية. يمكن أن تُعزى خاصية UWB للهوائي مرة أخرى إلى تداخل أنماط الرنين من الدرجة الأولى والأعلى والتي يتم توزيعها بشكل وثيق عبر الطيف. ومع ذلك، فإن المجال الترددي -10 dB لهذا الهوائي محدود دائماً عند الطرف الأعلى حول 10 GHz.

2-2- الرنانات Resonators

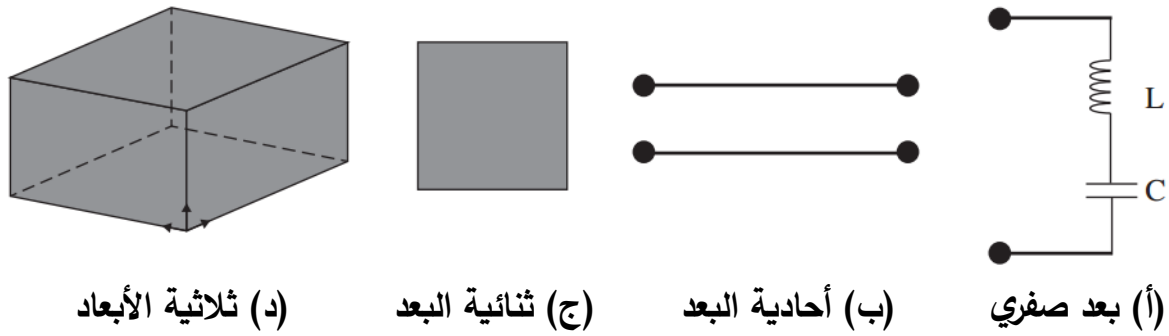
تُعد الرنانات أحد العناصر الأساسية في الدارات المكونة وأنظمة الاتصالات الأخرى. حيث لها دور أساسي في قبول أو رفض مجال معين (أو عدة مجالات) من الترددات. للرنانات ثلاث خصائص أساسية (Verma, 2021):

- تردد الرنين Resonance frequency.

- عامل الجودة غير المحمل Unloaded Q-factor.

- معامل الترابط Coupling coefficient.

تتنطبق هذه الخصائص على جميع أنواع الرنانات. تُستخدم الرنانات في تصميم المرشحات، ومميزات التردد Frequency discriminators، وأجهزة الإرسال المزدوجة Duplexers، وأجهزة قياس الموجة Wave meters، والمهتزازات Oscillators، وما إلى ذلك. كما تُستخدم الرنانات أيضاً كهوائيات لإشعاع الطاقة في الفضاء الحر وأيضاً في الأجسام المادية. يتم التعبير عن الأبعاد الفيزيائية للرنانات بدلالة طول الموجة الموافق لتردد الرنين. يمكن تصنيف بنى الرنين من وجهة نظر البعد، إلى أربعة أصناف (Verma, 2021) (الشكل 2-19):



الشكل 2-19: أنواع الرنانات

- رنانات بعد صفري Zero-dimensional resonators: تكون أبعاد الرنانة صغيرة جداً ($\lambda < 50$) بالمقارنة مع طول موجة الرنين. وحتى الرنانات بأبعاد ($\lambda < 10$) تصنف كرنانة بدون بعد. تتكون هذه الرنانات بشكل رئيسي من عناصر مجمعة lumped elements (مكتثات، ملفّات). تمتلك هذه الرنانات تردد رنين ثابت محدّد بسعة المكتثّة C، وناقليّة الملف L. تستخدم هذه الرنانات عادةً تحت المجال الترددي العالي جداً Very High Frequency (VHF) (تحت 300 MHz).

- رنانات أحادية البعد One-dimensional resonators: تشكّل مقاطع خطوط النقل العنصر الأساسي لهذه الرنانات. يمكن أن تكون خطوط النقل مفتوحة/مقصورة من أحد أطرافها

أو من الطرفين ممّا يشكّل رنانة نصف طول الموجة، أو رنانة ربع طول الموجة. كما يمكن أن تتصل نهاية خط النقل برديّة Reactance، إمّا ملف أو مكثّف من أجل تصغير الأبعاد الفيزيائية للرنانة. يحدث الرنين عند مجموعة من الترددات المتوافقة مع بعضها البعض. يتمتع كل تردد بنمط رنين Resonating mode حقل/جهد/توزع تيار على طول خط النقل. لذلك فإنّ كل نمط رنين له تردد رنين وحيد. ويعرّف تردد الرنين الأساسي أو المسيطر بأنه النمط الذي يمتلك تردد الرنين الأصغر.

- **رنانات ثنائية الأبعاد Two-dimensional resonators:** هي الرنانات التي تمتلك أنماط رنين منفصلة ثنائية البعد ذات ترددات رنين وتوزعات حقول مميزة، مثل الرنانات الرقعية Patch resonators الدائرية والمستطيلة يجب الانتباه هنا إلى أنّه من الممكن وجود نمطي رنين بنفس تردد الرنين ولكن مع توزّع حقول مختلف. تدعى هذه الأنماط بالأنماط التابعة Degenerate modes.

- **رنانات ثلاثية الأبعاد Three-dimensional resonators:** يتحقق هذا النوع من الرنانات من خلال مقطع دليل موجة Waveguide معدني مغلق ذو مقطع دائري أو مستطيل الشكل. تعرف هذه الرنانات برنانات الحجرة Cavity resonators، والتي تحدث فيها تغيرات الحقل ضمن الحجرة. تمتلك هذه الرنانات معامل Q عالٍ جداً ولكنها ذات بنى كبيرة وضخمة. عند عدم وجود تغيرات للحقل في البعد الثالث يتم معاملة رنانة الحجرة كرنانة ثنائية البعد. يساعد هذا المفهوم على نمذجة الرنانات الرقعية على أنّها رنانات حجرة ثنائية البعد.

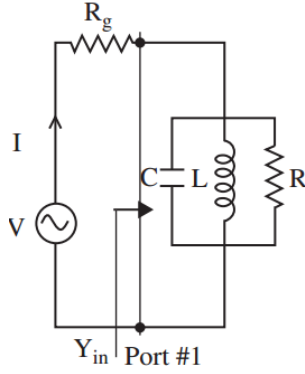
2-2-1- رنانات العناصر المجمعّة Lumped Elements Resonators

تستخدم دارات الرنين من العناصر المجمعّة في تصميم الدارات الميكروية كالمرشحات وغيرها. توصّف الرنانات المستخدمة في الدارات بثلاثة أنواع من معامل Q، المحمّل Loaded، غير المحمّل Unloaded، والخارجي External. يوصّف الترابط بين الرنانة والدارة الخارجية بمعامل Q الخارجي. تحدد هذه المعاملات بالإضافة إلى تردد الرنين من خلال التجارب العملية أو عن طريق استخدام محاكي أمواج كهرومغناطيسيّة Electromagnetic (EM)-Simulator. وتستخدم هذه المتوسطات أيضاً في نمذجة بنى الرنين المستوية من خلال إيجاد قيم العناصر RLC المكافئة. يبيّن

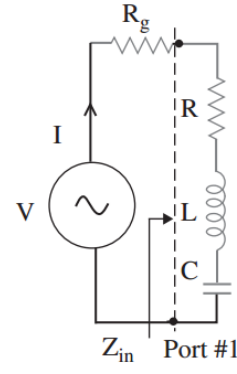
الشكل 20-2 دائرة رنين LC تسلسلية مع منبع جهد V ذو مقاومة داخلية R_g . تعطى علاقة تردد الرنين بدلالة L و C على النحو التالي (Verma، 2021):

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

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (12-2)$$



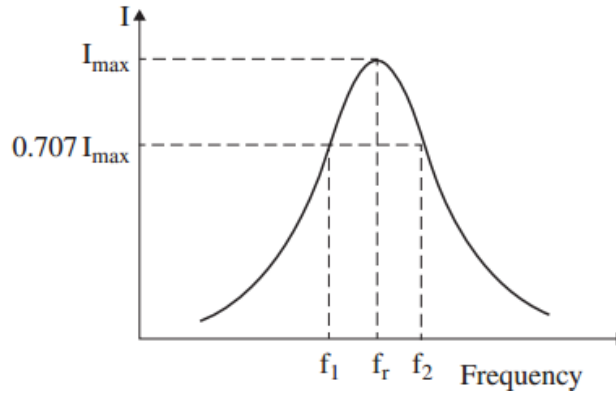
(ب)



(أ)

الشكل 20-2: (أ) دائرة رنين تسلسلية (ب) دائرة رنين تفرعية

يبين الشكل 21-2 استجابة التيار. عند تردد الرنين $\omega = \omega_r$ تكون قيمة الرديّة $X = 0$ وقيمة التيار أعظميّة.



الشكل 21-2: استجابة التيار

تعطى علاقة الاستطاعة المزودة للدائرة عند الرنين على النحو التالي (Verma، 2021):

$$\frac{P_{res}}{2} = \frac{I_{res}^2 R}{2} = \left(\frac{I_{res}}{\sqrt{2}} \right)^2 R \quad (13-2)$$

حيث تعبّر R عن الفقد الداخلي للرنانة. ينخفض التيار إلى $\frac{1}{\sqrt{2}}$ من قيمته العظمى I_{max} عند الترددات f_1 و f_2 . تدعى هذه الترددات بترددات نصف الاستطاعة half-power frequencies أو ترددات القطع. يعرف الفرق $f_2 - f_1$ بعرض مجال نصف الاستطاعة أو 3-dB bandwidth للدائرة ويعطى بالعلاقة:

$$BW = f_2 - f_1 = \frac{f_r}{Q_U} \quad (14-2)$$

حيث Q_U معامل Q غير المحمل والذي يعبر عن نسبة متوسط الطاقة المخزنة في الرنانة إلى متوسط ضياع الاستطاعة عند تردد الرنين ويعطى بالعلاقة:

$$Q_U = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r RC} \quad (15-2)$$

للحصول على عرض مجال ضيق، يجب أن يكون معامل Q كبير أو الفقد الداخلي للرنانة صغير جداً. تعطى العلاقات السابقة من أجل دائرة الرنين التفرعية المبينة في الشكل على النحو التالي (Verma، 2021):

$$\begin{aligned} \omega_r &= \frac{1}{\sqrt{LC}} \\ f_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \\ BW &= f_2 - f_1 = \frac{f_r}{Q_U} \\ Q_U &= \frac{R}{\omega_r L} = \omega_r RC \end{aligned} \quad (16-2)$$

أحد أهم المواصفات العملية للرنانات هو الترابط بين الرنانة والدائرة الخارجية. ويوصف هذا الترابط عن طريق معامل Q الخارجي (Q_E) ومعامل الترابط (β) بين الرنانة والدائرة الخارجية. يُعرف معامل Q الخارجي على أنه فقد الاستطاعة ضمن المقاومة الخارجية R_{ex} . أي هي متوسط الطاقة المخزنة في دائرة الرنين إلى فقد الاستطاعة في الدائرة الخارجية عند تردد الرنين. أما الترابط (β) بين دائرة الرنين والدائرة الخارجية فيعرف على أنه الفقد في الدائرة الخارجية إلى الفقد في دائرة الرنين عند تردد الرنين. يرتبط معامل Q الخارجي (Q_E) ومعامل الترابط (β) وفق العلاقة:

$$\beta = \frac{Q_U}{Q_E} \quad (17-2)$$

ينتج معامل Q الكلي في الدارة Q_L عن طريق معامل Q الخارجي وغير المحمل وفق العلاقة التالية:

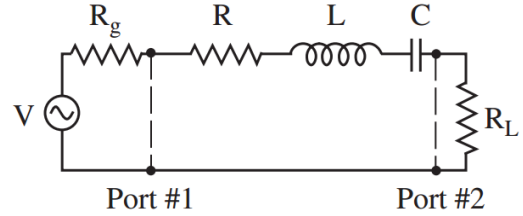
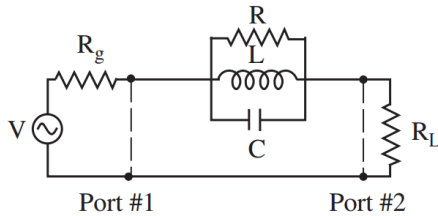
$$Q_L = \frac{1}{Q_U} + \frac{1}{Q_E} \quad (18-2)$$

وترتبط قيم Q مع معامل الترابط وفق العلاقة:

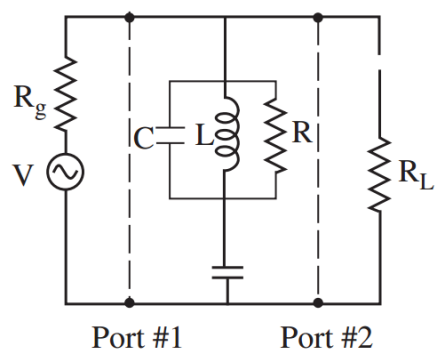
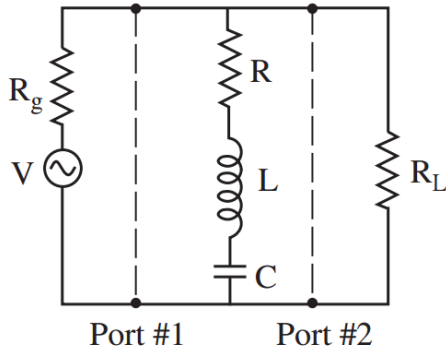
$$Q_U = Q_L(1 + \beta) = Q_E \beta \quad (19-2)$$

من الممكن أن توصل دارة LC التسلسلية والتفرعية كشبكة ببوابتين. يبين الشكل 22-2 أربع تشكيلات مختلفة لدارة LC موصولة ضمن الدارة وهي:

- التشكيلة الأولى: دارة رنين تسلسلية موصولة بشكل تسلسلي.
- التشكيلة الثانية: دارة رنين تسلسلية موصولة بشكل تفرعية.
- التشكيلة الثالثة: دارة رنين تفرعية موصولة بشكل تفرعي.
- التشكيلة الرابعة: دارة رنين تفرعية موصولة بشكل تسلسلي.



(أ) دارة رنين تسلسلية موصولة بشكل تسلسلي (ب) دارة رنين تسلسلية موصولة بشكل تفرعي



(ج) دارة رنين تفرعية موصولة بشكل تفرعي (د) دارة رنين تفرعية موصولة بشكل تسلسلي

الشكل 22-2: تشكيلات دارات الرنين المختلفة

تتصَرّف دارات الرنين في التشكيلات الأولى والثالثة مرشحات تمرير مجال Band Pass Filter (BPF) في حين تتصَرّف دارات الرنين في التشكيلات الثانية والرابعة مرشحات رفض مجال Band Stop Filter (BSF) (Verma، 2021). تعطى العلاقات الموصّفة للتشكيلة الأولى على النحو التالي:

$$\begin{aligned}
 Q_L &= \frac{f_r}{f_2 - f_1} \\
 Q_U &= \frac{Q_L}{1 - |S_{21}^{Res}|} \\
 \beta &= \frac{|S_{21}^{Res}|}{1 - |S_{21}^{Res}|} \\
 R &= \frac{2Z_0}{\beta} \\
 L &= \frac{RQ_U}{\omega_r} \\
 C &= \frac{1}{\omega_r L}
 \end{aligned} \tag{20-2}$$

ومن أجل التشكيلة الثانية:

$$\begin{aligned}
 Q_L &= \frac{f_r}{f_2 - f_1} \\
 Q_U &= Q_L \frac{G + Y_0/2}{G} \\
 G &= \frac{Q_L Y_0/2}{Q_U - Q_L} \\
 L &= \frac{1}{C\omega_r^2} \\
 C &= \frac{GQ_U}{\omega_r}
 \end{aligned} \tag{21-2}$$

ومن أجل التشكيلة الثالثة:

$$\begin{aligned}
 Q_L &= \frac{f_r}{f_2 - f_1} \\
 Q_U &= \frac{Q_L}{1 - |S_{21}^{Res}|}
 \end{aligned} \tag{22-2}$$

$$G = \frac{2Y_0 Q_L}{Q_U - Q_L}$$

$$L = \frac{1}{C\omega_r^2}$$

$$C = \frac{G Q_U}{\omega_r}$$

ومن أجل التشكيلة الرابعة:

$$Q_L = \frac{f_r}{f_2 - f_1}$$

$$Q_U = \frac{Q_L}{|S_{21}^{Res}|}$$

$$R = \frac{Z_0/2}{\beta} \quad (23-2)$$

$$L = \frac{R Q_U}{\omega_r}$$

$$C = \frac{1}{\omega_r L}$$

2-2-2- رنانات خطوط النقل Transmission Lines Resonators

تعد رنانات خط النقل بمثابة وحدات بناء أساسية في الدارات الميكروية ودارات التردد الراديوي Radio Frequency (RF) ودارات الأمواج المليمترية. من الممكن أن يدعم خط النقل بطول ثابت مجموعة كبيرة من أنماط الرنين المختلفة، وبالمقابل فإنه عند تردد ثابت يمكن لخط النقل أن يكون من المضاعفات الزوجية لنصف طول الموجة $\lambda_g/2$ أو من المضاعفات الفردية لربع طول الموجة $\lambda_g/4$. حيث λ_g طول الموجة الموجة Guided wavelength ويعطى بالعلاقة:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (24-2)$$

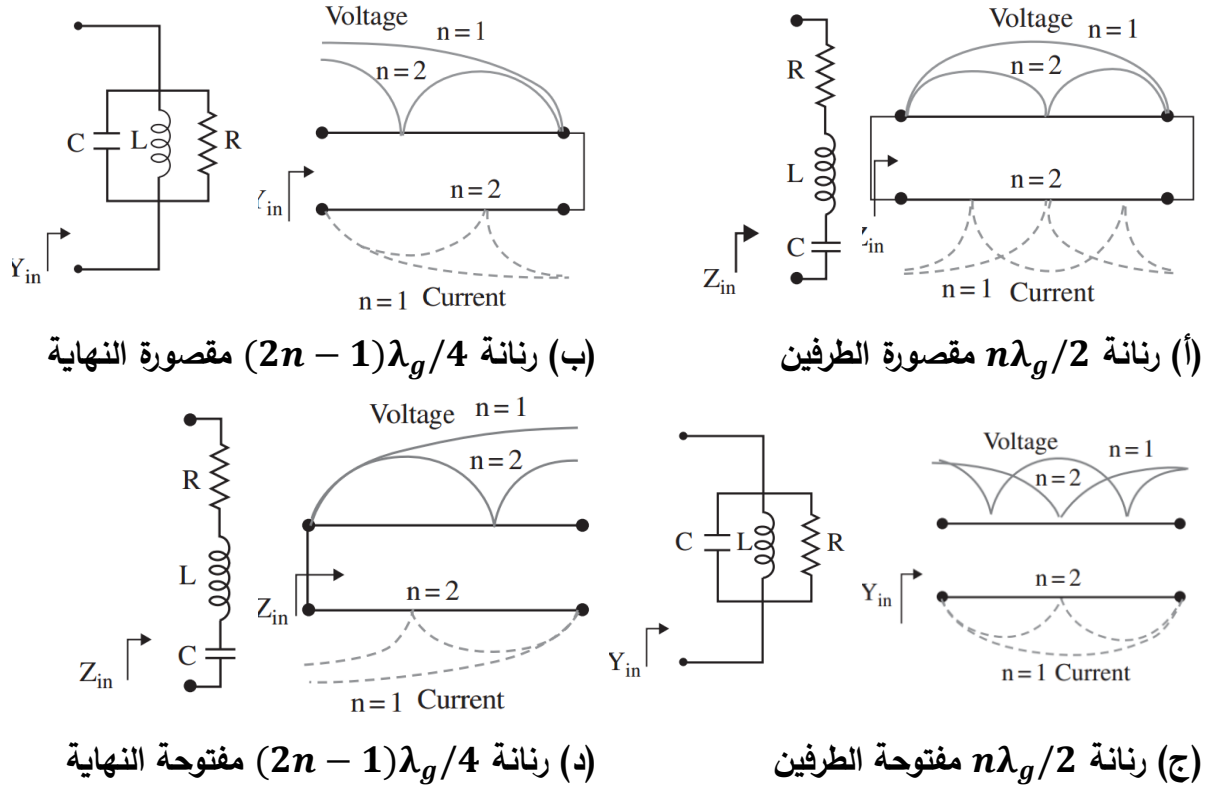
حيث c سرعة الضوء، f_c تردد الإشارة، ϵ_{eff} ثابت العازلية الفعال.

هناك أربع بنى أساسية لرنانات خطوط النقل وهي:

- رنانة $\lambda_g/2$ مقصورة الطرفين.
- رنانة $\lambda_g/4$ مقصورة النهاية.

- رنانة $\lambda_g/2$ مفتوحة الطرفين.
- رنانة $\lambda_g/4$ مفتوحة النهاية.

يبين الشكل 23-2 البنى الأساسية لرنانات خطوط النقل من حيث توزيع الجهد والتيار على خط النقل من أجل التوافقيات الأساسية والأولى كما يوضح الشكل دائرة LC المكافئة لكل بنية.



الشكل 23-2: البنى الأساسية لرنانات خطوط النقل ودائرة رنين LC المكافئة (Verma، 2021)

فمن أجل رنانة $\lambda_g/2$ مقصورة الطرفين يكون الجهد معدوم عند نهايتي خط النقل، في حين يأخذ التيار قيمة أعظمية. ويكون طول خط النقل $l = \lambda_g/2$ عند تردد الرنين الأساسي ($n = 1$). تعطى علاقات عناصر دائرة LC المكافئة كما يلي (Verma، 2021):

$$\begin{aligned}
 R &= Z_0 \alpha l = n Z_0 \alpha \frac{\lambda_g}{2} \\
 L &= n \pi \frac{Z_0}{2 \omega_r} \\
 C &= \frac{2}{n \pi \omega_r Z_0}, \quad n = 1, 2, 3, \dots
 \end{aligned}
 \tag{25-2}$$

حيث α الضياع في خط النقل، Z_0 الممانعة المميزة لخط النقل، λ_g طول الموجة الموجّه. أمّا معامل Q غير المحمّل فيعطى بالعلاقة التالية:

$$Q_U = \frac{\pi}{2\alpha l} \quad (26-2)$$

عند الرنين يكون $\beta l = \pi$ وبالتالي يكتب Q_U على النحو التالي:

$$Q_U = \frac{\beta}{2\alpha} \quad (27-2)$$

وتعطى العلاقات السابقة من أجل أنماط الرنين الأعلى لرنانة $\lambda_g/2$ مقصورة الطرفين بدون ضياعات على النحو التالي (Weber & Arfken):

$$\begin{aligned} L_0 &= \frac{\pi Z_0}{\omega_{r1}}, & L_n &= \frac{\pi Z_0}{2\omega_{r1}} \\ C_n &= \frac{2}{n^2 \pi \omega_{r1} Z_0} \\ \omega_{rn} &= \frac{1}{\sqrt{L_n C_n}} = n\omega_{r1} \end{aligned} \quad (28-2)$$

أمّا من أجل رنانة $\lambda_g/4$ مقصورة النهاية، يحدث الرنين عند $l = \lambda_g/4$ ويكون الطول الكهربائي لأنماط الرنين الأعلى $l = (2n-1)\lambda_g/4$. وتعطى علاقات دائرة LC المكافئة كما يلي (Verma، 2021):

$$\begin{aligned} R &= \frac{4Z_0}{(2n-1)\alpha l \lambda_g} \\ L &= \frac{4Z_0}{(2n-1)\pi \omega_r} \\ C &= \frac{(2n-1)\pi}{4\omega_r Z_0} \end{aligned} \quad (29-2)$$

ومن أجل رنانة $\lambda_g/2$ مفتوحة الطرفين، يكون الجهد أعظمي عند الطرفين والتيار معدوم (تثار أنماط الرنين بالجهد Voltage excited). يحدث الرنين عند $l = n\lambda_g/2$ ، وتعطى علاقات دائرة LC المكافئة كما يلي (Verma، 2021):

$$\begin{aligned}
R &= \frac{2Z_0}{n\alpha\lambda_g} \\
L &= \frac{2Z_0}{n\pi\omega_r} \\
C &= \frac{n\pi}{2\omega_r Z_0}
\end{aligned} \tag{30-2}$$

وتعطى علاقة تردد الرنين $f_{r,n}$ للنمط n^{th} بالعلاقة:

$$f_{r,n} = \frac{nc}{2l\sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad n = 1, 2, \dots \tag{31-2}$$

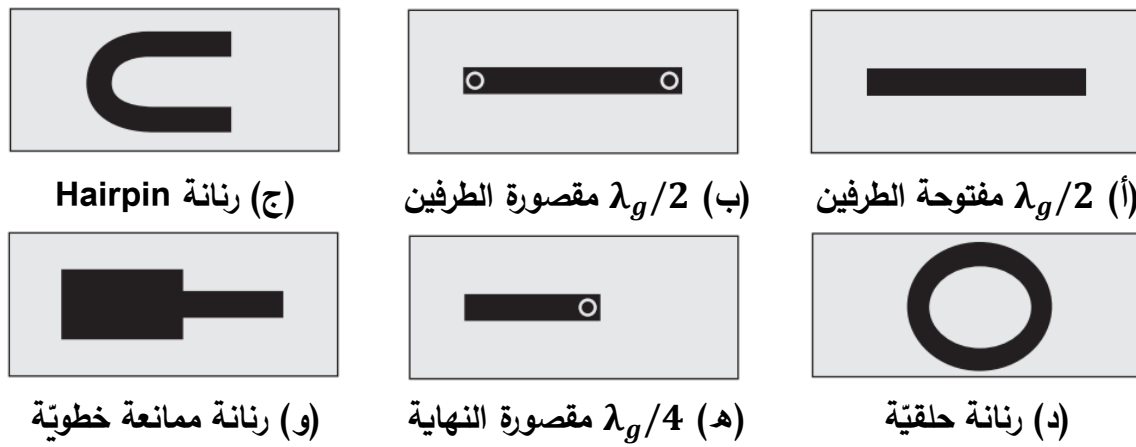
3-2-2- الرنانات المستوية Planar Resonators

تعد الرنانات المستوية أحد أهم العناصر المستخدمة في تقانة تصميم الدارات الميكروية. يتم تحليل بنى الرنين المستوية بأشكالها المختلفة بدقة باستخدام طرائق الموجة الكاملة full-wave، وكذلك باستخدام محاكيات الأمواج الكهرومغناطيسية EM-Simulators. ومع ذلك، يتم في مرحلة التصميم نمذجة هذه البنى باستخدام رنانات العناصر المجمعة ورنانات خط النقل.

1) رنانات خطوط النقل الشرائحية الميكروية Microstrip Line Resonators

تستخدم رنانات خطوط النقل الشرائحية الميكروية بشكل عام كمرشحات. يبين الشكل 24-2 (أ) رنانة شرائحية ميكروية ذات ممانعة منتظمة وطول $\lambda_g/2$ مفتوحة النهاية ((Open-Ended $\lambda_g/2$ -Microstrip Uniform Impedance Resonator (UIR)). تُشع النهايتان المفتوحتان الاستطاعة، مما يخفّض من معامل Q. ويتم تحسين معامل Q عن طريق قصر طرفي الرنانة (الشكل 24-2 (ب))، ولكن ذلك يضيف أثر تحريضي Inductance عند الطرفين. يمكن إنقاص حجم الرنانة UIR عن طريق حني خط الشكل على شكل حرف U مشكلاً مايدعي برنانة هيربين Hairpin الشكل 24-2 (ج)). كما يمكن ثني رنانة نصف طول الموجة UIR بحيث يتم الحصول على رنانة حلقيّة Ring Resonator (الشكل 24-2 (د)). لا تمتلك الرنانة الحلقيّة أي نهاية وبالتالي فقد الإشعاع فيها أقل من رنانة UIR، ممّا يؤدي إلى الحصول على معامل Q مرتفع. أمّا الشكل 24-2 (هـ) فهو يبيّن رنانة ربع طول الموجة $\lambda_g/4$ مقصورة من طرف واحد. وتستخدم هذه الرنانة في تصميم مرشحات Interdigital ومرشحات Comb-line. هناك

أنواع أخرى من رنانات خطوط النقل الشرائحية الميكروية تنتج عن إجراء أي تعديل على بنية خط النقل. مثل رنانات الممانعة الخطوية (Steepped Impedance Resonator (SIR) الموضحة في الشكل 2-24(و). في حال كانت SIR مفتوحة الطرفين فإن الرنين يكون عند نصف طول $\lambda_g/2$ ويمكن الحصول على الرنين عند ربع طول الموجة $\lambda_g/4$ في حال كانت SIR مقصورة من أحد الطرفين. تدفع SIR أنماط الرنين ذات الرتب العالية إلى ترددات أعلى مما يحسن الاستجابة الترددية خارج مجال التمرير لمرشحات تمرير المجال BPF. ومع ذلك يزداد فقد التمرير Insertion Loss (IL) ضمن مجال التمرير بسبب زيادة فقد الناقل لمقطع خط النقل الضيق.



الشكل 2-24: بنى أساسية لرنانات خطوط النقل الشرائحية الميكروية (Verma، 2021)

على مدار العقود الماضية، تم استخدام رنانة نصف طول الموجة $\lambda_g/2$ مفتوحة النهايتين على مجال واسع في تصميم مرشحات الخطوط المترابطة Coupled line. يحدث الرنين في هذه البنية (UIR) بشكل دوري عند مضاعفات عدد صحيح من تردد الرنين الأساسي، والذي يمكن أن يكون غير مفيد في تطبيقات ترشيح مجال ترددي وحيد، إلا أنه مفيد لتطبيقات ترشيح المجالات المتعددة والمجال العريض. ويعطى تردد الرنين لرنانة $\lambda_g/2$ مفتوحة النهاية بالعلاقة (Verma، 2021):

$$f_{r,n} = \frac{nc}{2(l + 2\Delta l)\sqrt{\epsilon_{eff}(f_r)}}, \quad n = 1, 2, \dots \quad (32-2)$$

حيث l الطول الفيزيائي لخط النقل، Δl الزيادة في الطول الفعّال لخط النقل نتيجة وجود أهداب الحقول الكهربائية fringing electric fields، n رقم التوافقية، c سرعة انتشار الموجة الكهرومغناطيسية

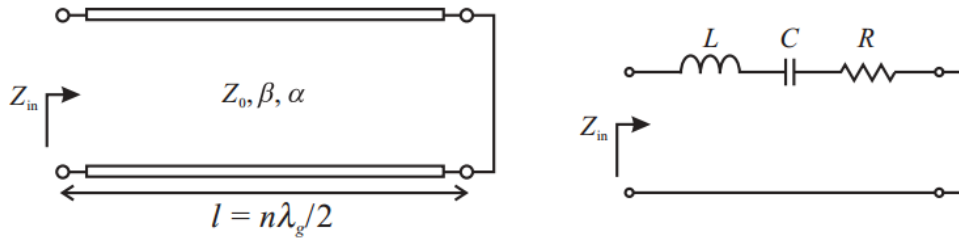
في الفضاء الحر، λ_r طول الموجة عند تردد الرنين f_r ، $\epsilon_{eff}(f_r)$ ثابت العازلية الفعال محسوب عند تردد الرنين f_r . ويتم حساب الزيادة في الطول الفعال Δl على النحو التالي (Verma، 2021):

$$\frac{\Delta l}{h} = 0.412 \left[\frac{[\epsilon_{eff}(f = 0) + 0.3][(w/h) + 0.262]}{[\epsilon_{eff}(f = 0) - 0.258][(w/h) + 0.813]} \right] \quad (33-2)$$

حيث h سماكة الركيزة. ومن أجل رنانة مقصورة النهاية فإن العلاقة السابقة صحيحة مع جعل $\Delta l = 0$.

رنان نصف طول الموجة $\lambda_g/2$ مقصور النهاية:

ليكن مقطع خط النقل مقصور النهاية كما هو مبين في الشكل 2-25، حيث Z_0 الممانعة المميزة لخط النقل، β ثابت الانتشار، و α معامل التخميد للخط. يتصرف خط النقل كدائرة رنين تسلسلية عندما يكون طوله $l = \lambda_g/2$ ، أو مضاعفات نصف طول الموجة $l = n\lambda_g/2$ عند التردد $\omega = \omega_r$.



الشكل 2-25: الدارة المكافئة لرنان نصف طول الموجة $\lambda_g/2$ مقصور النهاية

وتعطى قيم الدارة المكافئة على النحو التالي:

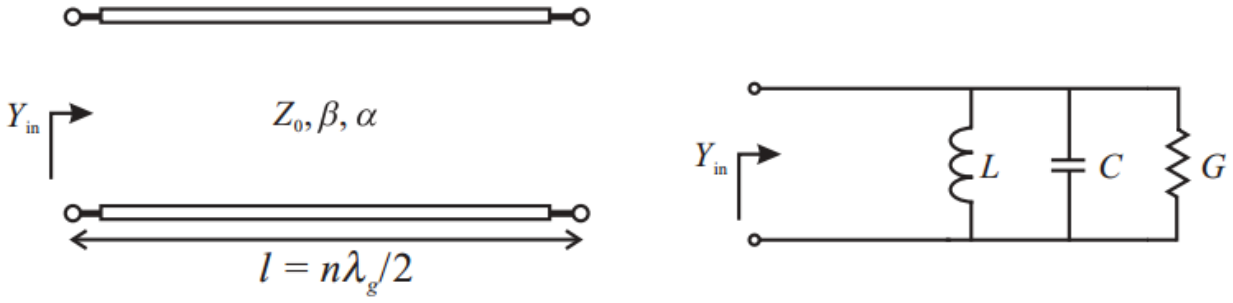
$$\begin{aligned} R &= Z_0 \alpha l = n Z_0 \alpha \frac{\lambda_g}{2} \\ L &= n \pi \frac{Z_0}{2 \omega_r} \\ C &= \frac{2}{n \pi \omega_r Z_0} = \frac{1}{\omega_r^2 L} \end{aligned} \quad (34-2)$$

حيث $n = 1, 2, 3$ و $\omega_r^2 = 1/LC$.

يتناسب معامل Q غير المحمل مع معامل الطور β بينما يتناسب عكسياً مع معامل التخميد α لخط نقل ذو ضياع.

رنان نصف طول الموجة $\lambda_g/2$ مفتوح النهاية:

يتصرف خط النقل نصف طول الموجة مفتوح النهاية كدائرة رنين تفرعية وذلك عندما يكون طوله $l = \lambda_g/2$ ، أو من مضاعفات نصف طول الموجة $l = n\lambda_g/2$ عند التردد $\omega = \omega_r$. يبين الشكل 26-2 الدارة المكافئة للرنانة.



الشكل 26-2: الدارة المكافئة لرنان نصف طول الموجة $\lambda_g/2$ مفتوح النهاية

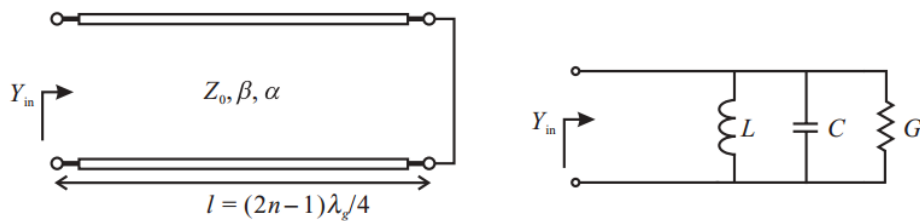
وتعطى قيم الدارة المكافئة على النحو التالي:

$$\begin{aligned} G &= n\alpha Y_0 \frac{\lambda_g}{2} \\ L &= \frac{2}{n\pi\omega_r Y_0} \\ C &= \frac{n\pi Y_0}{2\omega_r} \end{aligned} \quad (35-2)$$

حيث $n = 1, 2, 3$ و $\omega_r^2 = 1/LC$.

رنان ربع طول الموجة $\lambda_g/4$ مقصور النهاية:

أمّا في حال كان خط النقل ربع طول الموجة ومقصور النهاية كما في الشكل 27-2 فهو يتصرف أيضاً كدائرة رنين تفرعية، إلا أنّ الرنين في هذه الحالة يكون عند ربع طول الموجة $l = \lambda_g/4$ ، أو من المضاعفات الفردية لربع طول الموجة $l = (2n - 1)\lambda_g/4$ عند التردد $\omega = \omega_r$.



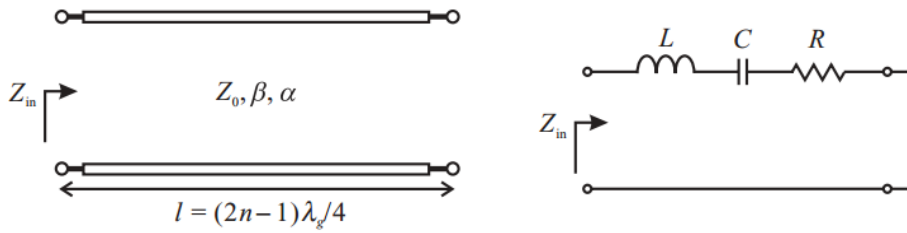
الشكل 27-2: الدارة المكافئة لرنان ربع طول الموجة $\lambda_g/4$ مقصور النهاية

وتكون قيم عناصر الدارة المكافئة كما يلي:

$$\begin{aligned} G &= \alpha Y_0 \frac{(2n-1)\lambda_g}{4} \\ L &= \frac{4}{(2n-1)\pi\omega_r Y_0} \\ C &= \frac{(2n-1)\pi Y_0}{4\omega_r} \end{aligned} \quad (36-2)$$

رنان ربع طول الموجة $\lambda_g/4$ مفتوح النهاية:

في حال كان خط النقل بربع طول الموجة مفتوح النهاية كما في الشكل 28-2 فهو يتصرف كدارة رنين تسلسلية، ويحدث الرنين عند ربع طول الموجة $l = \lambda_g/4$ ، أو من المضاعفات الفردية لربع طول الموجة $l = (2n-1)\lambda_g/2$ عند التردد $\omega = \omega_r$.



الشكل 28-2: الدارة المكافئة لرنان ربع طول الموجة $\lambda_g/4$ مفتوح النهاية

$$\begin{aligned} R &= Z_0 \alpha l = Z_0 \alpha \frac{(2n-1)\lambda_g}{4} \\ L &= (2n-1)\pi \frac{Z_0}{4\omega_r} \\ C &= \frac{4}{(2n-1)\pi\omega_r Z_0} = \frac{1}{\omega_r^2 L} \end{aligned} \quad (37-2)$$

2) رنانات الفتحة Aperture Resonators

تتوضع رنانات الفتحة في طبقة الأرضي للدائرة الميكروية، حيث يتم قطع (تشويه) طبقة الأرضي لخط النقل الشرائحي. وتتم تغذية هذه الرنانات من خلال خط النقل الشرائحي. تفيد هذه الرنانات في تصميم المرشحات وهي أساس تصميم دارات بنى الأرضي المشوّهة Defected Ground Structures (DGS). تعمل الفتحة الموجودة في المستوى الأرضي أيضاً كعنصر ترابط بين خط النقل ورنانة، أو هوائي شرائحي ميكروي، الموجود عند طبقات مختلفة من الطبقة العازلة لبنية دائرة

متعددة الطبقات. تعمل الفتحة المضمنة في رنان رقعي Patch resonator على تصغير حجمه والتحكم في استقطاب الرنان. يبين الشكل 2-29 مجموعة مختلفة من رنانات خطوط الفتحة.

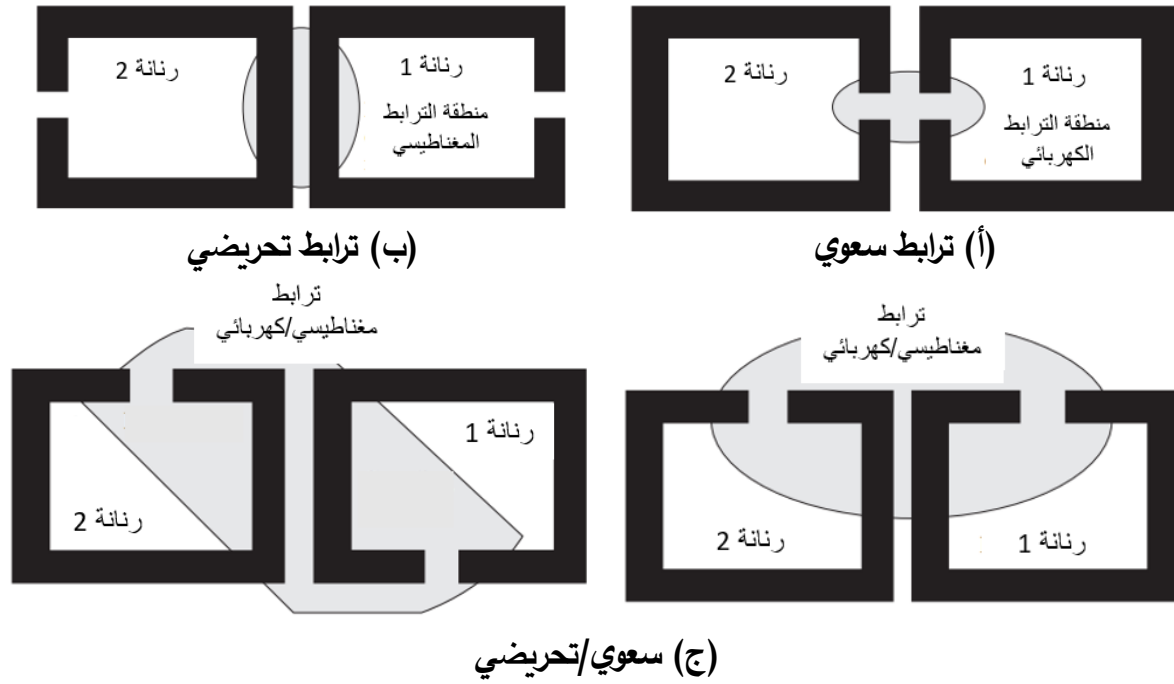


الشكل 2-29: بعض بنى رنانات الفتحة

يمكن النظر إلى بنية DGS على أنها دائرة رنين تسلسلية وذلك كون رنان الفتحة مقصور من الطرفين. ولكن بوجود الترابط السعوي بين خط النقل والفتحة تتحول الدائرة المكافئة إلى دائرة رنين تفرعية موصولة على التسلسل، أو دائرة رنين تسلسلية موصولة على التفرع.

3) الرنانات المترابطة المستوية Planar Coupled Resonators

تعد الرنانات المترابطة المستوية أحد أهم التقنيات المستخدمة في تطوير مرشحات تمرير المجال عالية الأداء. حيث يتم الترابط بين رنانتين متطابقتين لهما نفس الترددات، أو بين رنانتين لهما ترددات رنين مختلفة. يُعرف الأول باسم الرنانات المترابطة القابلة للتوليف بشكل متزامن synchronously tuned coupled resonator والثاني باسم الرنانات المترابطة القابلة للتوليف بشكل غير متزامن asynchronously tuned coupled resonator. يمكن أن يكون الترابط بين الرنانات سعوي Capacitive، تحريضي Inductive، أو مزيج بين الاثنين. يوضح الشكل 2-30 أربع حالات لترابط رنانتي نصف طول الموجة $\lambda_g/2$. الحالة الأولى توضح ترابط الحقل الكهربائي بين الأطراف المفتوحة، والترابط هنا سعوي حيث يكون الحقل الكهربائي هو السائد. أما الحالة الثانية فتبين الترابط المغناطيسي بين ذراعي الرنانتين، حيث يكون المجال المغناطيسي هو السائد ويكون الترابط هنا تحريضي. ويعتبر الترابط المغناطيسي أقوى من الترابط الكهربائي كون تلاشي الحقل الكهربائي يتم بشكل أسرع من الحقل المغناطيسي.



الشكل 2-30: رنانتان مستويتان مترابطتان

2-2-4- الرنانات متعددة الأنماط Multi-Mode Resonators

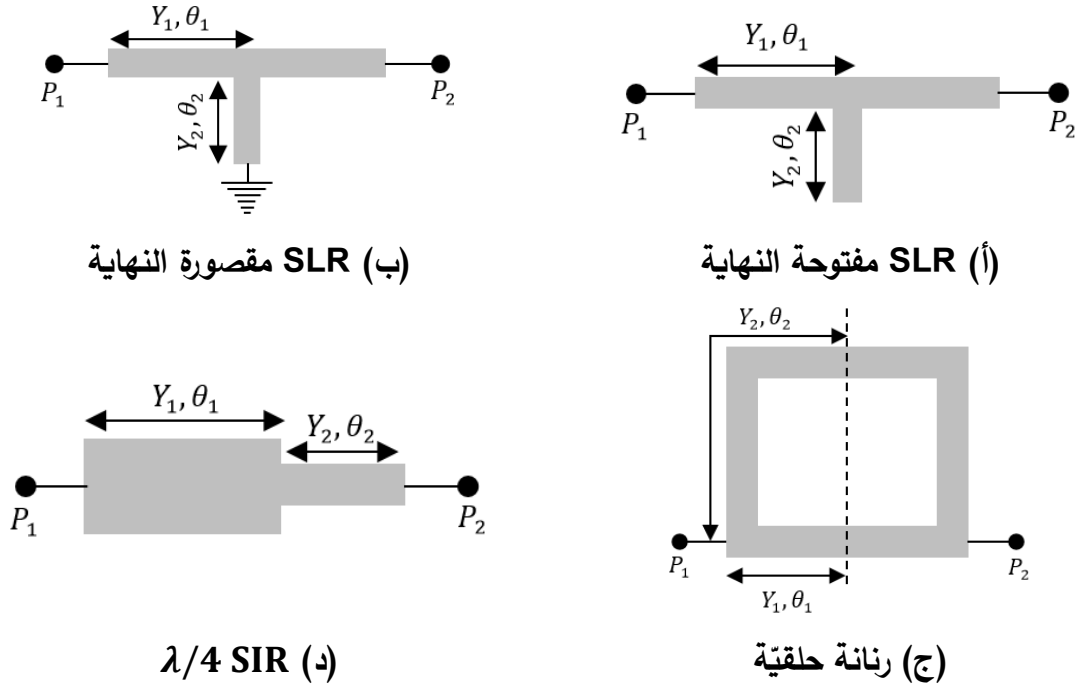
تعتبر الرنانات متعددة الأنماط (MMR) أحد أهم البنى المستخدمة في تصميم المرشحات متعددة المجالات (Cao، Ma، Bi، و Xu، 2021). يمكن تحقيق المرشحات متعددة الأنماط بعدة طرائق (الشكل 2-31):

- **تغيير الممانعة impedance conversion**: رنانات الممانعة الخطوية (SIR).
- **تغيير الطول length conversion**: الرنانات الحلقية Ring Resonators.
- **فرعات متعددة multiple stubs**: الرنانات المزودة بفرعة Stub Loaded Resonators (SLRs).
- **بنية خاصة special constructions**: رنانات النمط المتلاشي Evanescent-Mode Resonator، دليل الموجة المدمجة في ركيزة (SIW).

1) الرنانات المزودة بفرعة Stub-Loaded Resonators

عادة ما تكون الفرعة عبارة عن خط نقل قصير، والذي يتم تصنيفه على أنه مفتوح النهاية ومقصور النهاية. يبين الشكل 2-31 (أ) و 2-31 (ب) بنى SLR مفتوحة ومقصورة النهاية على الترتيب.

بسبب تماثل SLR، يمكن تحليل الرنان باستخدام تحليل النمط الزوجي/الفردى (Crnojevic – Bengin, 2015).



الشكل 2-31: رنانات متعددة الأنماط

يمكن حساب سماحيات الدخل للنمط الزوجي $Y_{in,e}$ والنمط الفردى $Y_{in,o}$ لرنان SLR مفتوح النهاية على النحو التالي (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021):

$$Y_{in,e} = jY_1 \frac{2Y_1 \tan \theta_1 + Y_2 \tan \theta_2}{2Y_1 - Y_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (38-2)$$

$$Y_{in,o} = -jY_1 \frac{1}{\tan \theta_1} \quad (39-2)$$

حيث Y_i و $\theta_i = \beta L_i$ السماحية المميزة لخط النقل i وطوله الكهربائي على الترتيب. تكون العلاقات السابقة من أجل رنان SLR مقصور النهاية على النحو التالي (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021):

$$Y_{in,e} = jY_1 \frac{2Y_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2 - Y_2}{2Y_1 \tan \theta_2 + Y_2 \tan \theta_1} \quad (40-2)$$

$$Y_{in,o} = -jY_1 \frac{1}{\tan \theta_1} \quad (41-2)$$

يتم الحصول على الرنين عندما $Im(Y_{in}) = 0$ (Verma, 2021) وبالتالي، فإن البنية لها ترددان للرنين وذلك بسبب وجود النمط الزوجي والفردى. يمكن حساب ترددات الرنين لرنان SLR مفتوح النهاية بجعل $Y_{in,e} = 0$ و $Y_{in,o} = 0$ في العلاقات (2-38) و (2-39)، فيكون:

$$f_{odd} = \frac{(2n+1)c}{4L_1\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (42-2)$$

$$f_{even} = \frac{nc}{2(L_1 + L_2)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (43-2)$$

حيث ϵ_{eff} ثابت العازلية الفعّال للركيزة المستخدمة، c سرعة الضوء، L_i الطول الفيزيائي الموافق للطول الكهربائي θ_i ، n عدد صحيح. وبنفس الطريقة يمكن الحصول على ترددات الرنين لرنان SLR مقصور النهاية على النحو التالي:

$$f_{odd} = \frac{(2n+1)c}{4L_1\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (44-2)$$

$$f_{even} = \frac{(2n+1)c}{4(L_2 + L_1)\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (45-2)$$

نلاحظ من تردد الرنين الفردى f_{odd} أنّه تابع لتغيّر L_1 ، في حين يتأثر f_{even} بالأطوال L_1 و L_2 ، وبالتالي عند تصميم رنانة SLR يتم ضبط طول L_1 لتحديد تردد رنين النمط الفردى، ومن ثمّ يمكن التحكم بتردد رنين النمط الزوجى من خلال تغيير طول الفرعة L_2 .

2) الرنانات الحلقية Ring Resonators

بحكم البنية المتناظرة للطنانة الحلقية (الشكل 2-31 ج)) فإنّه يمكن استخدام تحليل النمط الفردى والزوجى لإيجاد ترددات الطنين لها. تبيّن العلاقات التالية سماحيات الدخل للنمط الزوجى $Y_{in,e}$ والنمط الفردى $Y_{in,o}$ للرنانة الحلقية (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021):

$$Y_{in,o} = -jY_1 \frac{1}{\tan \theta_1 + \tan \theta_2} \quad (46-2)$$

$$Y_{in,e} = jY_1 \frac{\tan \theta_1 \tan \theta_2}{\tan \theta_1 + \tan \theta_2} \quad (47-2)$$

يحدث الرنين عندما تكون سماحية الدخل معدومة. يكون الشرط $Y_{in,e} = 0$ محققاً عند $\tan \theta_1 = 0$ أو $\tan \theta_2 = 0$ ويكون $Y_{in,o} = 0$ محققاً عند $\tan \theta_1 \rightarrow \infty$ أو $\tan \theta_2 \rightarrow \infty$ أي أنّ الرنين يحدث عند $\theta_1 = \frac{n\pi}{2}$ أو $\theta_2 = \frac{n\pi}{2}$ من أجل $n = 1, 2, 3, \dots$. وتكون ترددات الرنين كالتالي:

$$f_{odd} = \frac{nc}{4L_1\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (48-2)$$

$$f_{even} = \frac{nc}{4L_2\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (49-2)$$

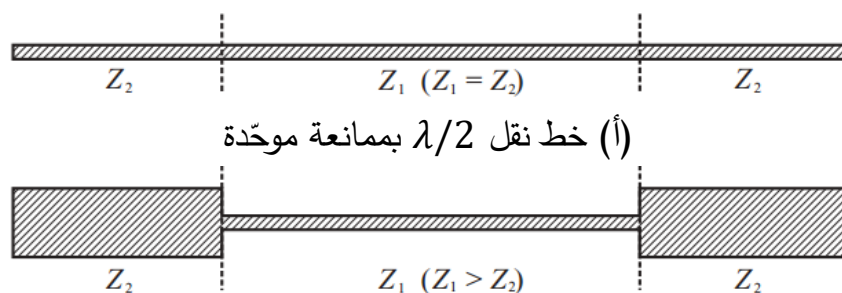
نلاحظ في الرنانة الحلقية أنه يمكن التحكم بترددات الرنين بشكل مستقل وذلك عن طريق تغيير الأطوال L_1 و L_2 .

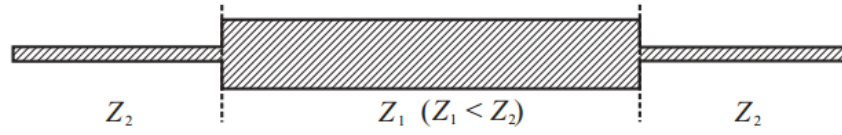
(3) رنانات الممانعة الخطوية (SIR) Stepped Impedance Resonator

يبيّن الشكل 2-27 خط نقل نصف طول الموجة مفتوح النهايتين وله ممانعة (عرض) موحد $Z_1 = Z_2$ Uniform أو غير موحد $Z_1 \neq Z_2$ Nonuniform. يحدث الرنين في الرنانة UIR الموضحة في الشكل السابق عندما يتحقق (Zhu, Sun, & Li, 2012):

$$\theta_T = \theta_2 + 2\theta_1 + \theta_2 = n\pi \quad (50-2)$$

حيث θ_T الطول الكهربائي للرنانة و n عدد أنماط الرنين. يمكن من المعادلة السابقة ملاحظة أنه من أجل النمط الثاني $n = 2$ يحصل الرنين عند ضعف تردد الرنين الأساسي، ويدعى بالتوافقية الأولى. كواحدة من العيوب الرئيسية لدى UIR وجود أنماط رنين غير مرغوب فيها Spurious، والتي تحدث عند عدد صحيح من مضاعفات تردد الرنين الأساسي، والتي من الممكن أن تكون سيئة لتصميم مرشح تمرير مجال وحيد.

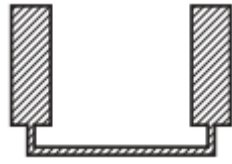




(ب) خطوط نقل $\lambda/2$ بممانعة غير موحدة

الشكل 2-32: رنانة ممانعة خطوية SIR (Zhu, Sun, & Li, 2012)

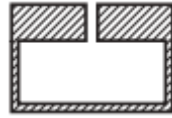
لحل هذه المشكلة، تتمثل إحدى الطرائق الأكثر استخداماً في زيادة التباعد بين التوافقيات غير المرغوبة إلى التردد الأساسي من خلال تشكيل رنانة ممانعة غير موحدة. وتعرف هذه الرنانات برنانات الممانعة الخطوية أو اختصاراً SIR. يبين الشكل 2-33 بعض البنى المختلفة لرنانات SIR من أجل مقطع خط نقل ذو ممانعة منخفضة على الطرفين ومقطع ممانعة مرتفعة في المنتصف.



(ب) بنية Hairpin



(أ) البنية الأساسية



(د) بنية حلقيّة مع ترابط داخلي



(ج) بنية Hairpin مع ترابط داخلي

الشكل 2-33: بنى مختلفة لرنانة SIR $\lambda/2$ (Zhu, Sun, & Li, 2012)

يبيّن الشكل 2-34 البنيتين الأساسيتين لرنانات SIR مع دائرة خط النقل المكافئة. لتكن Y_L سماحية الدخّل لخط النقل الأيسر عند مستوي التناظر. وبالمثل Y_R سماحية الدخّل لخط النقل الأيمن عند مستوي التناظر.

يبرهن أنّه عند الرنين يحقق Y_L و Y_R العلاقة التالية:

$$Y_L + Y_R = 0 \quad (51-2)$$

حيث:

$$Y_L = jY_1 \frac{Y_1 \tan \theta_1 + Y_2 \tan \theta_2}{Y_1 - Y_2 \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (52-2)$$

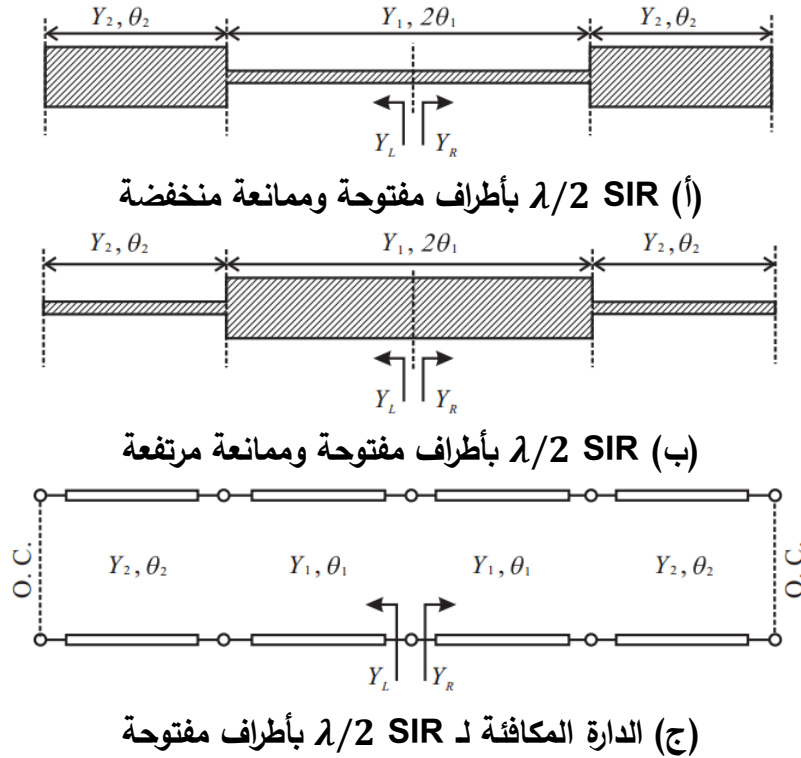
بفرض $K = Z_2/Z_1 = Y_1/Y_2$ تصبح العلاقة السابقة

$$Y_L = jY_1 \frac{K \tan \theta_1 + \tan \theta_2}{K - \tan \theta_1 \tan \theta_2} \quad (53-2)$$

وبما أنَّ بنية SIR متناظرة، أي $Y_L = Y_R$ فإنه يمكن تعويض العلاقة السابقة بعلاقة شرط الرنين لنحصل على:

$$2jY_1(K - \tan \theta_1 \tan \theta_2)(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2) = 0 \quad (54-2)$$

يجدر الإشارة هنا إلى أنه يمكن الحصول على نفس شرط الرنين في حال تم حساب سماحية الدخول من أحد طرفي الرنانة وتم التحليل عن طريق تحليل النمط الفردي والزوجي (Sun، Zhu، و Li، 2012).



الشكل 2-34: البنى الأساسية لرنانة SIR $\lambda/2$

يعطي شرط الرنين السابق مجموعة من الترددات والتي يمكن الحصول عليها من θ_1 و θ_2 حيث تتحقق العلاقة السابقة من أجل:

$$K = \tan \theta_1 \tan \theta_2 \quad (55-2)$$

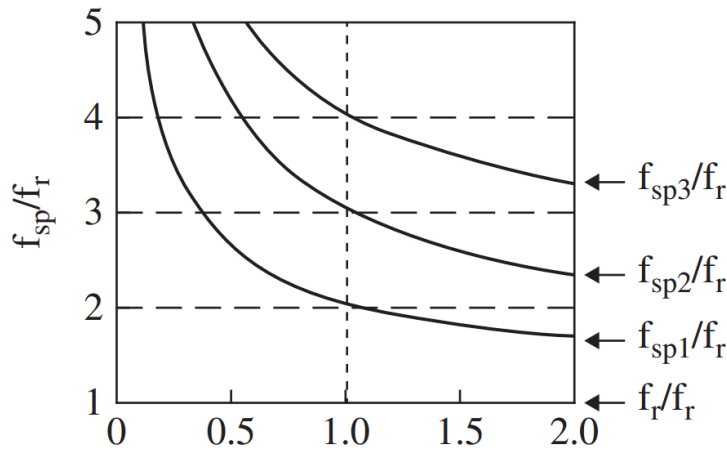
بأخذ حالة خاصة عندما $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ يكون

$$\begin{aligned} \theta(f_1) &= \tan^{-1}(\sqrt{K}) \\ \theta(f_2) &= \frac{\pi}{2} \\ \theta(f_3) &= \pi - \tan^{-1}(\sqrt{K}) \\ \theta(f_4) &= \pi \end{aligned} \quad (56-2)$$

وبالتالي تكون نسبة التوافقيات إلى التردد الأساسي كما يلي:

$$\begin{aligned} \frac{f_2}{f_1} &= \frac{\theta(f_2)}{\theta(f_1)} = \frac{\pi}{2 \tan^{-1}(\sqrt{K})} \\ \frac{f_3}{f_1} &= \frac{\theta(f_2)}{\theta(f_1)} = \frac{\pi}{\tan^{-1}(\sqrt{K})} - 1 \\ \frac{f_4}{f_1} &= \frac{\theta(f_2)}{\theta(f_1)} = \frac{\pi}{\tan^{-1}(\sqrt{K})} \end{aligned} \quad (57-2)$$

يبين الشكل الرسم البياني في الشكل 35-2 تغير العلاقات السابقة من أجل نسبة ممانعات K متغيرة. فمن أجل $K = 1$ يكون التباعد بين التوافقيات 1. وفي حال كانت النسبة $K < 1$ يزداد التباعد بين التوافقيات. أي أن تردد التوافقيات يتم التحكم به بشكل فعال عن طريق نسبة الممانعة K .

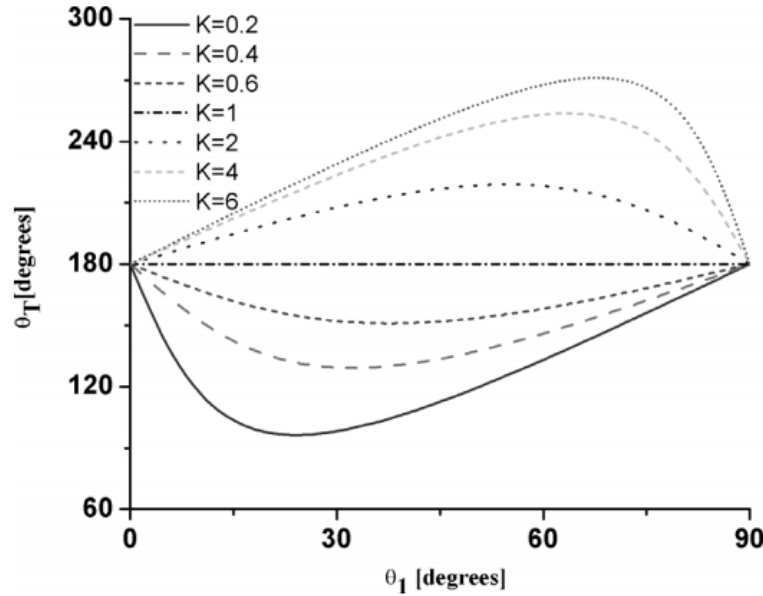


الشكل 35-2: تغير تردد التوافقيات بالنسبة إلى التردد الأساسي لرنانة SIR $\lambda/2$ بأطوال متساوية

يمكن الاستفادة من النتائج السابقة من أجل تصميم مرشحات تمرير مجال عريض وذلك بدفع التوافقيات إلى التردد الرئيسي عن طريق جعل نسبة الممانعة $K > 1$. يُعطى الطول الكهربائي لرنانة SIR عند تردد الرنين على النحو التالي:

$$\theta_T = 2\theta_1 + 2 \tan^{-1} \left(\frac{K}{\tan \theta_1} \right) \quad (58-2)$$

تُظهر عملية التحليل السابقة أنه من أجل نسبة ممانعة K أصغر فإنه من الممكن تصغير طول الرنانة. ويبيّن الشكل 2-36 العلاقة بين الطول الكهربائي θ_1 والطول الكهربائي الكلي للرنانة θ_T من أجل نسبة ممانعة K متغيرة.



الشكل 2-36: تغير الطول الكهربائي لرنانة SIR $\lambda/2$ من أجل نسبة ممانعة K متغيرة
(Crnojevic'-Bengin, 2015)

يُلاحظ من الشكل أن الطول الكهربائي θ_T يبلغ قيمته العظمى عندما تكون $K > 1$ ويبلغ قيمته العظمى عندما يكون $K < 1$.

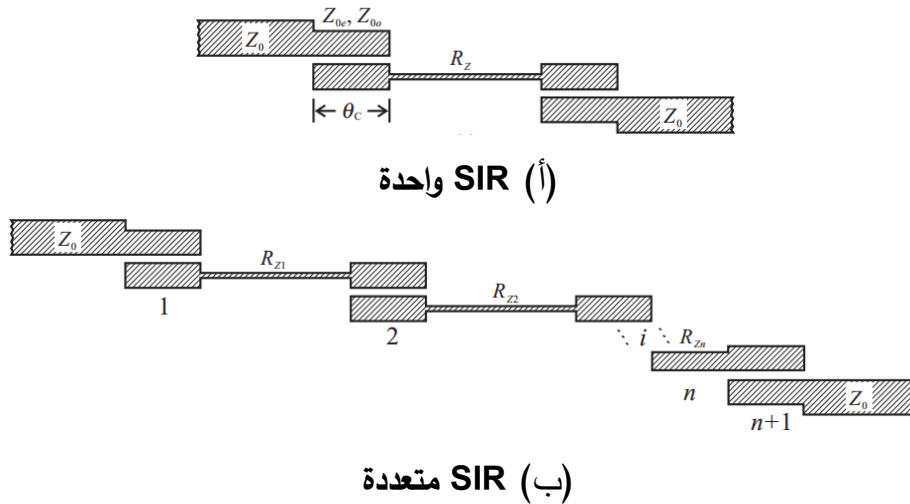
يبيّن الشكل 2-37 الضبط الرئيسي لمرشح BPF مكوّن من مرحلة أو عدة مراحل من رنانات SIR مترابطة تفرعياً. تعطى موسّطات محوّلات الممانعة على النحو التالي (Sun, Zhu، و Li، 2012):

$$J_{01} = Y_0 \sqrt{\frac{2FBW\theta_0}{g_0g_1}} \quad (59-2)$$

$$J_{k,k+1}|_{k=1 \text{ to } n-1} = Y_0 \frac{2FBW\theta_0}{\sqrt{g_k g_{k+1}}} \quad (60-2)$$

$$J_{n,n+1} = Y_0 \sqrt{\frac{2FBW\theta_0}{g_n g_{n+1}}} \quad (61-2)$$

حيث θ_0 الطول الكهربائي لمقطع رنانة SIR عند التردد الأساسي، FBW عرض المجال النسبي، Y_0 السماحية المميزة لخط النقل، g_i ثوابت تحسب تبعاً لخواص المرشح المطلوب تصميمه.



الشكل 2-37: مرشحات تمرير مجال مكونة من رنانات SIR مترابطة (Crnojevic'-Bengin, 2015)

يمكن إيجاد الممانعات المميزة الفردية والزوجية لمقاطع المرشح باستخدام العلاقات (Hong, 2011):

$$(Z_{oe})_{j,j+1} = Y_0 \left[1 + \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (62-2)$$

$$(Z_{oo})_{j,j+1} = Y_0 \left[1 - \frac{J_{j,j+1}}{Y_0} + \left(\frac{J_{j,j+1}}{Y_0} \right)^2 \right] \quad (63-2)$$

حيث $j = 0, 1, \dots, n$

ويعطى ثابت العازلية الفعال الزوجي ϵ_{eff}^e والفردى ϵ_{eff}^o كما يلي (Hong, 2011):

$$\epsilon_{eff}^e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10}{v} \right)^{-a_e b_e} \quad (64-2)$$

$$\varepsilon_{eff}^0 = \varepsilon_{eff} + [0.5(\varepsilon_r + 1) - \varepsilon_{eff} + a_o] \exp(-c_o g^{d_o}) \quad (65-2)$$

حيث:

$$v = \frac{u(20 + g^2)}{10 + g^2} + g \exp(-g) \quad (66-2)$$

$$a_e = 1 + \frac{1}{49} \ln \left[\frac{v^4 + (v/52)^2}{v^4 + 0.432} \right] + \frac{1}{18.7} \ln \left[1 + \left(\frac{v}{18.1} \right)^3 \right] \quad (67-2)$$

$$b_e = 0.564 \left(\frac{\varepsilon_r - 0.9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0.053} \quad (68-2)$$

$$a_o = 0.7287 [\varepsilon_{eff} - 0.5(\varepsilon_r + 1)] [1 - \exp(0.179u)] \quad (69-2)$$

$$b_o = \frac{0.747 \varepsilon_r}{0.15 + \varepsilon_r} \quad (70-2)$$

$$c_o = b_o - (b_o - 0.207) \exp(-0.414u) \quad (71-2)$$

$$d_o = 0.593 + 0.694 \exp(-0.562u) \quad (72-2)$$

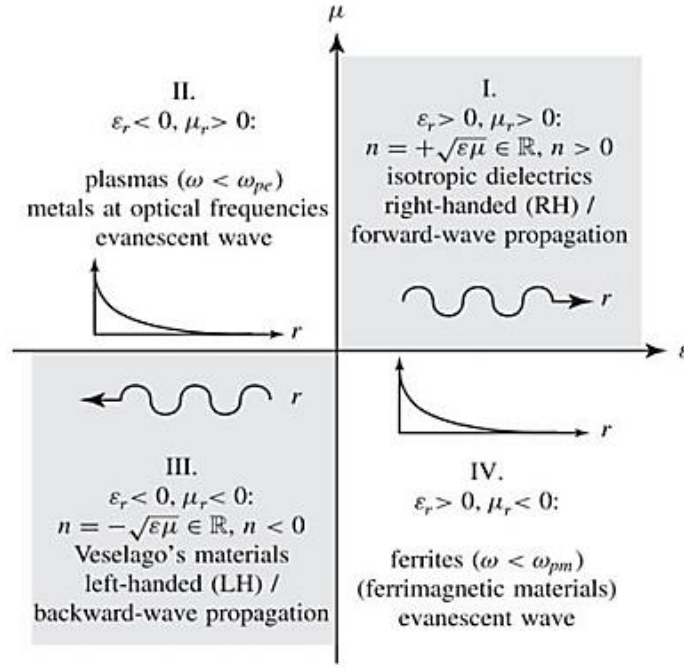
حيث $u = W/h$ و $g = s/h$. المعادلات السابقة صحيحة من أجل $0.1 \leq u \leq 10$ و $1 \leq \varepsilon_r \leq 18$ و W عرض خط النقل المترابط، s المسافة بين خطي نقل مترابطين، h سماكة الركيزة المستخدمة.

يمكن استخدام أنماط الرنين المتعددة في بنية MMR واحدة من أجل تحقيق مرشح تمرير عريض المجال بدلاً من استخدام رنانات متعددة أحادية النمط. بشكل عام، بالنسبة لرنان MMR لها m نمط رنين، هناك حاجة فقط إلى $(n-2)/m$ من الرنانات لتحقيق مرشح من الدرجة n ، حيث يمكن إنشاء قطبي نقل إضافيين عن طريق تحقيق ترابط محكم على منافذ الدخل والخروج.

2-3- بنى المواد الفائقة MTM – Metamaterials

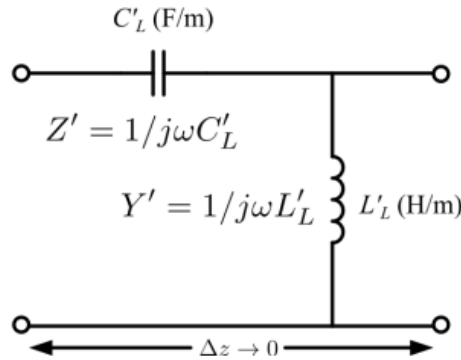
بنى المواد الفائقة (Metamaterials) هي بنى مصممة هندسياً لتتمتع بخواص فيزيائية غير موجودة في المواد الطبيعية، حيث يتم تشكيل بنيتها على مجالات أصغر من الطول الموجي للإشارات الكهرومغناطيسية التي تتفاعل معها. تعتمد بنية المواد الفائقة (Metamaterial) على تكرار وحدات أساسية صغيرة تُعرف بالخلايا، والتي تُصمم بحيث تكون أبعادها أصغر بكثير من الطول الموجي

للإشارات الكهرومغناطيسية التي تتفاعل معها. هذه الخلايا الصغيرة تشكل الهيكل الأساسي للمادة الفائقة وهي التي تمنحها خصائصها غير التقليدية. يعتمد تصميم خلايا المواد الفائقة على تحديد الخواص الكهرومغناطيسية المطلوبة، مثل النفوذية المغناطيسية (μ) أو السماحية الكهربائية (ϵ)، ويتم اختيار أبعاد الخلية وشكلها بناءً على التردد المستهدف. تلعب بنى المواد الفائقة دوراً محورياً في التطبيقات المكروية والأمواج المليمترية، خاصة في تقانة Microstrip التي تعد من التقنيات الشائعة في تصميم الدارات المكروية بسبب كفاءتها العالية وحجمها الصغير. تكمن أهمية بنى المواد الفائقة في تصغير حجم الدارات المكروية. ومن أبرز تطبيقاتها في هذا المجال تصميم مرشحات تمرير المجال المكروية (Microstrip filters) التي تحتاج إلى تحكم دقيق في الاستجابة الترددية. باستخدام بنى المواد الفائقة يمكن تحسين أداء هذه المرشحات عن طريق تقليل حجمها وزيادة قدرتها على انتقاء الترددات المطلوبة بدقة عالية مع تقليل الفقد. علاوة على ذلك، تُستخدم بنى المواد الفائقة بشكل مبتكر في تصميم الهوائيات المرشحة. يساهم استخدام هذه البنى في تحسين أداء هذه الهوائيات من خلال تحسين فعالية الإشعاع، تقليل الحجم الكلي، وزيادة الانتقائية الترددية، مما يجعلها خياراً مثالياً للتطبيقات اللاسلكية الحديثة التي تتطلب أداءً عالياً مع تقليل الحجم وتوفير استجابة ترددية دقيقة. يمكن أن تكون إشارة (ϵ, μ) كما يلي $(-, -)$ ، $(+, -)$ ، $(-, +)$ ، $(+, +)$ كما في الشكل 2-38. يقابل الربع الأول من المستوي $\epsilon - \mu$ مادة Right-Handed (RH) تقليدية بانتشار موجة أمامي. عندما تكون إحدى قيمتي (ϵ, μ) أقل من 0 فإن الموجة لا يمكن أن تنتشر بسبب الإشارة السالبة مما يؤدي بدوره إلى ثابت انتشار عقدي وبالتالي يمكن ملاحظة وجود مجال رفض (منع) ترددي. أما بالنسبة للربع الرابع فهو يقابل مادة Left-Handed (LH) بمعاملتي (ϵ, μ) سالبين وانتشار موجة خلفي. يتم توصيف مثل هذه المواد بسرعة الطور وسرعة المجموعة لكون قيمتي (ϵ, μ) سالبة.



الشكل 2-38: المستوي (ϵ, μ) (Verma، 2021)

المواصفات المميزة لخط النقل LH هو سرعات الطور والمجموعة antiparallel phase and group velocities والتي من الممكن أن تكون محققة عند اعتبار نموذج الدارة الافتراضي لخط النقل LH الموضح في الشكل 2-39 والذي يتكون من ملف تفرعي ومكثف تسلسلي.



الشكل 2-39: الدارة المكافئة لخط نقل LH

يعطى ثابت الانتشار العقدي في هذه الحالة على النحو التالي:

$$\gamma = j\beta = \sqrt{Z'Y'} = \frac{1}{j\omega\sqrt{L'_L C'_L}} = -j \frac{1}{\omega\sqrt{L'_L C'_L}} \quad (73-2)$$

حيث β ثابت الانتشار.

وتعطى سرعة الطور كما يلي:

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = -\omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} \quad (74-2)$$

وسرعة المجموعة

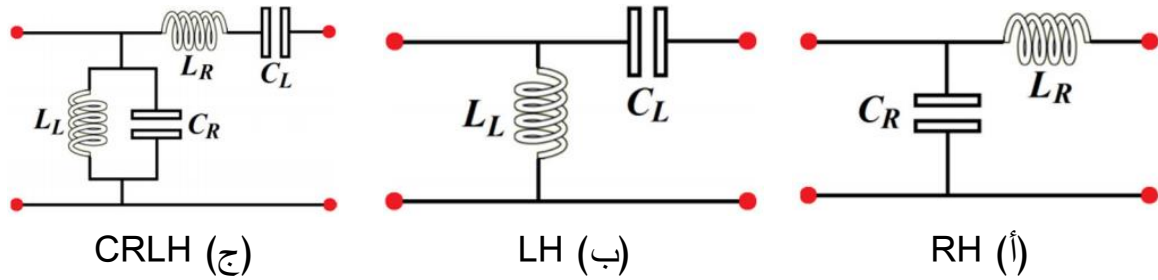
$$v_g = \left(\frac{\partial \beta}{\partial \omega} \right)^{-1} = +\omega^2 \sqrt{L'_L C'_L} \quad (75-2)$$

يمكن من العلاقات السابقة استنتاج أنّ طور ثابت الانتشار β في الاتجاه المعاكس لتدفق الاستطاعة مما يجعل خط النقل LH. من أجل تصميم عملي لخط نقل LH يجب أن يكون وسطي حجم الخلية p أصغر بكثير من λ_g . إن تحقيق هكذا شرط يسمح بتحقيق وسط LH ضمن مجال ترددي معيّن. واحدة من أهم فوائد خطوط نقل MTM أنّه يمكن أن تحقق ضياع منخفض عبر تصميم بنية متوازنة مع تقليل الضياع بين بوابات الدخل والخرج. كما يمكن الحصول على مجال عريض من خلال تعديل قيم LC المتتالية في نموذج خط النقل. بالإضافة إلى أنّ المكاملة مع العناصر والمكونات المكروية الأخرى سهل كون بنى خطوط نقل MTM يمكن أن تحقق ضمن تشكيلات مستوية. لتحقيق خط نقل LH نحتاج مكثفة تسلسلية C_L وملف تفرعي L_L ولكن انتشار الموجة عبر البنية يقدّم أثر Parasitic ملف تسلسلي وملف تفرعي. يتم إثارة تدفق مغناطيسي Magnetic flux عندما يتدفق التيار عبر المكثفة C_L والذي يشبه وجود ملف تسلسلي L_R ، وأيضاً المكثف التفرعي C_R موجودة بسبب تواجد تدرّج الجهد (الحقل الكهربائي E بين طبقة الناقل والأرضي). وبما أنّ مساهمة عناصر خط النقل التقليدي RH L_R و C_R لا يمكن تجاهلها، لذلك فإنّه من غير الممكن تحقيق بنية خط نقل LH نقية (صافية) لذلك يطلق مصطلح خط نقل Composite Right/Left- Handed (CRLH) على خطوط النقل LH.

2-3-1- خطوط نقل Composite Right/Left-Handed (CRLH)

تتمتع خطوط النقل المركبة اليمنى/اليسرى CRLH بسماحية سالبة ($\epsilon < 0$) ونفاذية سالبة ($\mu < 0$) لها خصائص فريدة لا تحدث بشكل طبيعي. ولذلك، يشار إليها بالبنى الاصطناعية التي تسمى ببنى المواد الفائقة أو بنى المواد الخارقة Metamaterials. يبيّن الشكل 2-40 (أ) نموذج الدارة

المكافئ لخط نقل يميني بحت Pure RH (PRH)، والشكل 2-40 (ب) خط نقل يساري بحت Pure LF (PLF)، أما الشكل 2-40 (ج) خط نقل CRLH. تحتوي هذه البنى الاصطناعية على مكثفات C_L (سعات) تسلسلية يسرى (LH)، ملفات L_L (تحريرية) تفرعية يسرى LH، مكثفات C_R تفرعية يميني (RH)، ملفات L_R تسلسلية يميني (RH). يتم تحقيق هذه السعات والتحريريات عن طريق فتحات أو مكثفات Interdigital (C_L)، فرعة Stubs أو ثقوب Holes (L_L)، تدفق تيار سطحي غير مرغوب فيه (L_R)، فجوات بين السطح والمستوى الأرضي (C_R). في معظم الحالات، تتفوق البنى المعتمدة على المواد CRLH على بدائلها التقليدية، نظراً لأنها ذات أبعاد أصغر، وعرض مجال أوسع، وأنماط إشعاع أفضل، وريج وكفاءة أعلى، مما يجعلها أسهل وأكثر فعالية من حيث التكلفة في التصنيع والإنتاج.



الشكل 2-40: الدارة المكافئة لخط نقل (Kumar & Kumari, Composite right/left-

handed ultra-wideband metamaterial antenna with improved gain, 2020)

يمكن النظر إلى الملف التسلسلي L_R والمكثف التفرعي C_R عند الترددات المنخفضة كدائرة مقصورة ومفتوحة على الترتيب. لذلك يمكن النظر إلى المكثفة التسلسلية C_L والملف التفرعي L_L كمرشح تمرير مرتفع بتردد قطع:

$$\omega_{CL} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} (\text{rad.m})/s \quad (76-2)$$

أما عند الترددات المرتفعة تؤخذ عناصر RH L_R و C_R فقط بعين الاعتبار في الدارة المكافئة وذلك كون عناصر LH C_L و L_L تمثل دائرة مقصورة ومفتوحة على الترتيب. لذلك فإن الدارة الناتجة تعمل كمرشح تمرير منخفض بتردد قطع:

$$\omega_{CR} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} (\text{rad.m})/s \quad (77-2)$$

تحدّد مواصفات خط النقل CRLH بأخذ أثر عناصر LH و RH عند كل الترددات، لذلك فإنّ خط نقل CRLH له استجابة مجال تمرير بسبب وجود عناصر LH و RH معاً.

يعطى ثابت الانتشار γ لخط نقل وفق العلاقة:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{ZY} \quad (78-2)$$

حيث Y تمثّل السامحيّة و Z تمثّل الممانعة والتي تعطى علاقتهما من أجل CRLH على النحو التالي:

$$Z(\omega) = j \left(\omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad (79-2)$$

$$Y(\omega) = j \left(\omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \quad (80-2)$$

وبالتالي فإنّ خط نقل CRLH متجانس له تشتت Dispersion β كما يلي:

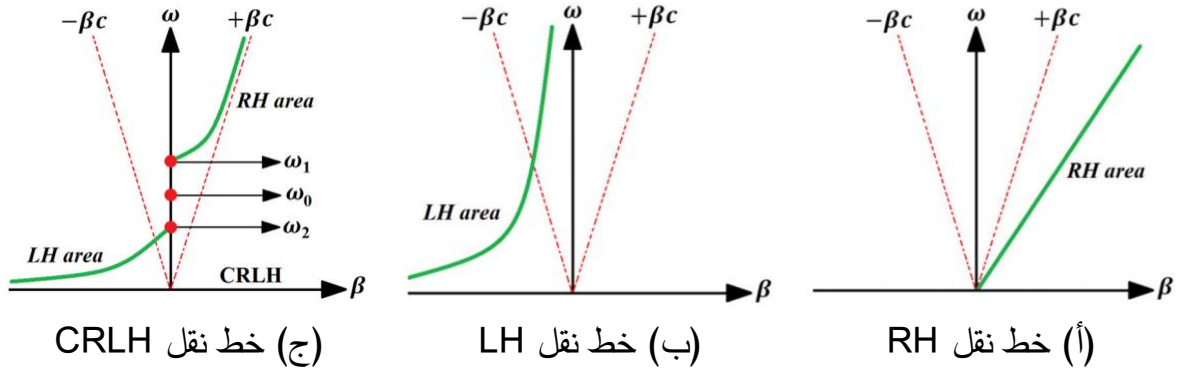
$$\beta = s(\omega) \sqrt{\omega^2 L_R C_R + \frac{1}{\omega^2 L_L C_L} - \left(\frac{L_R}{L_L} + \frac{C_R}{C_L} \right)} \quad (81-2)$$

حيث

$$s(\omega) = \begin{cases} -1 & \text{if } \omega < \omega_{\Gamma 1} = \min \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \right) \\ 1 & \text{if } \omega > \omega_{\Gamma 2} = \max \left(\frac{1}{\sqrt{L_R C_L}}, \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \right) \end{cases} \quad (82-2)$$

إن ثابت الطور β ممكن أن يكون حقيقي بحت وخيالي بحت وذلك بناءً على قيمة الإشارة $s(\omega)$. إذا كانت β موجب على مجال ترددي معيّن، ينشئ مجال تمرير ترددي وفق الشرط $\gamma = j\beta$. على الجانب الآخر إذا كانت β تخيليّة بحتة على مجال ترددي معيّن، ينشأ مجال رفض ترددي وفقاً للشرط $\gamma = \alpha$. مجال الرفض هذا خاص ببنية CRLH ولا يوجد ضمن بنى PLH و PRH. يبيّن الشكل 41-2 منحنى التشتت Dispersion curve (العلاقة بين ω و β). من منحنيات التشتت يمكن تقييم سرعة المجموعة v_g وسرعة الطور v_β . من أجل خطوط نقل PRH منحنيات v_β و v_g متوازيان Parallel ($v_g v_\beta > 0$) أمّا من أجل خطوط PLH فهما غير متوازيان ($v_g v_\beta < 0$) أمّا خطوط نقل CRLH فيلاحظ وجود مناطق RH و LH معاً، لذلك فإنّه من أجل

γ حقيقية، يوجد مجال رفض. بشكل عام إذا كان الرنين التفرعي والتسلسلي في CRLH مختلف، فهذا يقود لخطوط نقل غير متوازنة.



الشكل 2-41: منحنى التشتت

يحدث التوازن عند تحقق:

$$L_R C_L = L_L C_R \quad (83-2)$$

وفي حال التوازن (الشكل 2-42) يمكن اختصار علاقة ثابت الطور إلى:

$$\beta = \beta_R + \beta_L = \omega \sqrt{L_R C_R} - \frac{1}{\omega \sqrt{L_L C_L}} \quad (84-2)$$

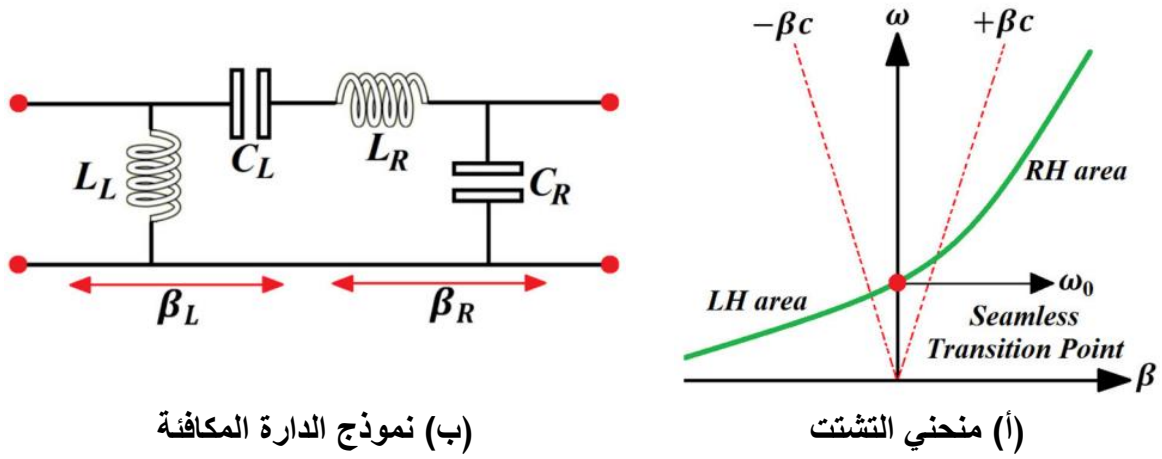
وذلك أنّ ثابت الطور هو مجموع ثابت الطور لحالة LH و RH. تبين المعادلة السابقة أنّه عند الترددات المنخفضة، يكون LH هو المسيطر في حين يكون RH هو المسيطر عند الترددات العالية ويحدث الانتقال من LH إلى RH عند

$$\omega_0 \xrightarrow{\text{Unbalanced}} \frac{1}{\sqrt[4]{L_L C_L L_R C_R}} \xrightarrow{\text{Balanced}} \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (85-2)$$

حيث

$$\begin{aligned} L &= L_L + L_R \\ C &= C_L + C_R \end{aligned} \quad (86-2)$$

و ω_0 تردد العبور.



الشكل 2-42: حالة التوازن لخط نقل CRLH

لذلك فإنه في حالة التوازن يكون العبور ناعم على عكس حالة عدم التوازن. وبالتالي فإنّ مجال الرفض لا يظهر في التشتت حالة التوازن Balanced. وعلى الرغم من أنّ β معدومة عند تردد العبور ω_0 إلا أنّ الانتشار موجود ومستمر بسبب أنّ سرعة المجموعة v_g غير معدومة عند ω_0 . تعطى علاقة الممانعة المميزة لخط النقل $Z_0 = \sqrt{ZY}$. ومن أجل خطوط نقل CRLH يكون:

$$Z_0 \xrightarrow{\text{Unbalanced}} Z_L \sqrt{\frac{C_L L_R \omega^2}{L_L C_R \omega^2}} \xrightarrow{\text{Balanced}} Z_L = Z_R \quad (87-2)$$

حيث Z_L ممانعة PLH و Z_R ممانعة PRH والتي تعطى بالعلاقات التالية:

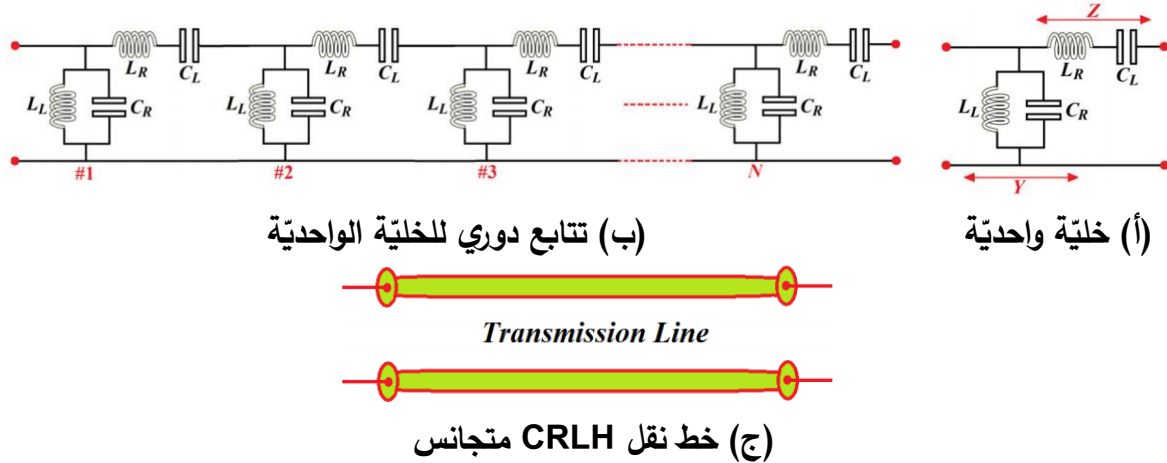
$$Z_L = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (88-2)$$

$$Z_R = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (89-2)$$

في حالة عدم التوازن الممانعة المميزة غير مستقلة عن التردد، على عكس حالة التوازن والتي تكون فيها الممانعة المميزة مستقلة عن التردد.

لا توجد خطوط نقل CRLH متجانسة بشكل طبيعي. ومع ذلك، عندما لاتضعف الموجة الكهرومغناطيسية بسبب الانقطاعات في بنية الانتشار أو الوسط، كون طول الموجة الموجه أكبر بكثير مقارنة به، في مجال معين من الترددات، يمكن جعل خطوط النقل CRLH متجانسة بشكل

فعال ويمكن أن تتفّذ بشكل فيزيائي. يمكن بناء خط نقل CRLH نموذجي بطول d يكون متجانساً بشكل فعال من خلال سلسلة من خلية LC واحدة لتمرير مجال كما في الشكل 2-43، ويكون ذلك بشكل دوري أو غير دوري. وتكون الدورية مطلوبة عادةً لضمان الملائمة الحسابية والتصنيعية.



الشكل 2-43: خط نقل CRLH

إنّ الخلية الواحدة في الشكل السابق ليس لها أبعاد مقارنةً بخط النقل (الشكل 2-43(ج)) والذي يوصّف بأنه تتابع خلايا واحدة لامتتاهية في الصغر ذات الطول Δz والطول الكهربائي $\theta = \Delta\varphi$. ومع ذلك ومن أجل التحقيق العملي يجب أن تأخذ الخلية الواحدة طول فيزيائي معيّن p . تبعاً لشرط التجانس $p = \Delta z \rightarrow 0$ ، فإنّه من الممكن تكوين خط نقل مكافئ لخط نقل CRLH متجانس بطول d عن طريق تكرار للخلايا الواحدة. عملياً، فإنّ الطول الكهربائي للخلية الواحدة يصبح أصغر من $\pi/2$ ($p < \lambda_g/4$) وبذلك يبدو خط نقل CRLH متجانس بشكل فعال.

Chapter Conclusion 4-2 خاتمة الفصل

قمنا في هذا الفصل بإجراء دراسة نظرية شاملة للأنظمة فائقة عرض المجال واستعرضنا أنواع الهوائيات التي تحقق عرض مجال واسع وركّزنا الدراسة على هوائيات أحادي القطب المطبوعة. كما بيّنا الأساسيات النظرية لدارات الرنين وركّزنا الدراسة حول الرنانات متعددة الأنماط. ثم انتقلنا بعد ذلك لدراسة الأسس النظرية للمواد الفائقة. ننقل في الفصل القادم إلى تصميم هوائيات مرشحة فائقة عرض المجال باستخدام التقنيات النظرية المدروسة في هذا الفصل.

الفصل الثالث: التنفيذ العملي والنتائج

Implementation and Results

3-1- تصميم هوائي فائق عرض المجال UWB Antenna Design

تعتبر الهوائيات المستوية حلاً واعدة لأنظمة UWB (Suvalka, Agrahari, Yadav, & Rath, 2024; Chao, et al., 2022). ومن بين التصاميم المختلفة لهوائيات UWB المختلفة، مثل هوائيات الرنان العازل (Dielectric Resonator Antennas (DRA)، وهوائيات الفتحة Slot antennas، وهوائيات فيفالدي Vivaldi antennas، والهوائيات الشرائحية المكروية Microstrip patch antennas، اكتسب الهوائي أحادي القطب المطبوع Printed Monopole antenna اهتماماً كبيراً بسبب مزيجه الفريد من الخصائص المرغوبة، بما في ذلك الحجم الصغير، والوزن الخفيف، والارتفاع المنخفض، والتكلفة المنخفضة، وسهولة التصنيع (Chao, et al., 2022). سنعتمد في التصميم على بنية الهوائي وحيد القطب الدائري. يبين الشكل 1-3 الهوائي والذي يتكون من مشع دائري وخط تغذية 50Ω بنهاية مدببة (tapered) مع طبقة أرضية جزئية ذات حواف دائرية. يتم حساب نصف قطر المشع الدائري كمايلي (Miraç Dilruba Geyikoglu, 2023):

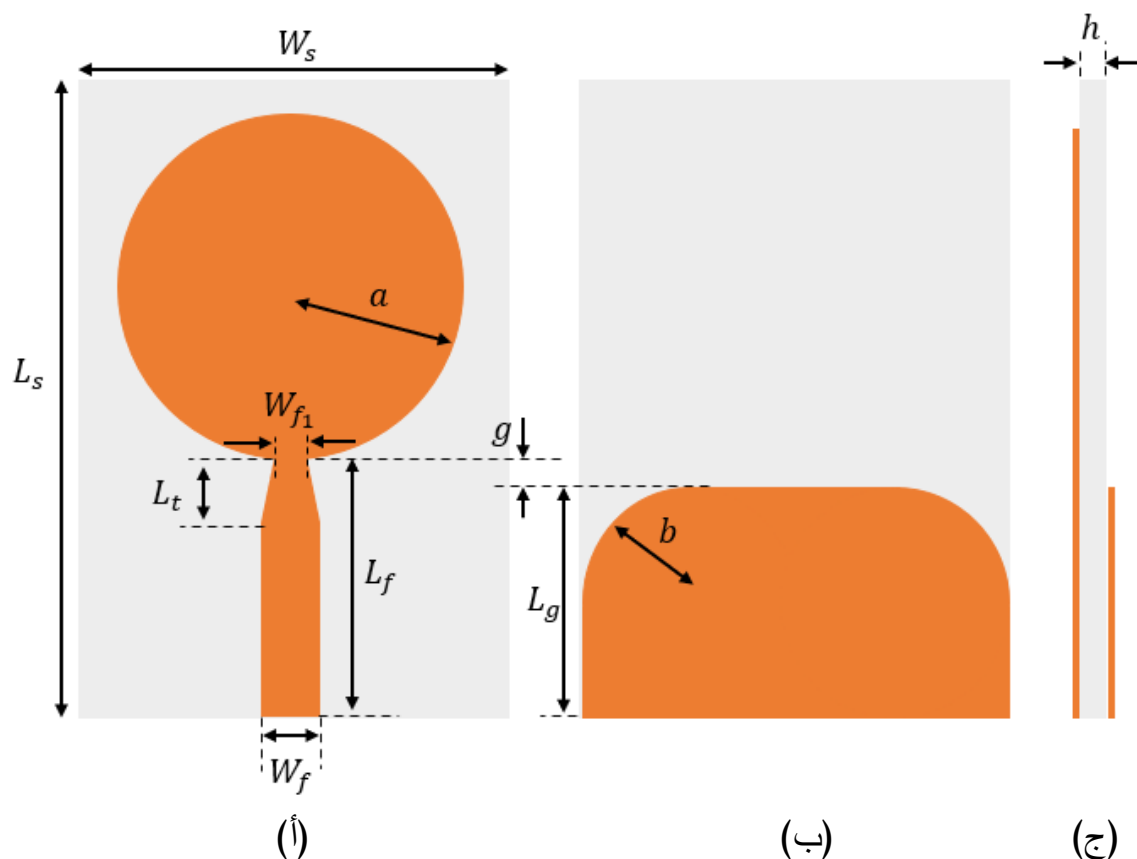
$$a = \frac{F}{\left(1 + \frac{2h}{\pi \epsilon_r F} \left[\ln \left(\frac{\pi F}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right)^{\frac{1}{2}}} \quad (1-3)$$

حيث ϵ_r ثابت العازلية للركيزة، h سماكة الركيزة، f_r تردد الرنين مقاس بالـ Hz. و F ثابت:

$$F = \frac{8.791 \times 10^9}{f_r \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-3)$$

وبإجراء الحساب من أجل ركيزة Arlon بالمواصفات ($\epsilon_r = 3.25$, $h = 0.08 \text{ cm}$) ومن أجل التردد $f_r = 3 \times 10^9$ يكون لدينا $a = 7.9 \text{ mm}$. ويتم توليف طول خط النقل والفجوة بين خط النقل وطبقة الأرضي من أجل الحصول على موافقة أفضل. يبين الجدول 1-3 الأبعاد التفصيلية للهوائي. بإجراء المحاكاة للهوائي الموضح على برنامج Computer Simulation Technology (CST) studio suite، وهو برنامج محاكاة كهرومغناطيسية ثلاثي الأبعاد عالي الأداء. يوفر

الأدوات والميزات والحلول اللازمة لتصميم وتحليل وتحسين المكونات والأنظمة الكهرومغناطيسية. يُستخدم هذا البرنامج بشكل شائع في التطوير في مجالات تطبيقية متنوعة، مثل الهوائيات، والمرشحات، والكابلات، وأجهزة الاستشعار، والأجهزة الطبية الحيوية، والمحركات الكهربائية، ولوحات الدوائر المطبوعة. يُمكن هذا البرنامج المهندسين والباحثين من توصيف الأجهزة وتحسينها باستخدام حلول مثبتة علمياً وأدوات معالجة لاحقة متقدمة.

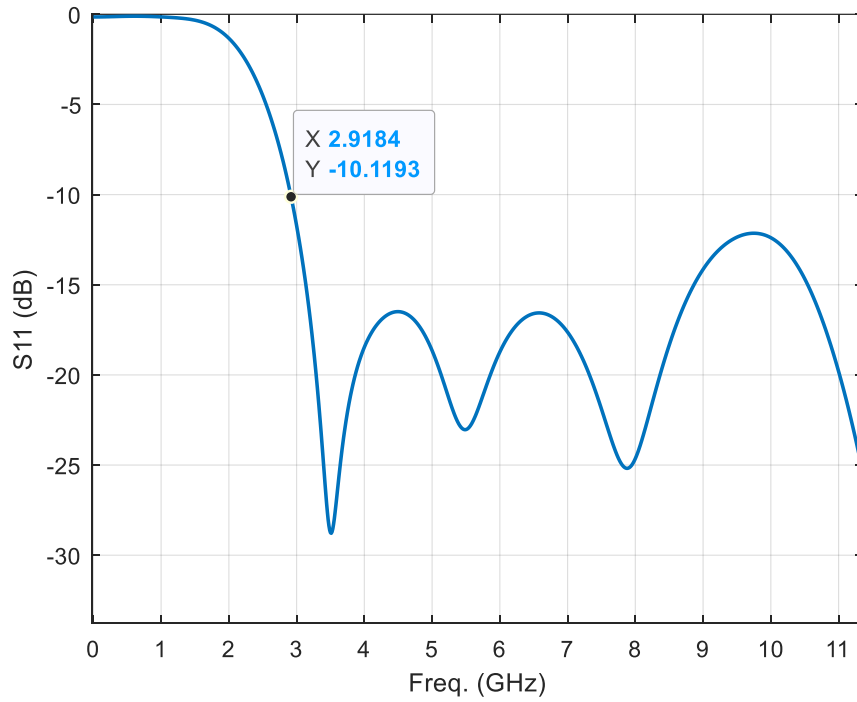


الشكل 3-1: بنية الهوائي فائق عرض المجال (أ) الوجه العلوي، (ب) الوجه السفلي، (ج) الوجه الجانبي.

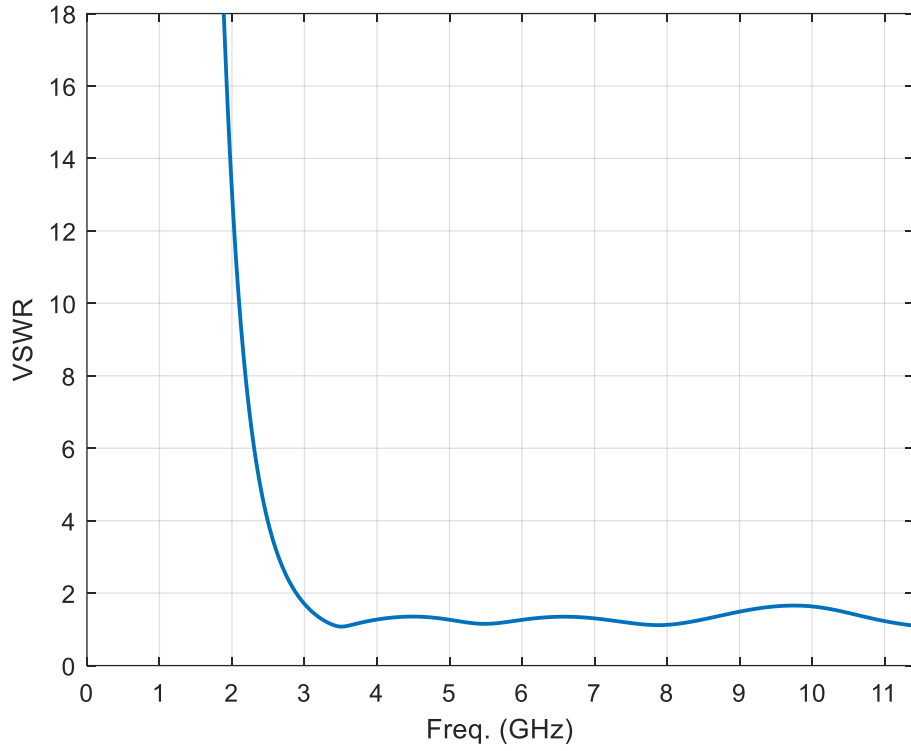
الجدول 3-1: أبعاد الهوائي

البعد	القيمة (mm)	البعد	القيمة (mm)
L_s	36	g	0.5
W_s	30	L_g	17.5
L_f	18	a	8
W_f	1.89	b	7
W_{f1}	0.8	h	0.8
L_t	4		

نلاحظ عرض المجال الفائق الذي يشغله الهوائي والذي يمتد من 2.9 GHz إلى ما بعد 11.4 GHz كما هو مبين في الشكل 3-2، حيث نجد أن قيمة فقد الانعكاس $S_{11} < -10 \text{ dB}$ والذي يكافئ قيمة نسبة أمواج الجهد المستقرة Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) أصغر من 2 (الشكل 3-3)، والتي تعتبر قيمة مقبولة عملياً (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023).

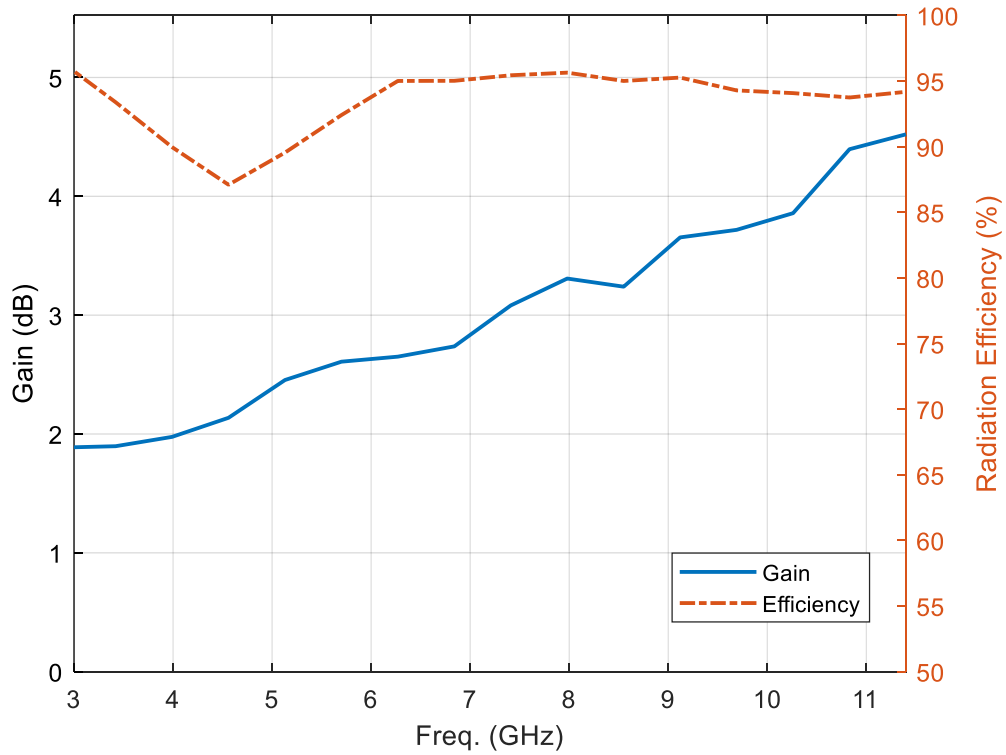


الشكل 3-2: فقد انعكاس الهوائي



الشكل 3-3: نسبة أمواج الجهد المستقرة

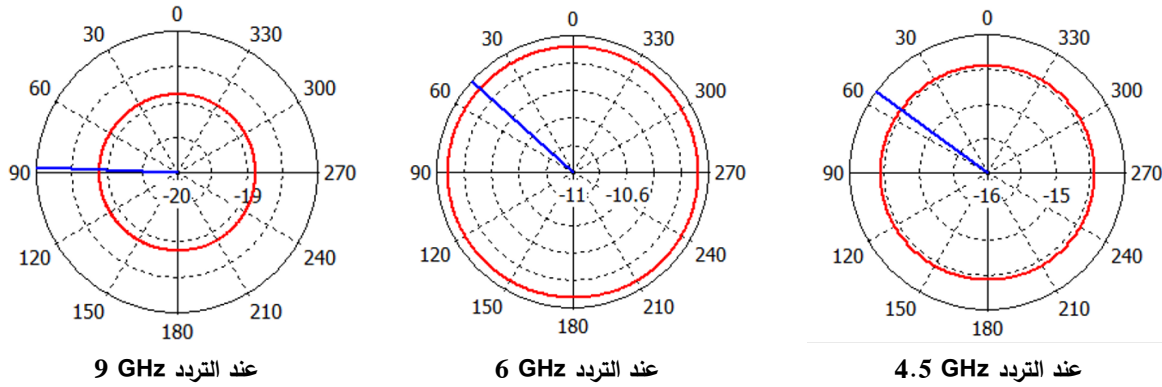
يحقق الهوائي ربح Gain من 1.9 dB وحتى 4.6 dB كما يبيّن الشكل 3-4 بالإضافة إلى فعالية إشعاع Radiation Efficiency ضمن المجال % [86 – 95].



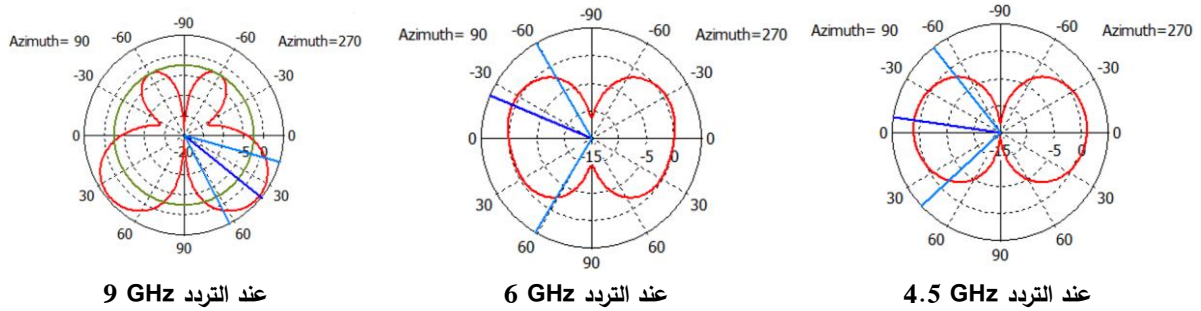
الشكل 3-4: ربح وفعالية إشعاع الهوائي

ويبين الشكل 3-5 المخططات الإشعاعية في مستوى الحقل المغناطيسي ومستوي الحقل الكهربائي. حيث نلاحظ أن الهوائي المرشح يتمتع بمخطط إشعاعي مستقر.

نقوم بدراسة أثر تغيير معاملات التصميم على أداء الهوائي. بإجراء المحاكاة على برنامج CST وبتغيير المسافة الفاصلة بين رقعة الإشعاع الدائرية وطبقة الأرضي تحت الهوائي، نلاحظ في الشكل 3-6 أن تغيير المسافة يؤثر بشكل أساسي عند الترددات العالية بالإضافة إلى تغيير بسيط في تردد القطع السفلي.

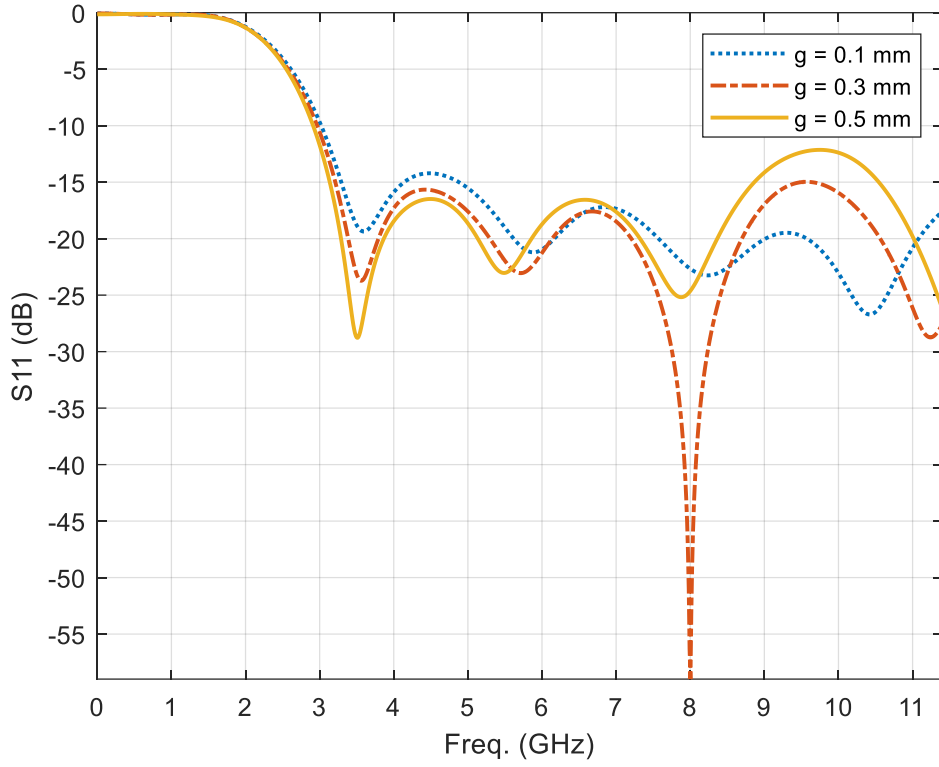


(أ) في مستوى الحقل المغناطيسي



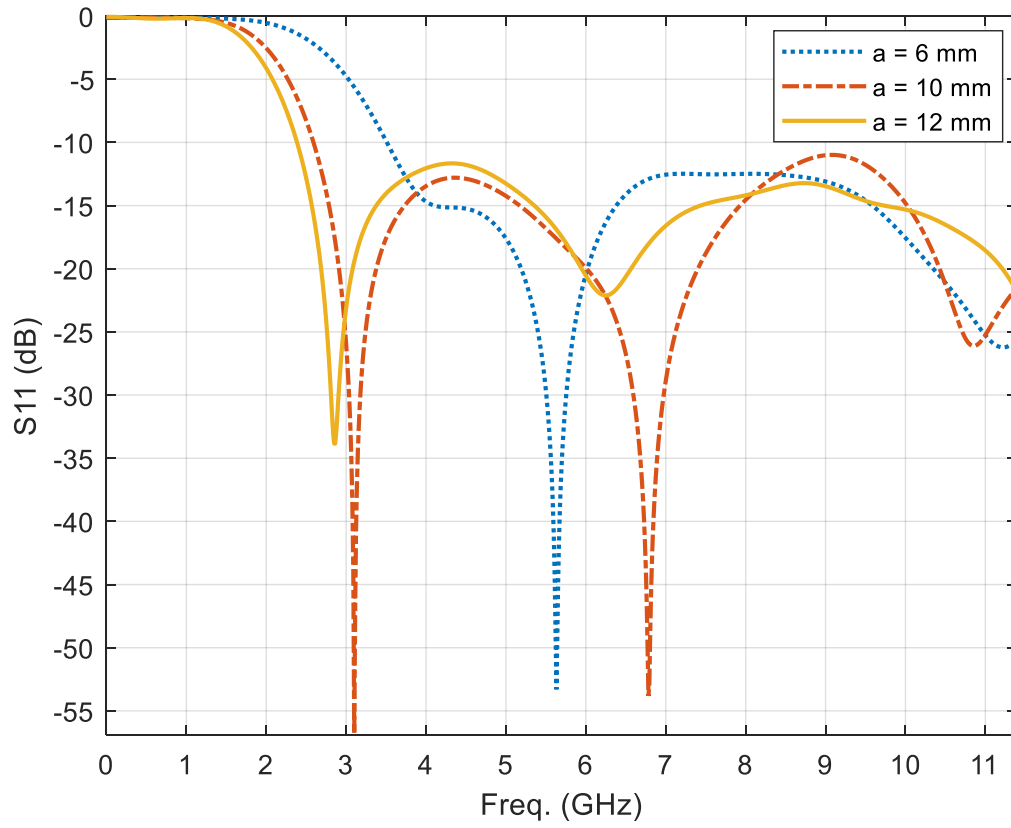
(ب) في مستوى الحقل الكهربائي

الشكل 3-5: المخطط الإشعاعي للهوائي

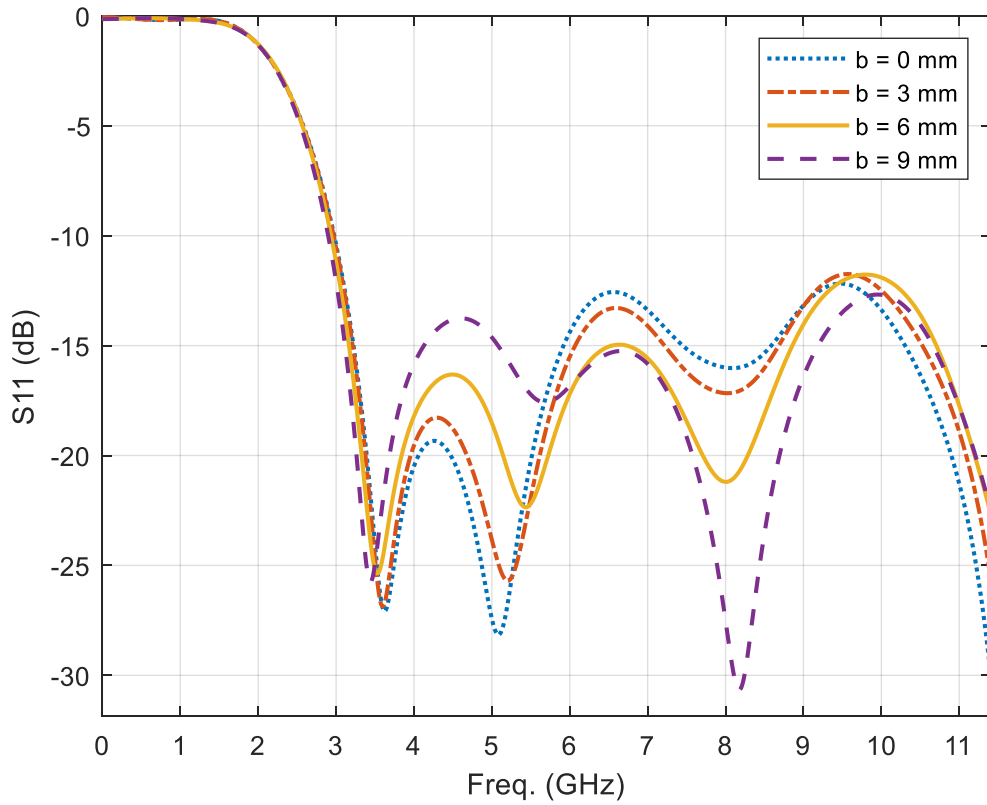


الشكل 3-6: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير المسافة الفاصلة بين رقعة الإشعاع

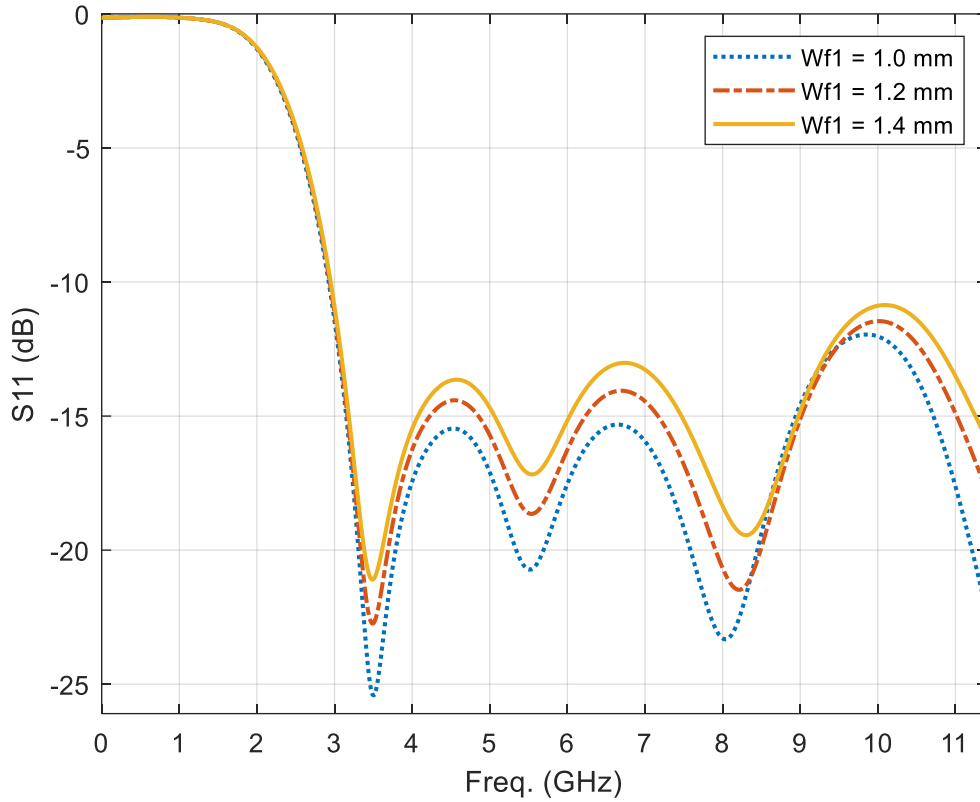
أما بالنسبة لنصف قطر رقعة الإشعاع فلها أثر كبير على التردد الأساسي للرنين مما يؤثر بدوره على تردد القطع السفلي للهوائي. حيث نلاحظ في الشكل 3-7 أن زيادة نصف قطر المشع الدائري يعطي انخفاض في تردد القطع السفلي. بعد تحديد نصف قطر المشع الدائري والمسافة الفاصلة بينه وبين الأرضي يمكن ضبط النهاية المدببة لخط نقل التغذية ونصف قطر الانحناءات في طبقة الأرضي من أجل الحصول على أفضل استجابة ترددية ممكنة. وتظهر الأشكال 3-8 و 3-9 تغير الاستجابة الترددية بالنسبة إلى عرض خط النقل عند نقطة الالتقاء مع المشع الدائري، ونصف قطر الانحناء في طبقة الأرضي على الترتيب.



الشكل 3-7: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير نصف قطر رقعة الإشعاع



الشكل 3-8: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير نصف قطر الانحناء في طبقة الأرضي

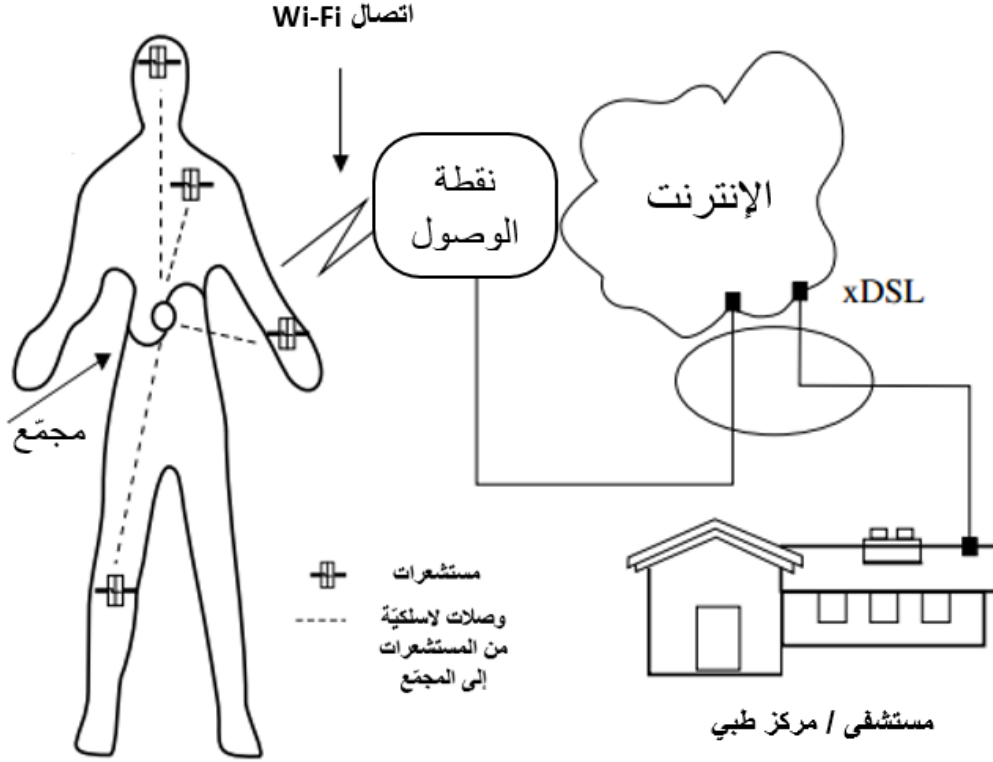


الشكل 3-9: فقد انعكاس الهوائي بالنسبة لتغير عرض نقطة وصل خط النقل مع رقعة الإشعاع

3-2- تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال UWB Filtenna Design

نظراً لأن تقنية UWB تتميز بمعدل بيانات منخفض وتعمل في مجالات قصيرة، فإنها تُعد من أكثر التقنيات شيوعاً في تطبيقات الشبكات اللاسلكية الشخصية WBAN المختلفة (Culjak, Vasić, Mihaldinec, & Džapo, 2020). تعتبر الشبكات اللاسلكية الشخصية WBAN نوع خاص من شبكات الاستشعار اللاسلكية (Wireless Sensors Network (WSN). والتي صُممت خصيصاً للعمل داخل جسم الإنسان ومحيطه بهدف مراقبة الحالة الصحية للمريض بشكل مستمر دون التأثير على نمط حياته (Alani, et al., 2020; Tavera, Ortiz, Khalaf, Saavedra, & Aldhyani, 2021). تُستخدم هذه الشبكات بشكل أساسي لمراقبة وظائف الجسم الحيوية، مثل تسجيل الإشارات الكهربائية للقلب، وقياس مستويات الجلوكوز، وإجراء الفحوصات الطبية الدورية، بالإضافة إلى الاستجابة في حالات الطوارئ التي تتطلب تدخلاً طبياً فورياً (Alani, et al., 2020). تعتمد WBAN على مجموعة من العناصر الذكية المتنوعة، بما في ذلك أجهزة الاستشعار

والعقد (Tavera, Ortiz, Khalaf, Saavedra, & Aldhyani, 2021). يوضح الشكل 3-10 تمثيلاً مبسطاً لشبكة WBAN مستخدمة للرعاية الصحية.



الشكل 3-10: مخطط شبكة WBAN

تتكون هذه الشبكة من مستشعرات طبية تقوم بأخذ القياسات الفيزيولوجية من جسم المريض وفق برنامج زمني محدد. حيث تتوضع هذه المستشعرات على أنحاء مختلفة من الجسم. يقوم مجمع مركزي بتجميع البيانات المحصلة من المستشعرات وإرسالها إلى نقطة وصول (Access point) والتي بدورها تقوم بنقل البيانات عبر شبكة الإنترنت إلى وجهتها النهائية (Galvan-Tejada, Peyrot-Solis, & Jardón-Aguilar, 2016).

حددت Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) ثلاثة مجالات مختلفة لعمل شبكات UWB:

- اتصالات جسم الإنسان Human Body Communication:

– 16 MHz

27 MHz -

• اتصالات الجسم ذات المجال الضيق **Narrowband body communication**:

402–405 MHz -

420–450 MHz -

863–870 MHz -

902–928 MHz -

956–956 MHz -

• اتصالات عرض المجال الفائق **UWB communication**:

المجال السفلي: 3.24–4.74 GHz -

المجال العلوي: 6.2–10.3 GHz -

يُعتبر تصميم مرشحات تمرير المجال (UWB BPFs) تحدياً كبيراً للباحثين في مجال الأمواج المكمروية مقارنة بمرشحات تمرير المجال الأخرى (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023).

تم اقتراح العديد من الأساليب مؤخراً لتصميم مرشحات تمرير المجال (UWB BPFs)، مثل خطوط النقل المترابطة المتوازية (Almansour, Alyami, & Shaman, parallel-coupled-line) (Jamsai, Angkawisittpan, & Nuan-On, 2021; 2023)، وبنى دلائل الموجة المستوية غير المتناظرة بالأرضي المشوه Asymmetric Coplanar Waveguide Defect Ground (MingmingGao, XuemanZhang, XitaoChen, & Structure (ACPW-DGS) (Nan, 2023)، والرنانات المدببة tapered resonators (Razzaz, Saeed, & Alkanhal, 2022). على الرغم من التصميم المدمج وعالي الانتقائية المقدم في (Almansour, Alyami, & Shaman, 2023)، إلا أن مجال رفض إشارات WLAN كان ضيقاً، وكان فقد الانعكاس مرتفعاً (12 dB). أما في (Jamsai, Angkawisittpan, & Nuan-On, 2021)، فقد اقترح تصميم بسيط للمرشح باستخدام تتابع مرشح تمرير منخفض Low-Pass Filter (LPF) ومرشح

تمرير مرتفع (HPF) High-Pass Filter مع خطوط نقل مترابطة معوضة بالحث Inductively Compensated Parallel-Coupled Lines (ICPCL) لتحقيق تصميم مدمج، لكن النتائج أظهرت أيضاً فقدان انعكاس مرتفع (12 dB). وفي (MingmingGao, XuemanZhang, XitaoChen, & Nan, 2023)، كان التصميم صغيراً ولكنه يعاني من تدهور في فقد الانعكاس مع زيادة التردد. أما تصميم الرنانات المدببة في (Razzaz, Saeed, & Alkanhal, 2022)، فقد حقق نتائج جيدة ولكنه ذو حجم كبير.

لتحقيق تصميم مضغوط Compact وبسيط لمرشحات UWB BPF، تم اقتراح الرنانات متعددة الأنماط (MMR) ومن أبرز بنى MMR هي رنانات SIRs، ورنانات SLR، والرنانات الحلقية (Sun, Chen, Zuo, Zuo, & Zhang, 2021). يتميز تصميم SIR ببنية بسيطة وقابلية للتفويض في مساحات صغيرة، لكنه يواجه صعوبة في التوسعة إلى أنماط رنين أكثر. من جهة أخرى، يتميز تصميم SLR بالحجم المضغوط وسهولة التوسعة إلى أنماط رنين إضافية، مع مرونة عالية في ترتيب الترددات. أما الرنانات الحلقية، فتتميز بإمكانية التحكم بكل تردد من ترددات الرنين على حدى، لكنها تتطلب تصاميم كبيرة الحجم ويصعب توسيعها إلى أنماط متعددة (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021). لتحقيق الأداء الأمثل في تصميم المرشحات، يمكن دمج أنواع مختلفة من بنى MMR. على سبيل المثال، يوفر دمج SIR و SLR لتشكيل Stepped Impedance Stub Loaded Resonator (SI-SLR) أداءً أفضل للمرشح مع سلوك متعدد الأنماط وإمكانية أفضل للتحكم في أنماط الرنين، مما يمكن من تصميم مرشحات متعددة المجالات عالية الأداء وصغيرة الحجم (Crnojevic-Bengin, 2015). تم تقديم العديد من التصاميم لمرشحات BPF متعددة المجالات باستخدام MMR. على سبيل المثال، تم تصميم مرشح SLR للمجالات المستخدمة في أنظمة GSM و WLAN مع تصغير كبير في الحجم (Kastro & Wiselin, 2019)، لكنه يعاني من فقد انعكاس مرتفع وأبعاد كبيرة للدائرة. في حين جرى تصميم مرشح بأربعة مجالات تمرير باستخدام SLR ($\lambda/2$) في (Basit & Khattak, Designing Modern Compact Microstrip Planar Quadband Bandpass Filter for Hand Held Wireless Applications, 2019). أظهرت النتائج ثلاث مجالات بعرض (FBW) أقل من 15% وفقد

تمرير مرتفع (0.9 dB). هناك تصميم آخر بأربعة مجالات في (Cao, Liu, & Gao, 2020) استخدم SLR متعددة مدمجة، ولكن فقد التمرير كان أعلى من 1.3 dB. بعض التصاميم استهدفت تحقيق المزيد من مجالات التمرير، مثل تصميم مرشح بستة مجالات باستخدام رنان (Cao, SLR, 2020) Liu, & Gao, 2020، إلا أن معظم مجالات التمرير كانت ضيقة ($FBW < 6\%$) باستثناء المجال الأول ($FBW = 29.27\%$). كما تم تصميم مرشح بسبعة مجالات تمرير ترددية يستهدف الاتصالات مثل GSM و WLAN و Wi-Fi و 4G/5G باستخدام SLR مترابطة (Bi, Wang, Ma, Hu, & Xu, 2019)، لكن المجالات كانت ضيقة مع تغير فقد تمرير بين 0.5 dB و 1.6 dB. جرى في (Ben, Asmaa, Alia, & Soufiane, 2020) تصميم مرشح مضغوط عريض المجال. يستند التصميم إلى SLR لتلبية معايير الجيل الخامس (5G) ضمن المجال الترددي 3-6 GHz مع تردد مركزي 4.75 GHz.

تم أيضاً اقتراح مرشحات UWB لتطبيقات مختلفة. ففي (Shome & Khan, 2019)، استخدم التصميم رناناً دائرياً موصولاً بخط نقل مكروي، ولكن فقد الانعكاس كان مرتفعاً (13 dB). كما وأظهر تصميم آخر يعتمد على رنان خماسي الأنماط فقد تمرير منخفض (0.8 dB) وفقد انعكاس (10 dB). أما في (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023)، فقد استخدم التصميم SIR لتطويع مرشح UWB بسيط مع مجالي رفض عند 3.5 GHz لشبكة WiMAX وعند 7.5 GHz لنظام الاتصال بالأقمار الصناعية في مجال C-band، مع فقد تمرير (1.1 dB) وفقد انعكاس (18 dB). أخيراً، في (Chakraborty, Shome, Panda, & Deb, 2022)، تم تصميم مرشح جديد لتطبيقات Indoor UWB بثلاث مجالات رفض حادة عند 6 GHz لشبكة Wi-Fi 6E و 6.53 GHz لمجال C الموسع، و 8.35 GHz لشبكات التلفزيون الفضائي. ومع ذلك، كانت مجالات الرفض ضيقة جداً، مما يقلل من الأداء خارج المجال.

3-2-1- تصميم المرشح Filter Design

سنقوم بتصميم مرشح تمرير مجال UWB ونقوم بدمجه مع بنية هوائي UWB الذي جرى تصميمه في الفقرة السابقة بهدف الحصول على هوائي مرشح للتطبيقات الطبية. يجب تصميم هوائي فائق

عرض المجال يعمل على المجال GHz [3.25-10.25]. ويتوافق مع المجال الترددي ضمن معيار شبكات WBAN (IEEE 802.15.6) ذو المجالات الترددية:

(أ) GHz [3.25-4.75].

(ب) GHz [6.6-10.25].

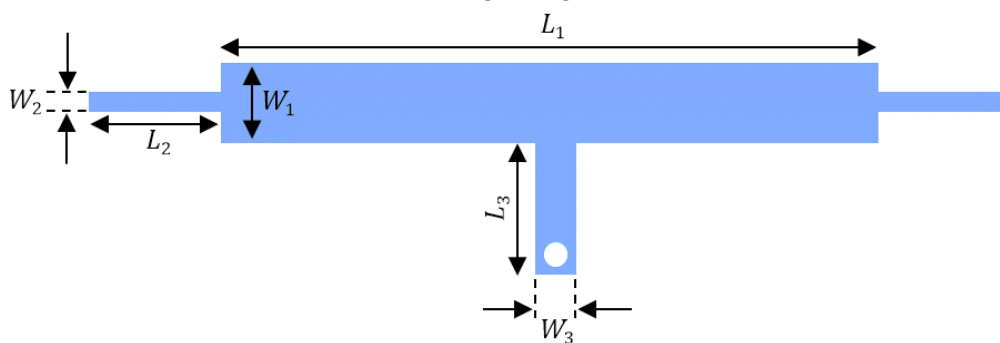
يبين الشكل 11-3 بنية رنانة SI-SLR المقترحة والتي تتكوّن من SIR مزود بفرعة مقصورة من المنتصف. في حين يبين الشكل 12-3 الدارة المكافئة للرنانة في نمط التحليل الزوجي والفردى. يمكن حساب سماحية الدخل لكل من النمط الزوجي $Y_{in,e}$ والنمط الفردي $Y_{in,o}$ على النحو التالي:

$$Y_{in,e} = Y_2 \frac{Y_{in,1} + jY_2 \tan \theta_2}{Y_2 + jY_{in,1} \tan \theta_2} \quad (3-3)$$

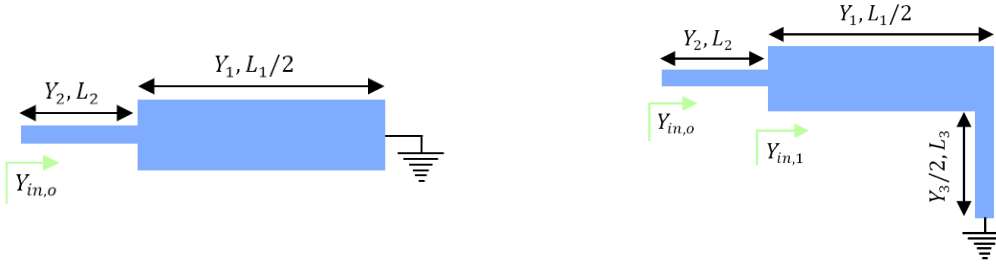
$$Y_{in,o} = -jY_2 \frac{K - \tan \theta'_1 \tan \theta_2}{\tan \theta'_1 + K \tan \theta_2} \quad (4-3)$$

حيث $K = \frac{Y_1}{Y_2} = \frac{Z_2}{Z_1}$ و $\theta'_1 = \beta(L_1/2)$ و $\theta_2 = \beta L_2$ و $\theta_3 = \beta L_3$ و $Y_{in,1}$ محسوبة كما في المعادلة التالية:

$$Y_{in,1} = jY_1 \frac{2Y_1 \tan \theta_1 \tan \theta_3 - Y_3}{2Y_1 \tan \theta_3 + Y_3 \tan \theta_1} \quad (5-3)$$



الشكل 11-3: بنية الرنانة SI-SLR



(ب) النمط الفردي

(أ) النمط الزوجي

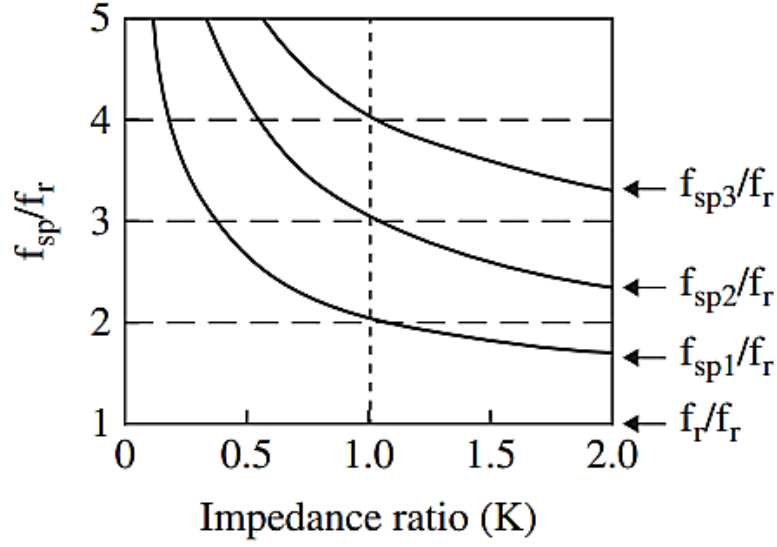
الشكل 3-12: الدارة المكافئة لتحليل بنية الرنانة SI-SLR

تحدد المعادلة (3-4) تردد الرنين الأول f_1 والذي يمكن الحصول عليه من شرط الرنين لرنانة SIR ربع طول الموجة كما في المعادلة (2-54). أمّا المعادلة (3-3) فتحدد ترددي رنين إضافيين f_2 و f_3 وذلك تحت الشرط $Y_{in,e} = 0$ ، ويتحقق الشرط يكون:

$$\begin{aligned} \tan \theta_3 &= \frac{Y_1 Y_3 - Y_2 Y_3 \tan \theta'_1 \tan \theta_2}{2Y_1^2 \tan \theta'_1 + 2Y_1 Y_2 \tan \theta_2} \\ &= \frac{KK_1 - K_1 \tan \theta'_1 \tan \theta_2}{2K \tan \theta'_1 + 2 \tan \theta_2} \end{aligned} \quad (6-3)$$

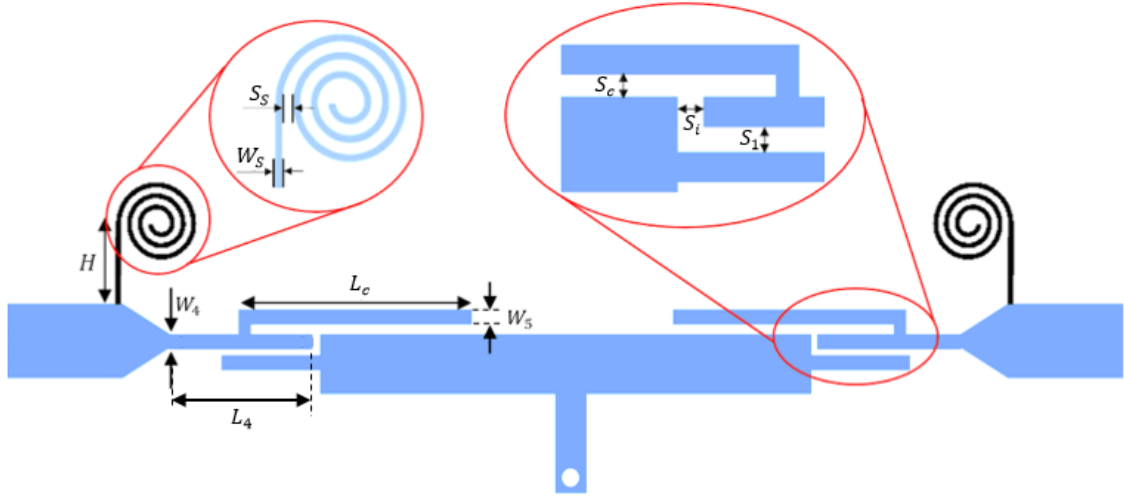
$$K_1 = \frac{Y_3}{Y_1} \text{ حيث}$$

إنّ الميزة من استخدام SIR هو الحصول على ترددات رنين إضافية بحجم تصميم صغير Compact. حيث أنّ النمط التكراري لسلوك التابع $\tan \theta$ يعطي توافقيّات رنين spurious resonant frequencies (f_{sp}) للرنانة $\lambda/2 - \text{SIR}$ (Verma, 2021). يبيّن الشكل 3-13 ترددات f_{sp} من أجل $\lambda/2 - \text{SIR}$ ، حيث يمكن ملاحظة أنّ الفاصل الترددي بين هذه الترددات يزداد كلما كانت النسبة K أصغر والعكس صحيح (Crnojevic-Bengin, 2015; Verma, 2021).



الشكل 3-13: علاقة ترددات الرنين التوافقية f_{sp} من أجل $\lambda/2 - \text{SIR}$ (Verma, 2021)

يبين الشكل 3-14 بنية المرشح UWB المقترح والذي يتكوّن من رنانة SI-SLR ومتراطة على طرفيها برنانتي SLR مفتوحتي النهاية. كما قمنا بإضافة ملف دائري مطبوع يقوم بعملية حذف المجال الترددي غير المرغوب به.



الشكل 3-14: بنية مرشح UWB المقترح

من أجل أن تكون التوافقيات قريبة من بعضها وضمن مجال التمرير نقوم باختيار قيمة K كبيرة. كما نقوم باختيار $\theta'_1 = 3\theta_2$ من أجل الاستفادة من العلاقة الرياضية التي تربط $\tan(3x)$ بـ $\tan x$ كالتالي:

$$\tan(3x) = \frac{3 \tan x - \tan^3 x}{1 - 3 \tan x} \quad (7-3)$$

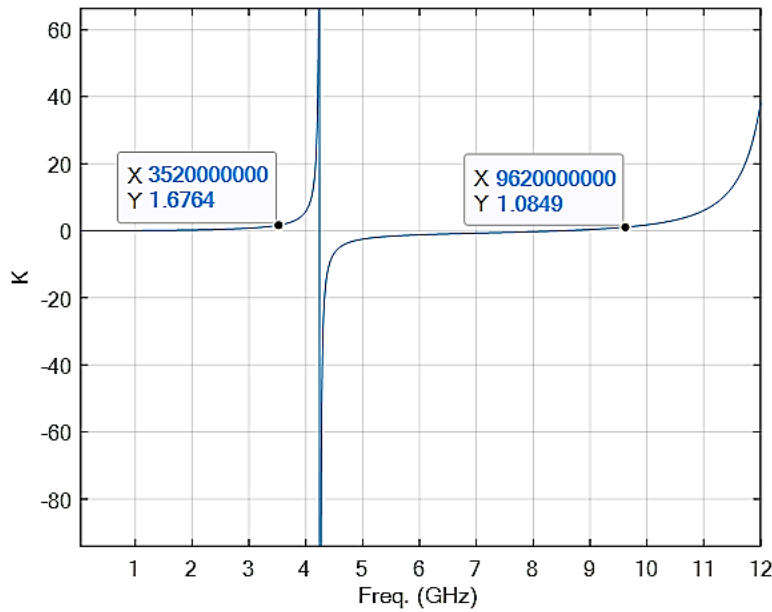
بالعودة إلى شرط الرنين يكون لدينا

$$K = \tan \theta'_1 \tan \theta_2 = \tan(3\theta_2) \tan(\theta_2) \quad (8-3)$$

بتعويض العلاقة (7-3) في (8-3) نحصل على:

$$K = \frac{3 \tan^2 \theta_2 - \tan^4 \theta_2}{1 - 3 \tan \theta_2} \quad (9-3)$$

يبين الشكل 15-3 العلاقة التي تربط قيمة K مع تغير تردد الرنين لرنانة $\lambda/2 - \text{SIR}$ ضمن المجال $f = [0 - 12] \text{ GHz}$. يمكن من الشكل تحديد قيمة K من أجل أي تردد ضمن المجال الترددي المدروس. نقوم باختيار قيمة K بحيث يكون تردد الرنين الرئيسي ضمن مجال التمرير المنخفض المطلوب. وذلك من أجل الحصول على مجال التمرير المرتفع عن طريق التوافقيات.



الشكل 15-3: تغير النسبة K بالنسبة للتردد

بأخذ $K = 1.6$ يكون لدينا:

$$f_0 = 3.5 \text{ GHz}$$

$$f_{sp1} = 1.8 \times f_0 = 6.3 \text{ GHz}$$

$$f_{sp2} = 2.5 \times f_0 = 8.7 \text{ GHz}$$

$$f_{sp3} = 3.5 \times f_0 = 12.25 \text{ GHz}$$

نلاحظ أنَّ التردد f_{sp3} خارج المجال المرغوب ومنه يكون لدينا $\theta_2 = 24^\circ$ و $\theta_1 = 72^\circ$. ويمكن الحصول على ترددات الرنين الزوجية بجعل العلاقة (3-3) تؤول إلى الصفر. فيكون:

$$\begin{aligned} \tan \theta_3 &= \frac{Y_1 Y_3 - Y_2 Y_3 \tan \theta_1 \tan \theta_2}{2Y_1^2 \tan \theta_1 + 2Y_1 Y_2 \tan \theta_2} \\ &= \frac{KK_1 - K_1 \tan \theta_1 \tan \theta_2}{2K \tan \theta_1 + 2 \tan \theta_2} \end{aligned} \quad (10-3)$$

يحدد النمط الزوجي ترددي رنين إضافيين من أجل $\theta_2 = \theta_3$ عند $f_1 = 4.3 \text{ GHz}$ و $f_2 = 7.48 \text{ GHz}$. أمّا بالنسبة للملف الدائري المطبوع فهو عبارة عن فرعة مفتوحة النهاية (open stub) يعطي صفر تمرير عند التردد المطلوب. يمكن أن تكون الفرعة مستقيمة أو على شكل ملف دائري. يبيّن الشكل 3-16 الاختلاف في الاستجابة بين إضافة فرعة مفتوحة النهاية وبين ملف دائري بدورة ونصف وبثلاث دورات (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021). نلاحظ من الشكل أنَّ عرض مجال الرفض يزداد بزيادة عدد اللفات وذلك كون الأثر التحريضي يصبح أقل بزيادة عدد اللفات (مع الحفاظ على عرض وطول الفرعة) وبالتالي نلاحظ في الشكل 3-16 زيادة في الانتقائية من أجل عدد اللفات الأكبر. ويبيّن الشكل 3-17 الملف المطبوع والذي تعطي معادلات الذاتية له كما يلي (Verma, 2021):

$$L(nH) = 0.03937 \frac{a_{\mu m}^2 n^2}{8a + 11c} \cdot K_g \quad (11-3)$$

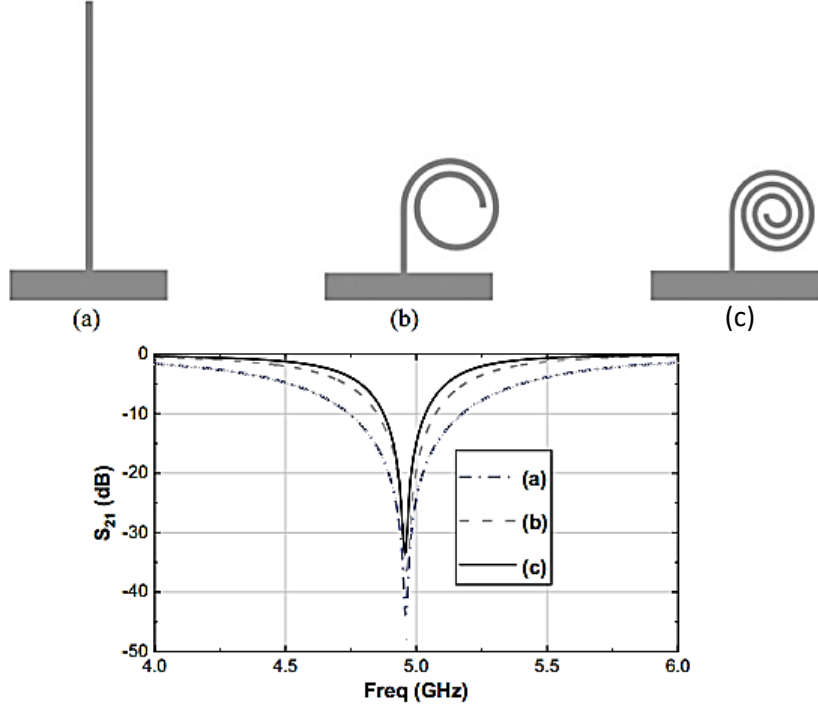
حيث

$$a = \frac{(D_0 + D_i)}{4} \quad (12-3)$$

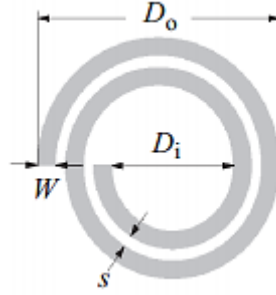
$$c = \frac{(D_0 - D_i)}{2} \quad (13-3)$$

$$K_g = 0.57 - 0.145 \ln \frac{W}{h} \quad (14-3)$$

حيث h سماكة الركيزة، W عرض الركيزة، وذلك من أجل $W/h > 0.05$ و D_i ، D_o القطر الداخلي والخارجي للملف المطبوع على الترتيب.



الشكل 3-16: استجابة فرعة مفتوحة (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021)



الشكل 3-17: الملف الدائري المطبوع (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021)

يتم برمجياً تصميم الملف الدائري المطبوع باستخدام بيئة المحاكاة CST عن طريق خاصية توليد منحنى تحليلي Analytical curve بحيث يتم إدخال معادلات المنحنى على المحاور الأفقية والשאقولية وفق مايلي:

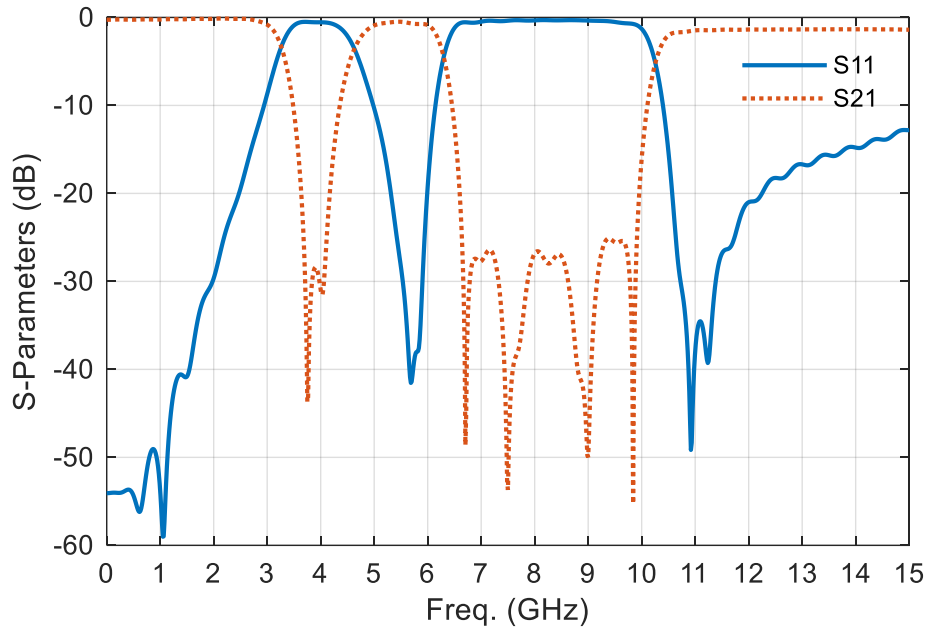
$$\begin{aligned} x(t) &= at \cos(t) \\ y(t) &= at \sin(t) \end{aligned} \quad (15-3)$$

حيث يتم تحديد قيم a و t ضمن CST للحصول على عدد اللفات المطلوب. يبين الشكل 3-18 الاستجابة الترددية للمرشح في حين يبين الجدول 3-2 الأبعاد الفيزيائية للمرشح.

الجدول 3-2: أبعاد المرشح

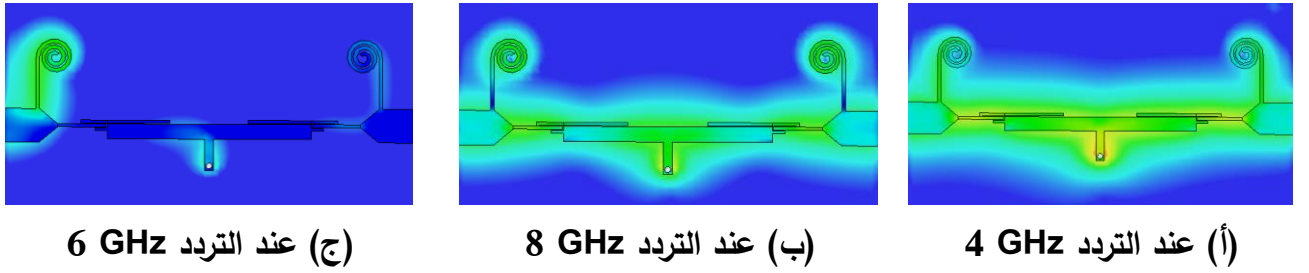
البعد	القيمة (mm)	البعد	القيمة (mm)	البعد	القيمة (mm)
W_1	0.80	L_1	11.00	البعد	القيمة (mm)
W_2	0.16	L_2	1.70	W_s	0.20
W_3	0.50	L_3	1.20	S_s	0.20
W_4	0.16	L_4	2.60	S_c	0.05
W_5	0.16	L_c	3.40	S_i, S_1	0.05

تظهر المحاكاة وجود ست أنماط رنين مختلفة متركزة عند الترددات $f_1 = 3.8$ GHz، $f_2 = 4.1$ GHz، $f_3 = 6.75$ GHz، $f_4 = 7.6$ GHz، $f_5 = 8.96$ GHz، $f_6 = 9.9$ GHz، مما يعطي مجالي تمرير متركزين عند $f_{c1} = 4$ GHz، $f_{c2} = 8.3$ GHz. وثلاث أصفار تمرير عند الترددات $f_{TZ1} = 1.6$ GHz، $f_{TZ2} = 5.7$ GHz، $f_{TZ3} = 10.95$ GHz. مما يعطي عرض مجال FBW كالتالي: $BW_1 = 37\%$ ، $BW_2 = 48\%$.

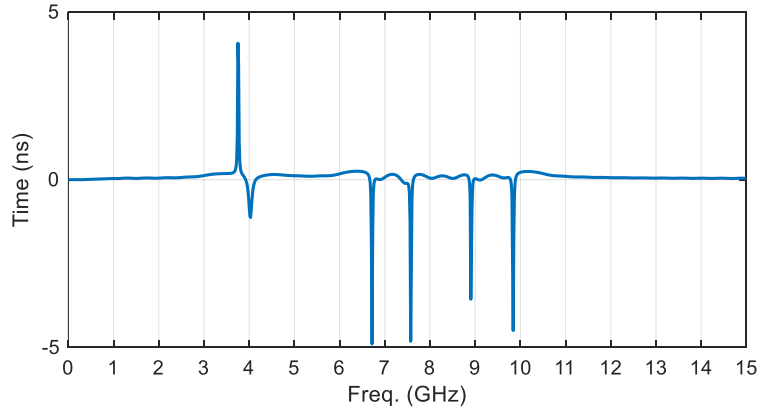


الشكل 3-18: الاستجابة الترددية للمرشح المقترح.

يبين الشكل 3-19 توزيع التيار السطحي في المرشح عند ثلاث ترددات مختلفة وهي الترددات المركزية لمجالات التمرير (4 GHz, 8 GHz) وضمن مجال الرفض عند 6 GHz. نلاحظ في 3-19(أ) و 3-19(ب) أن التيار السطحي في مجالي التمرير قوي، مما يدل على أن كل الأمواج الكهرومغناطيسية تعبر المرشح، في حين أن التيار عند التردد 6 GHz ضعيف جداً (الشكل 3-19(ج)) وهذا يعني أن الأمواج الكهرومغناطيسية لاتعبر المرشح عند هذا التردد. يتمتع المرشح أيضاً بتأخير مجموعة Group delay أقل من 2ns مع زيادة حادة عند ترددات الرنين (أقل من 5ns) كما يبين الشكل 3-20.



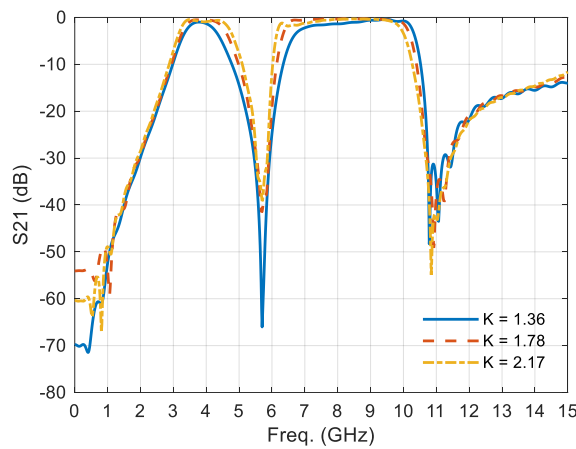
الشكل 3-19: توزيع التيار السطحي



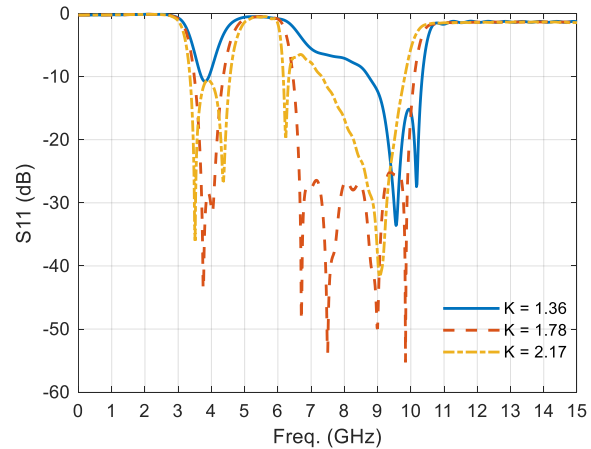
الشكل 3-20: أداء تأخير المجموعة

تعطي بنية المرشح العديد من المعاملات التي يمكن تعديلها والتي تؤثر على أداء المرشح. المعامل الأساسي في أداء المرشح هو النسبة K والتي تعطي قيمة التردد الأساسي (الموجود ضمن مجال التمرير السفلي). يبين الشكل 3-21 استجابة المرشح تبعاً لتغير قيمة K . نلاحظ من الشكل أن

التردد الأساسي يتغير بتغير K ولكن التغير الأساسي يكمن في أنّ تردد التوافقيات يختلف. حيث نلاحظ أنّ أقطاب التمرير (ترددات التوافقيات) تتقارب من بعضها كلما زادت قيمة K .



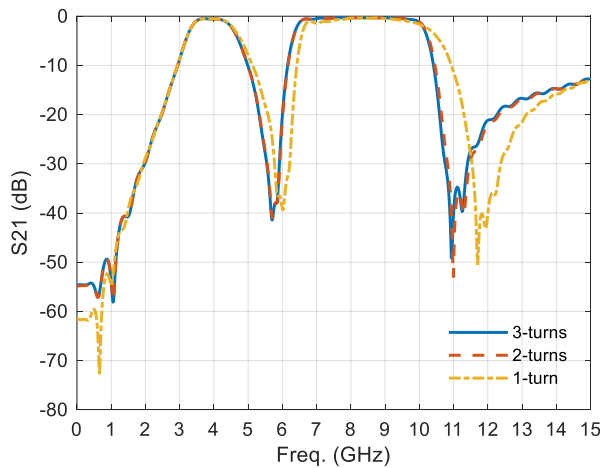
S_{21} (ب)



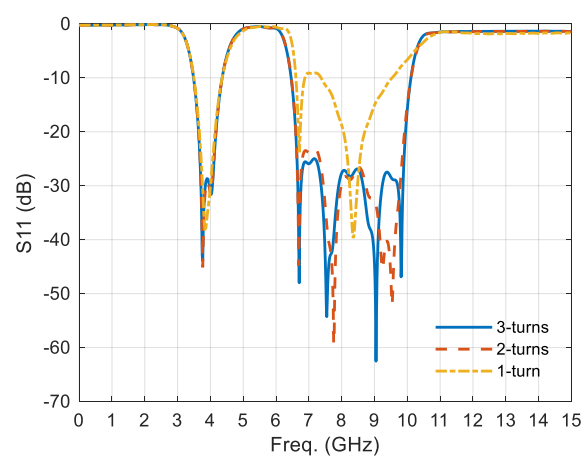
S_{11} (أ)

الشكل 3-21: تغير الاستجابة الترددية تبعاً لتغير K

أمّا بالنسبة لعدد لفّات الملف المطبوع فهو يؤثر على أصفار التمرير f_{TZ2} و f_{TZ3} . وهذا يعطي إمكانية التحكم عرض مجالي التمرير للمرشح. يبيّن الشكل 3-22 أنّه بزيادة عدد اللفات تنزاح أصفار التمرير نحو الترددات الأقل. ونلاحظ أنّ f_{TZ3} تتأثر بشكل أكبر من f_{TZ2} .



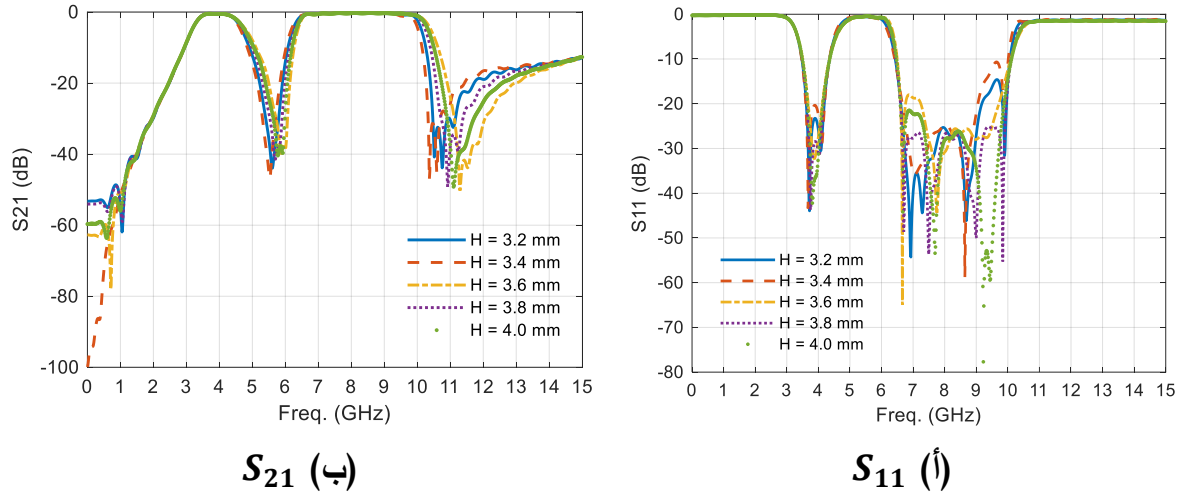
S_{21} (ب)



S_{11} (أ)

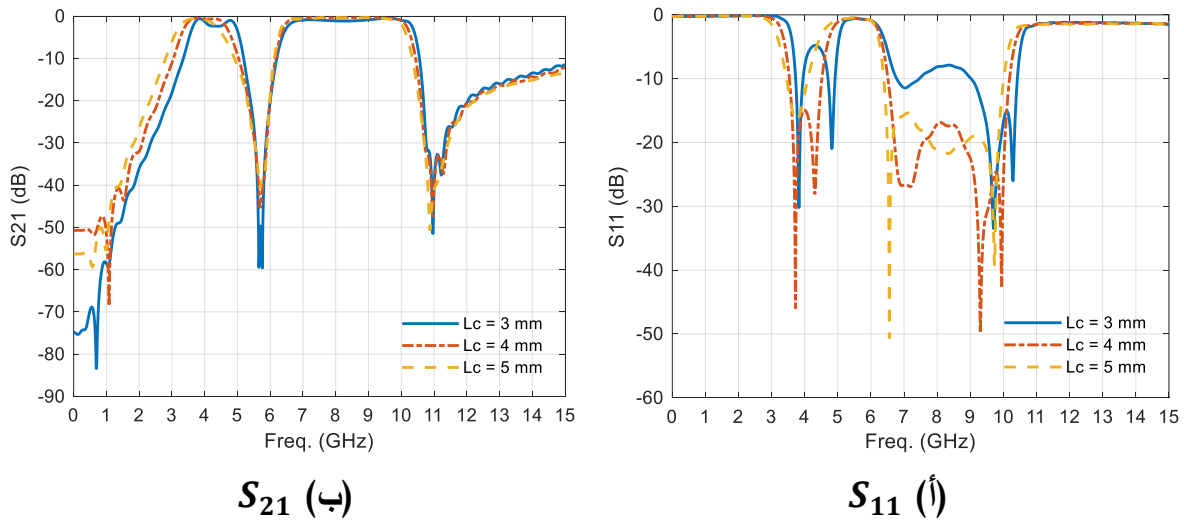
الشكل 3-22: تغير الاستجابة الترددية تبعاً لتغير عدد لفّات الملف المطبوع

كما أنّ طول الملف H له نفس أثر عدد اللفات. فكلّما كانت H أصغر فإنّ مجالات الرفض تتزاح إلى الأدنى (الشكل 3-23). وبالتالي نلاحظ أنّه يمكن التحكم بمجالات عمل المرشّح عن طريق ضبط معاملات الملف المطبوع.



الشكل 3-23: تغير الاستجابة الترددية تبعاً لطول الملف المطبوع

أحد المعاملات التي يجب أخذها بعين الاعتبار أيضاً هي طول الترابط بين SI-SLR ورنانة SLR على دخل وخرج المرشّح L_c والذي يمكن ضبطه من أجل تحسين أداء الاستجابة الترددية للمرشّح



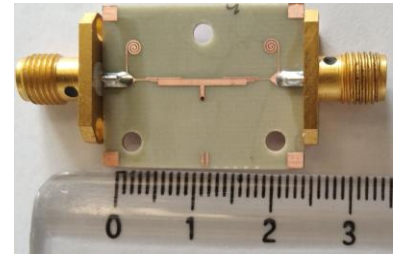
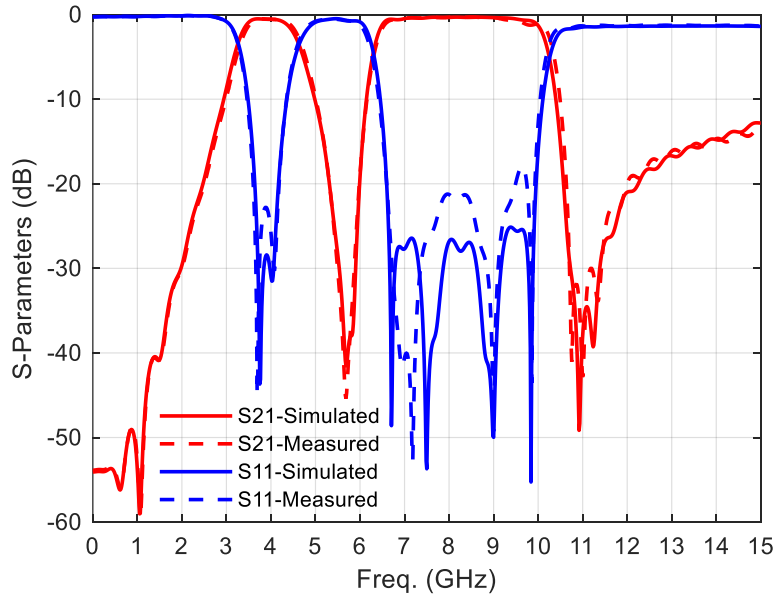
الشكل 3-24: تغير الاستجابة الترددية تبعاً لطول الترابط بين رنانة SI-SLR و SLR

قمنا بتنفيذ المرشّح عملياً باستخدام ركيزة من نوع Arlon ذات سماكة $h = 0.8 \text{ mm}$ وثابت عازلية $\epsilon_r = 3.25$. يبيّن الشكل 3-25 (أ) الوجه العلوي لنموذج المرشّح والذي يشغل مساحة فعّالة

$20.2 \text{ mm} \times 12.3 \text{ mm}$. يمكن التعبير عن حجم المرشح بواسطة طول الموجة الموجّه λ_g والذي يعطى بالعلاقة:

$$\lambda_g = \frac{c}{f_c \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (16-3)$$

ومن أجل $f_c = 6.75 \text{ GHz}$ يكون حجم المرشح $0.72 \lambda_g \times 0.44 \lambda_g$. أمّا بالنسبة لأداء المرشح المنفذ مقارنةً بنتائج المحاكاة فهو موضّح في الشكل 3-25(ب)، حيث نلاحظ أنّ النتائج متقاربة وأنّ المرشح يغطي المجالات المطلوبة. يبيّن الجدول 3-3 مقارنة أداء المرشح مع بعض تصاميم المرشحات الحديثة. تجري المقارنة من أجل عرض المجال الكلّي الذي يشغله المرشح مع عرض المجال النسبي FBW، فقد التمرير IL مقاساً بال dB، فقط الانعكاس RL مقاساً بال dB، تردد الرفض مقاساً بال GHz وقيمة التخمين ضمن مجال الرفض مقاس أيضاً بال dB، بالإضافة إلى حجم المرشح مأخوذة بالنسبة إلى طول الموجة الموجّه. جرى تقسيم الدراسات المرجعية في جدول المقارنة إلى ثلاث فئات مختلفة وهي: تصاميم مرشحات UWB، تصاميم UWB مع مجالات رفض، وتصاميم مرشحات مجالات تمرير متعدّدة.



(ب) الاستجابة الترددية

(أ) الوجه العلوي للمرشح

الشكل 3-25: تنفيذ نموذج المرشح

الجدول 3-3: مقارنة المرشح المقترح مع مجموعة من التصاميم المرجعية

المرجع	مجال التمرير (GHz)	FBW (%)	IL (dB)	RL (dB)	مجال الرفض (GHz)/التخميد (dB)	الحجم $\lambda_g \times \lambda_g$	التقنية
مرشحات UWB							
(Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023)	2.9 – 11.5	119.4	≤ 1.1	> 10	لا يوجد	0.32×0.08	SIR
(Jamsai, Angka wisittpan, & Nuan-On, 2021)	2.9 – 10.95	107	≤ 0.49	> 12	لا يوجد	0.47×0.52	ICPCL
(Razzaz, Saeed, & Alkanhal, 2022)	3.1 – 10.99	112.22	≤ 0.8	> 17	لا يوجد	2.31×0.78	طنانات مدببة
مرشحات UWB مع مجالات رفض							
(Almansour, Alyami, & ...)	3.1 – 10.7	110	≤ 0.9	> 12	6.3/ > 20	0.096×0.08	PCL

							Sham an, 2023)
SIR	0.65×0.16	$3.5/> 15$ $7.5/> 18$	> 18	≤ 1.3	119.4	$2.9 - 11.5$	(Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang , 2023)
ACPW -DGS	0.2×0.2	$9.28/> 20$ $10.48/> 20$	> 17	≤ 1.74	110	$3.76 - 11.3$	(Ming mingG ao, Xuem anZha ng, XitaoC hen, & Nan, 2023)
MMR	0.81×0.71	$6/> 16.16$ $6.53/> 26.47$ $8.35/> 15.22$	> 20	≤ 0.97	115.76	$2.86 - 11.2$	(Chakr aborty, Shom e, Panda , & Deb, 2022)
مرشحات متعدّدة المجالات							
SLR	0.44×0.30	Band-to-band 35	> 15 > 17	≤ 0.99 ≤ 1.39	6.04 8.70	2.65 4.84	(Sun, Chen, Zuo,

							Zuo, & Zhang, 2021)
SLR	0.18×0.28	Band-to-band 40	> 15 > 13 > 11 > 15	≤ 1.6 ≤ 1.6 ≤ 1.3 ≤ 1.5	7 7 6 6	2 2.7 3.45 4.55	(Cao, Liu, & Gao, 2020)
SLR	0.08×0.07	Band-to-band 70	> 11 > 14 > 10 > 13 > 17 > 18	≤ 1.52 ≤ 1.61 ≤ 1.43 ≤ 0.79 ≤ 0.68 ≤ 0.87	29.27 3.41 3.78 5.19 3.06 4.45	1.23 1.76 2.38 4.24 5.23 6.75	(Luo, Shi, & Gao, 2023)
SLR	0.82×0.41	Band-to-band 30	> 10 > 10	≤ 0.82 ≤ 1.17	17.3 14	2.4 5.2	(Weng, Huang, Dai, & Yang, 2021)
SI-SLR	0.72×0.44	Band-to-band 42	> 28 > 24	≤ 0.46 ≤ 0.29	37 48	4.00 8.30	المرشح المقترح

تغطّي تصاميم مرشحات UWB (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023; Jamsai, Angkawisittpan, & Nuan-On, 2021; Razzaz, Saeed, & Alkanhal, 2022) المجال $[3.1 - 10.6] GHz$ كاملاً. ومع ذلك فإنّ هذه التصاميم تعاني من فقد انعكاس مرتفع (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023; Jamsai, Angkawisittpan, & Nuan-On, 2021) أو من حجم تصميم كبير (Razzaz, Saeed, & Alkanhal, 2022). وباستخدام SI-SLR كتقنية للتصميم استطعنا تحقيق فقد انعكاس وفقد تمرير أفضل من التصاميم (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023; Jamsai, Angkawisittpan, &

(Nuan-On, 2021; Razzaz, Saeed, & Alkanhal, 2022) مع الحفاظ على الحجم المضغوط للمرشح.

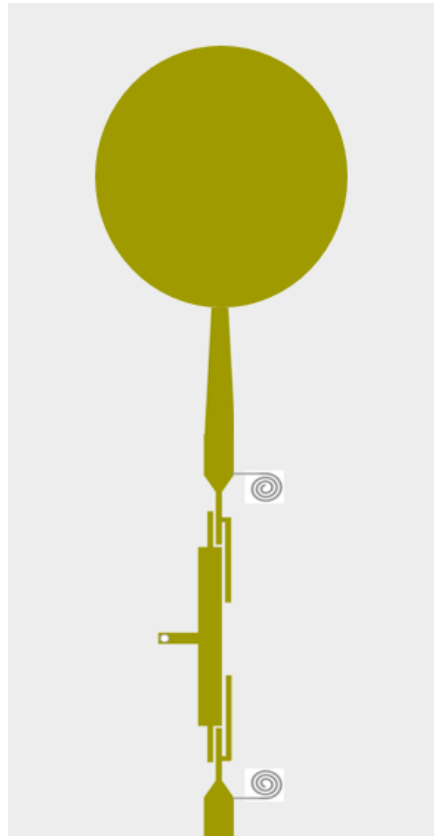
أمّا بالنسبة لتصاميم مرشحات UWB مع مجالات الرفض (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023; Almansour, Alyami, & Shaman, 2023; MingmingGao, XuemanZhang, XitaoChen, & Nan, 2023; Chakraborty, Shome, Panda, & Deb, 2022) فقد جرى استخدام تقنيات مختلفة لرفض المجالات غير المرغوبة والتي تقع ضمن المجال $[3.1 - 10.6] \text{GHz}$. جميع مجالات الرفض الترددية في هذه التصاميم ضيقة هي $280 \text{ MHz} @ 6.3 \text{ GHz}$ في (Almansour, Alyami, & Shaman, 2023)، $310 \text{ MHz} @ 3.5 \text{ GHz}$ و $690 \text{ MHz} @ 7.5 \text{ GHz}$ في (Basit, Daraz, Khan, Saqib, & Zhang, 2023)، $1 \text{ GHz} @ 9.28 \text{ GHz}$ و $450 \text{ MHz} @ 10.48 \text{ GHz}$ في (MingmingGao, XuemanZhang, XitaoChen, & Nan, 2023)، $180 \text{ MHz} @ 6 \text{ GHz}$ و $160 \text{ MHz} @ 6.53 \text{ GHz}$ و $80 \text{ MHz} @ 8.35 \text{ GHz}$ في (Chakraborty, Shome, Panda, & Deb, 2022). في حين استطعنا في تصميم المرشح المقترح بتحقيق مجال رفض أوسع $1.65 \text{ GHz} @ 5.57 \text{ GHz}$.

حققت تصاميم المرشحات متعددة المجالات FBW لمجالات التمرير أقل من 18 % ماعدا في (Luo, Shi, & Gao, 2023) فقد بلغت $FBW = 29.27 \%$. في حين بلغ FBW في المرشح المقترح 37 % في مجال التمرير السفلي و 48 % في مجال التمرير العلوي. بالإضافة إلى أنّ المرشح المقترح حققت فقد انعكاس وفقد تمرير أفضل من معظم التصاميم المدروسة. وجاءت هذه المواصفات الجيدة في النتائج على حساب التعقيد في التصميم حيث أنّ العديد من المعاملات تؤثر على أداء المرشح.

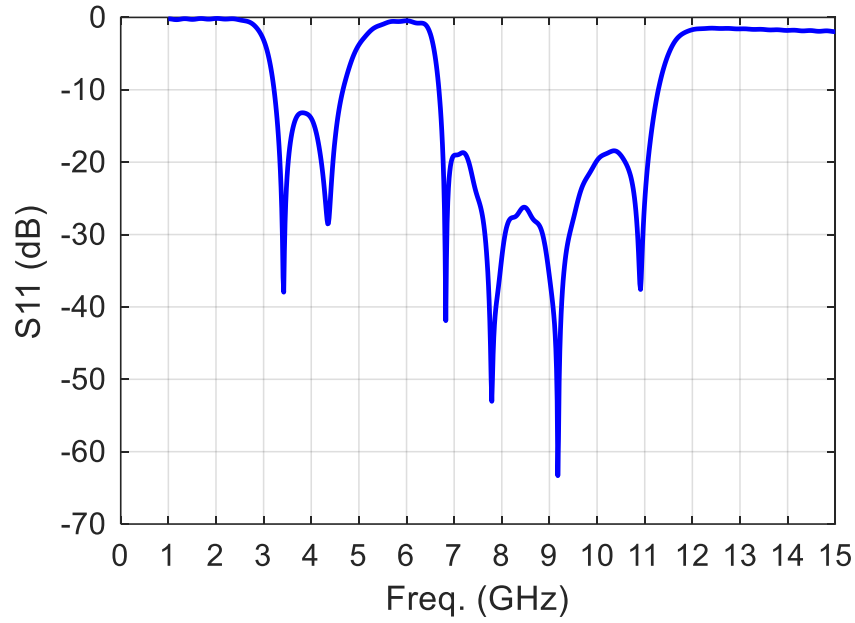
3-2-2-2- مكاملة الهوائي مع المرشح Antenna and Filter Integration

من أجل الحصول على هوائي مرشح للشبكات اللاسلكية الشخصية WBAN ذو استجابة عريضة مع مجال رفض، نقوم بمكاملة المرشح MMR (الشكل 3-14) مع بنية هوائي UWB

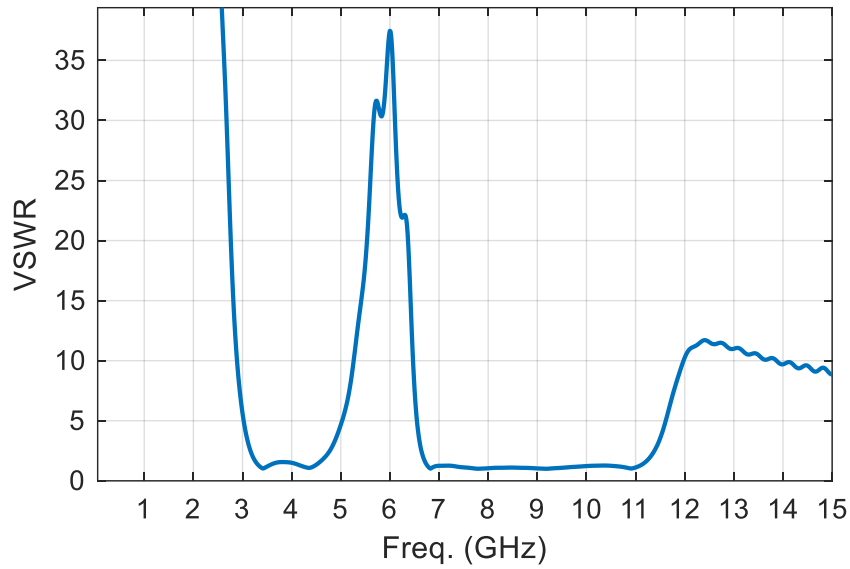
(الشكل 3-1). يبين الشكل 3-26 البنية النهائية لتصميم الهوائي المرشح. بإجراء المحاكاة على البنية الجديدة والمؤلفة من الهوائي والمرشح نجد كما يوضح الشكل 3-27 فقد الانعكاس للهوائي حيث نلاحظ عرض المجال الممتد من 3.2 GHz وحتى 11.3 GHz مع مجال رفض من 4.75 GHz إلى 6.6 GHz. وبمحاكاة نسبة أمواج الجهد المستقرة VSWR كما في الشكل 3-28 نلاحظ أن النسبة تصل في مجال الرفض إلى 38 dB عند التردد 6 GHz ضمن مجال الرفض وأقل من 2 ضمن كامل مجال التمرير.



الشكل 3-26: بنية الهوائي المرشح



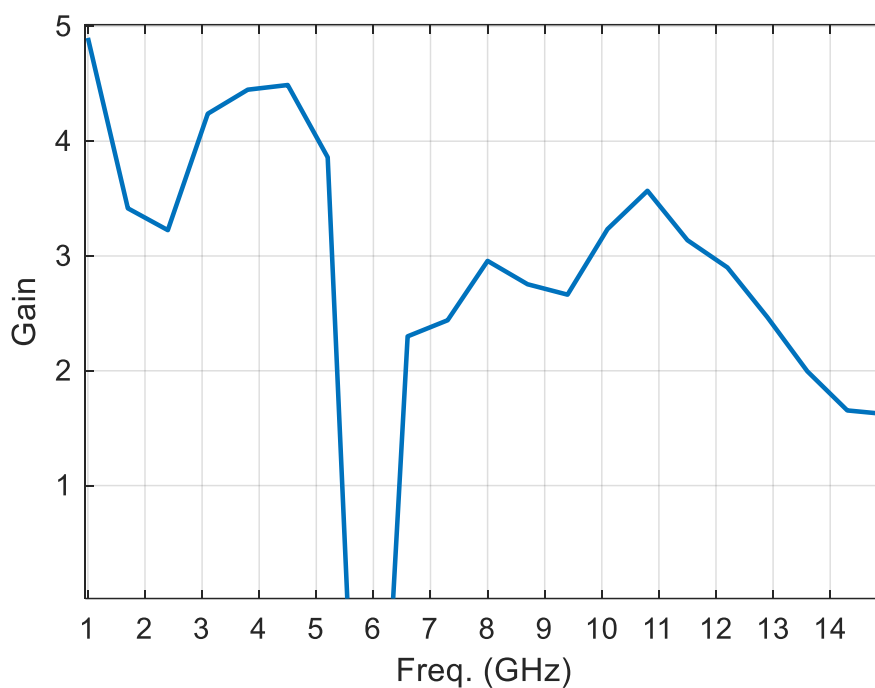
الشكل 3-27: فقد الانعكاس للهوائي المرشح



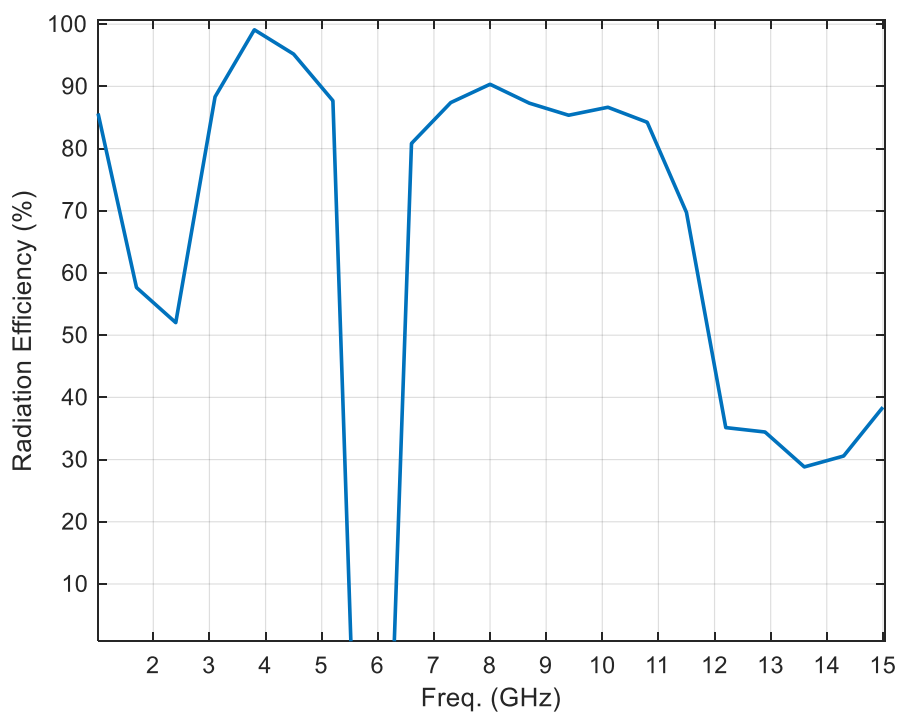
الشكل 3-28: نسبة أمواج الجهد المستقرة للهوائي مع المرشح

يحقق الهوائي ربح 4.5 dBi و [2-3.5] dBi على مجال التمرير الأول [3.25-4.75] GHz ومجال التمرير الثاني [6.6-10.25] GHz على الترتيب كما يبين الشكل 3-29. بالإضافة إلى فعالية إشعاع [90%-98%] في مجال التمرير الأول [3.25-4.75] GHz و [82%-90%] في مجال التمرير الثاني [6.6-10.25] GHz (الشكل 3-30). في حين تبين الأشكال 3-31

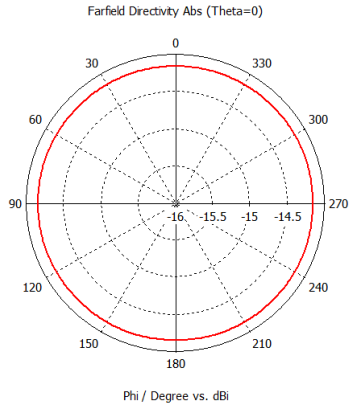
و 32-3 المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل المغناطيسي ومستوى الحقل الكهربائي عند مركزي مجالي التمرير 4 GHz و 8 GHz على الترتيب.



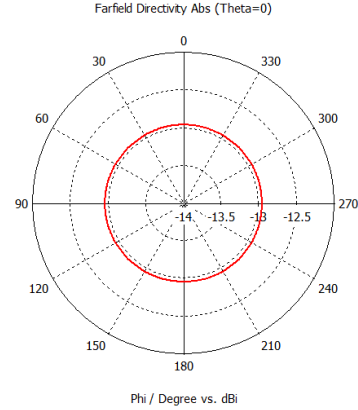
الشكل 3-29: ربح الهوائي المرشح



الشكل 3-30: فعالية الإشعاع للهوائي

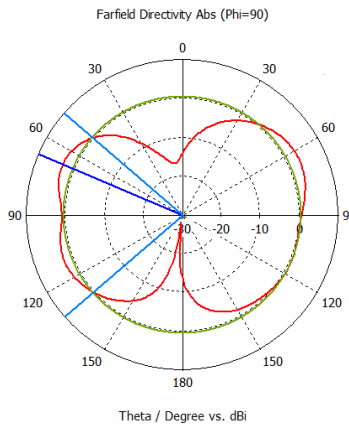


(ب) عند التردد 8 GHz

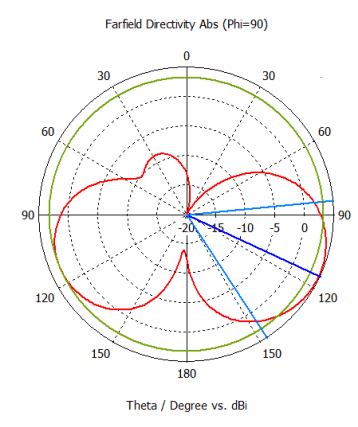


(أ) عند التردد 4 GHz

الشكل 3-31: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل المغناطيسي.



(ب) عند التردد 8 GHz



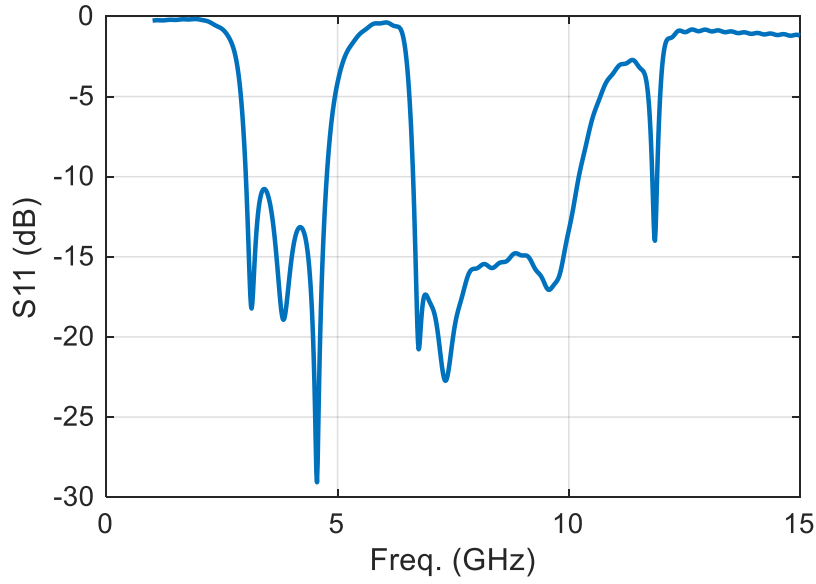
(أ) عند التردد 4 GHz

الشكل 3-32: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل الكهربائي

نقوم بتصنيع الهوائي المرشح باستخدام ركيزة من شركة Arlon بثابت عازلية $\epsilon_r = 3.25$ وسماكة $h = 0.8 \text{ mm}$ وعامل فقد $\tan \delta = 0.0032$. يبين الشكل 3-33 صورة الهوائي المرشح المنفذ، في حين يبين الشكل 3-34 فقد الانعكاس.

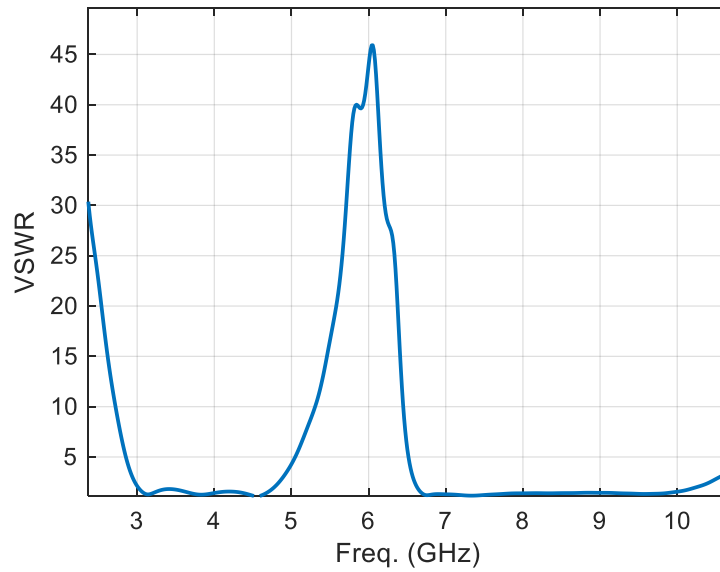


الشكل 3-33: الهوائي المرشح المنفذ



الشكل 3-34: فقد انعكاس الهوائي المرشح المنفذ

يظهر الشكل السابق أنّ الهوائي المرشح يعمل ضمن مجالين الأول $[3.1-4.76]$ GHz والثاني $[6.64-10.21]$ GHz. حيث نلاحظ عملياً انخفاض تردد القطع العلوي للمجال الثاني للهوائي من 11.3 GHz إلى 10.21 GHz، مع انخفاض طفيف على فقد انعكاس الهوائي. يحقق الهوائي فقد انعكاس أقل من 10 dB ضمن المجال الأول $[3.25-4.75]$ GHz وفقد انعكاس أقل من 15 dB ضمن المجال الثاني $[6.6-10.25]$ GHz. ويبين الشكل 3-35 قيمة VSWR والذي يتوافق مع نتائج المحاكاة. وبالتالي فإنّ الهوائي مناسب ويصلح للاستخدام العملي.



الشكل 3-35: VSWR للهوائي المرشح المنفذ

يبين الجدول (3-4) مقارنة الهوائي المرشح الذي قمنا بتصميمه مع تصاميم أخرى لتحقيق هوائيات UWB.

الجدول 3-4: مقارنة نتائج الهوائي المرشح مع مجموعة من التصاميم المرجعية

المرجع	مجال العمل GHz	مجالات الرفض		الرجح (dBi)	فعالية الإشعاع (%)	التقنية المستخدمة
		المجال (GHz)	VSWR (dB)			
(Alizadeh, Ghobadi, Nourinia, Abdi, & Mohammadi, 2021)	[2.63 – 13]	[3.11 – 4.01] [5.15 – 5.98]	---	[2.3 – 3.6]	---	EBG
(Bala, Reddy, Sarkar, & Sarkar, 2022)	[1.94 – 15.4]	[3.16 – 4.09] [6.00 – 6.40] [8.20 – 9.20] [10.0 – 11.6] [12.38 – 12.89]	---	[3 – 6]	---	DMS
(Miraç Dilruba Geyikoglu, 2023)	[2.05 – 14]	[2.40 – 3.70] [5.15 – 5.72]	---	[4.28 – 5.4]	[73 – 94]	DGS
(Modak, Khan, & Laskar, 2020)	[2.9 – 10.5]	[2.4 – 2.9] [3.6 – 4.3] [5.3 – 5.7] [6.4 – 6.7] [7.8 – 8.6]	---	3.1	---	EBG, DMS
(Abbas, Hussain, Lee, Park, & Kim, 2021)	[3.1 – 11.8]	[3.40 – 3.90] [5.15 – 5.82] [7.25 – 7.75]	---	3.86	---	EBG, SRR
(Lin, Lu, Wang, & Mu, 2023)	[2.7 – 11.06]	[3.22 – 3.83] [4.49 – 5.05] [7.18 – 7.84]	4.0 5.0 4.5	4.5	[75 – 79]	DMS
(Chao, et al., 2022)	[1.3 – 11.6]	[2.47 – 4.19] [4.32 – 5.96]	6.0 8.0	3.5	[60 – 82]	SRR
التصميم المقترح	[3.1 – 10.21]	[4.76 – 6.40]	43	[3.5 – 4.5]	[80 – 95]	مرشحات مدمجة

نلاحظ من نتائج معظم الأبحاث والمبيّنة في الجدول السابق أنّها ذات عرض مجال فائق مع مجالات رفض ضيقة (أقل من 1 GHz) كما أنها لا تحتوي على دراسة نسبة أمواج الجهد المستقرة. يقدّم التصميم في الدراسة (Lin, Lu, Wang, & Mu, 2023) هوائي بثلاثة مجالات رفض ضيقة مع قيم VSWR لا تتجاوز 5 dB. في حين يحتوي التصميم في (Chao, et al., 2022) على مجالي

رفض عرضهما 1.52 GHz و 1.64 GHz مع قيم VSWR على المجال الأول 6 dB والمجال الثاني 8 dB . أمّا الهوائي المقترح والمنفذ من قبلنا فإنّ مجال الرفض عريض 2.26 GHz ويتمتع بقيمة VSWR عالية جداً تصل إلى 43 dB وبالتالي هناك عزل كبير بين المجالي الترددين للهوائي والذي يتمتع بقيمة ربح وفعالية جيّدة بالمقارنة مع الدراسات الأخرى.

3-3- تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال قابل لإعادة الضبط

Reconfigurable UWB Filtenna Design

نظراً للنمو السريع للاتصالات اللاسلكية، وارتفاع الطلب على دمج معايير لاسلكية متعددة في منصة واحدة، فمن المرغوب جداً أن يكون تردد العمل ونمط الإشعاع واستقطابات الهوائيات قابلة لإعادة الضبط (Mohanta, Kouzani, & Mandal, 2019). يختلف نظام الاتصال اللاسلكي القابل لإعادة الضبط عن نظام مرسل/مستقبل تقليدي بأنّه يمتلك القدرة على إعادة ضبط نظاميّ الإرسال والاستقبال من أجل عدة مجالات تردديّة، وكذلك من أجل عدّة أنماط عمل (Ullah, et al., 2022). تُستخدم UWB في تطبيقات متعددة مما يجعلها تقنية مثالية للعديد من الحلول المتقدمة في الاتصالات اللاسلكية. وعلى الجانب الآخر يُعتبر الجيل الخامس 5G من الاتصالات النفاثة تطوراً هاماً في مجال الاتصالات اللاسلكية، حيث يوفر سرعات إنترنت عالية، وزمن استجابة منخفض، وزيادة في عدد الأجهزة المتصلة بشكل متزامن. تفتح اتصالات الجيل الخامس 5G آفاقاً جديدة في مجالات مثل إنترنت الأشياء (Internet of Things (IoT، والواقع الافتراضي والمعزز، والسيارات ذاتية القيادة، مما يساهم في تحسين جودة الحياة وتطوير الصناعات. يتيح استخدام الترددات العالية مثل 26 GHz في الاتصالات اللاسلكية، خاصة في 5G وما بعد، تقديم خدمات ذات جودة عالية نظراً لقدرته على توفير مجال ترددي واسع. تم تخصيص بعض المجالات التردديّة للجيل الخامس (5G) بين 24 GHz و 29 GHz في بعض الدول (COMMISSION, 2023). حيث خصصت الصين المجال 24.75 GHz – 27.5 GHz كجزء من المجالات المعتمدة لتقنية 5G. وفي الولايات المتحدة، يتم استخدام المجال 27.5 GHz – 28.35 GHz للاستخدام المرخص، مما يساهم في تعزيز أداء الشبكات اللاسلكية. أمّا اليابان فقد رشحت مجالات بعرض 2 GHz لتقنية 5G وهي

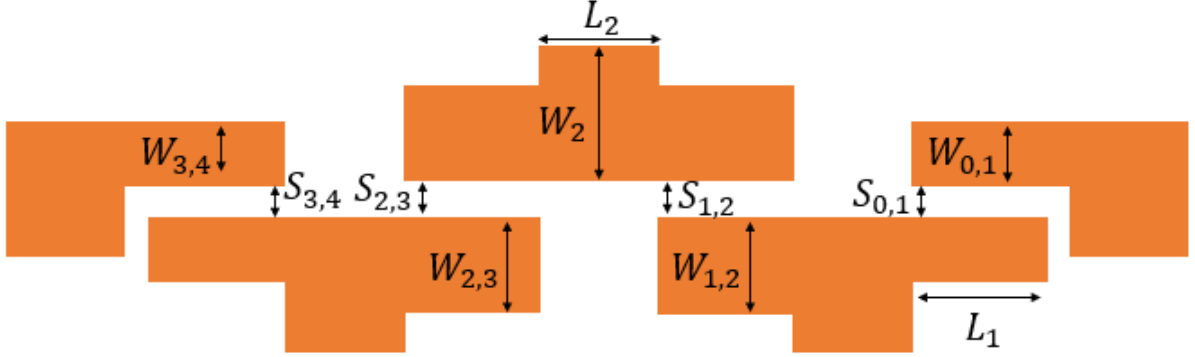
27.5-29.5 GHz. وتخطط كوريا لتخصيص المجال 26.5-29.5 GHz، مما يعزز تطبيقات الجيل الخامس ويدعم الابتكار في الاتصالات اللاسلكية (COMMISSION, 2023). وبالتالي، فإنّ تصميم هوائي قابل لإعادة ضبط المجال الترددي بين UWB والجيل الخامس الجمع بين مرونة المجال العريض لـ UWB وكفاءة الترددات العالية في 5G، مما يجعله مناسباً للاستخدام في العديد من التطبيقات المتطورة التي تتطلب أداءً عالياً وموثوقية في الاتصال. سنقوم بتصميم مرشح يعمل على المجال 24 – 29 GHz ونكامله مع هوائي UWB المصمّم في الفقرة 3-1 وإعطاء الهوائي قابليّة إعادة الضبط بين المجالين.

3-3-1- تصميم المرشح Filter Design

هناك العديد من التقنيات المستخدمة في تصاميم مرشحات الأمواج المليمترية والموجّهة للاستخدام في أنظمة 5G. أحد هذه التصاميم موجود في (Khedekar, Niture, & Kulkarni, 2022) والذي يعتمد على خطوط النقل المترابطة (PCL)، أما التصميم (Kiouach, Aghoutane, & Ghzaoui, 2023) فيعتمد على الرنانات متعددة الأنماط، حيث أن المرشح يتكوّن من رنانة حلقيّة مزوّدة بخط نقل ذو ممانعة خطويّة في المنتصف. ويحتوي (Huang, Xing, & Ma, 2024) على تصميم لست حبرات رنين مصمّمة باستخدام دلائل الموجة المدمجة مع الركيزة-Substrate Integrated Waveguide (SIW). تعاني مرشحات SIW من صعوبة وتعقيد في التصميم، لذلك سنقوم بدمج تقنية PCL مع المرشحات متعدّدة الأنماط من أجل تصميم المرشح. سنقوم بالاعتماد على رنانات الممانعة الخطويّة لما تتمتع به من بنية بسيطة وصغيرة الحجم (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021). نقوم بتصميم المرشح عند التردد المركزي 26.5 GHz من أجل ثلاث مقاطع ($m = 3$)، واستجابة مرشح Chebyshev من أجل مستوى تعرجات ($L = 0.1 \text{ dB}$)، $FBW = 18.87\%$. يكون لدينا:

$$g_0 = g_4 = 1, \quad g_1 = g_3 = 1.5963, \\ g_2 = 1.0967$$

ويتم حساب معاملات المرشح بالاعتماد على المعادلات (58-2) حتى (60-2). يبين الشكل 36-3 شكل المرشح والذي يتكون من ثلاث مقاطع SIR مترابطة.



الشكل 36-3: مرشح تمرير مجال باستخدام ثلاث مقاطع SIR

يتم حساب θ_0 وفق العلاقة (Zhu, Sun, & Li, 2012):

$$\theta_0 = \tan^{-1} \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \quad (17-3)$$

من أجل $\frac{Z_1}{Z_2} = 1.7$ يكون $\theta_0 = 52.51^\circ$ وتكون معاملات المرشح

$$J_{01} = J_{34} = 0.0093, \quad J_{12} = J_{23} = 0.0052$$

يمكن إيجاد الممانعات المميزة الفردية والزوجية لمقاطع المرشح باستخدام العلاقات (61-2) و (62-2) فيكون لدينا:

$$(Z_{oe})_{01} = (Z_{oe})_{34} = 103.33 \, \Omega,$$

$$(Z_{oe})_{12} = (Z_{oe})_{23} = 72.81 \, \Omega$$

$$(Z_{oo})_{01} = (Z_{oo})_{34} = 36.10 \, \Omega,$$

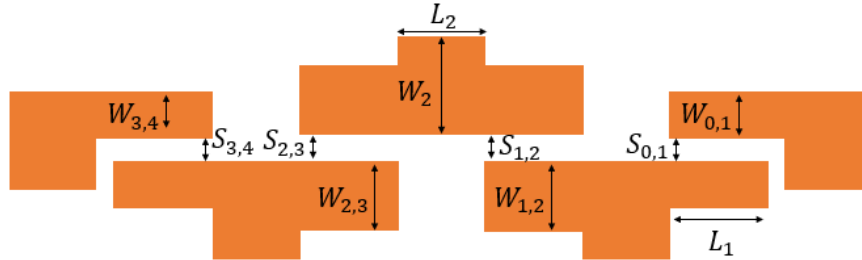
$$(Z_{oo})_{12} = (Z_{oo})_{23} = 38.49 \, \Omega$$

وباستخدام المعادلات closed-form (63-2) وحتى (71-2) يمكن إيجاد الأبعاد الفيزيائية للمرشح.

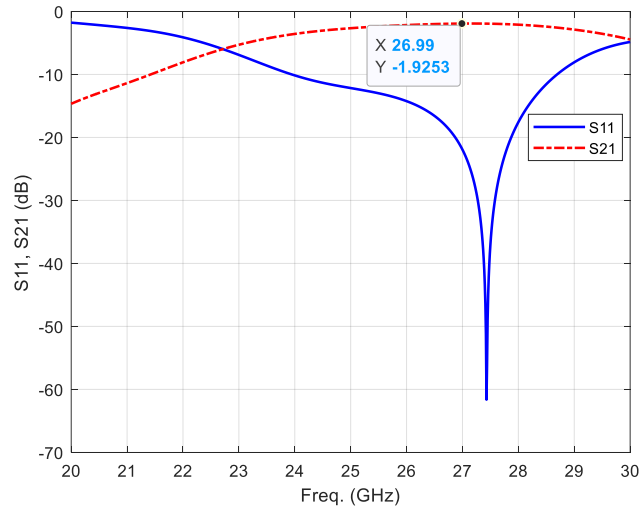
$$W_{01} = W_{34} = 1.2 \, \text{mm}, \quad W_{12} = W_{23} = 1.97 \, \text{mm}$$

$$s_{01} = s_{34} = 0.06 \, \text{mm}, \quad s_{12} = s_{23} = 0.16 \, \text{mm}$$

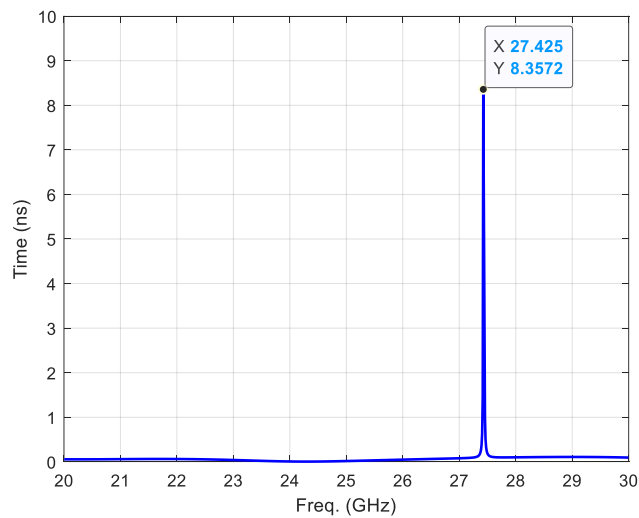
يبيّن الشكل 3-37 بنية المرشح الناتجة. في حين تبين الأشكال 3-38 و 3-39 الاستجابة الترددية وتأخير المجموعة Group delay على الترتيب. حيث نلاحظ أنّ الاستجابة الترددية تغطّي كامل المجال المطلوب من 24 GHz وحتى 29 GHz.



الشكل 3-37: بنية المرشح



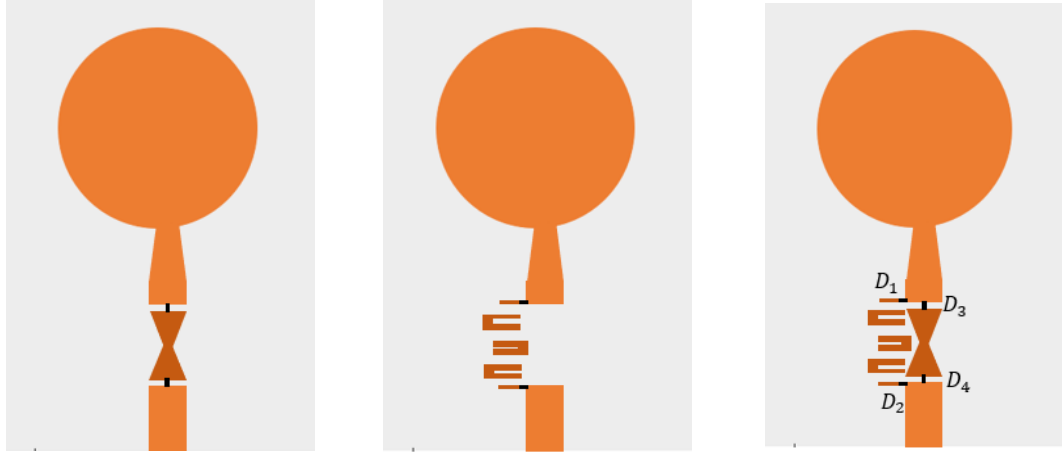
الشكل 3-38: الاستجابة الترددية



الشكل 3-39: تأخير المجموعة

3-3-2- مكاملة الهوائي مع المرشح Antenna Integration with Filter

نقوم بإدخال المرشح ضمن بنية الهوائي من خلال خط النقل الواصل لرقعة الإشعاع في الهوائي. ومن أجل أن يكون الهوائي قابل لإعادة التشكيل، أي بالإمكان له أن يعمل في مجال UWB أو المجال المليميترى نقوم بإدخال المرشح مع إجراء ثني لأذرع SIR. بحيث يتم وصل المرشح مع خط النقل عن طريق مفاتيح Switches. ومن الجانب الآخر نقوم بتغيير ممانعة خط النقل إلى ممانعة أصغر من جانبي وصل المرشح وذلك حتى لا يؤثر وجود المرشح على أداء الهوائي في حالة نمط عمل UWB. يبين الشكل 3-40 الوجه العلوي للهوائي المرشح المصمم. حيث نلاحظ أن الهوائي المرشح يمكن أن يعمل وفق نمطي عمل أساسيين، هما نمط عمل الأمواج المليميترية (المفاتيح D1 و D2 موصولة، D3 و D4 مفصولة) كما يبين الشكل 3-40-ب ونمط عمل UWB (المفاتيح D1 و D2 مفصولة، D3 و D4 موصولة) كما يبين الشكل 3-40-ج. بإجراء المحاكاة للهوائي المرشح في نمطي العمل الناتجين نجد في الأشكال 3-41 و 3-42 معامل انعكاس الهوائي المرشح في نمط عمل UWB ونمط عمل الأمواج المليميترية على الترتيب. نلاحظ أن عرض مجال الممانعة في نمط عمل UWB أن الهوائي المرشح يحقق عرض مجال ممانعة يمتد من 3 GHz وحتى 10.7 GHz. أما من أجل نمط عمل الأمواج المليميترية فعرض مجال الممانعة هو 24.4-29.35 GHz. وبالنظر إلى المخططات الإشعاعية الناتجة لكلا النمطين نجد أن المخططات الإشعاعية للهوائي المرشح في نمط UWB (الأشكال 3-43 و 3-44) كانت جيدة ولم تتأثر بشكل كبير في حين أن المخططات الإشعاعية كان سيئاً في نمط الأمواج المليميترية (الأشكال 3-45 و 3-46) وهذا ينعكس مباشرة وبوضوح على أداء ربح الهوائي والفعالية الإشعاعية التي انخفضت إلى 75% (الشكل 3-47-ب) في حين أن الأداء كان جيداً بالنسبة للنمط UWB. يبين الشكل 3-48 النموذج المنفذ من الهوائي في نمطي UWB والأمواج المليميترية باستخدام ركيزة Roger بثابت عازلية $\epsilon_r = 2.2$ وسماكة $h = 0.08 \text{ cm}$.

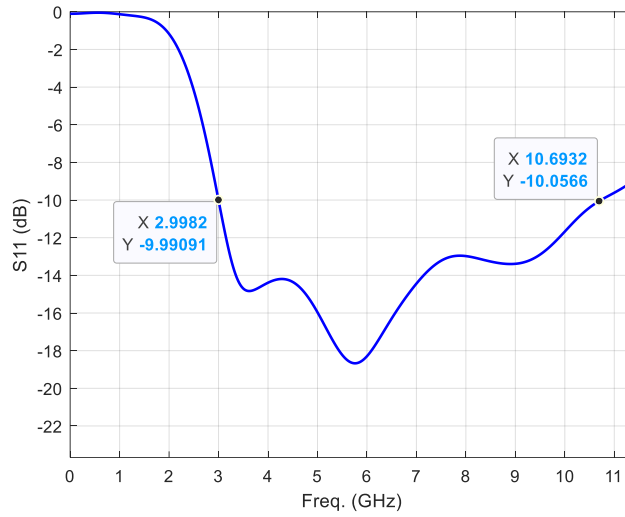


(ج) نمط عمل UWB

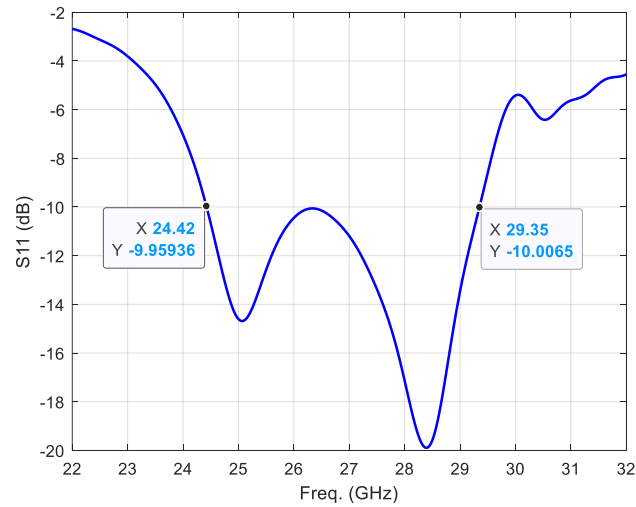
(ب) نمط عمل الأمواج المليمترية

(أ) البنية الأساسية

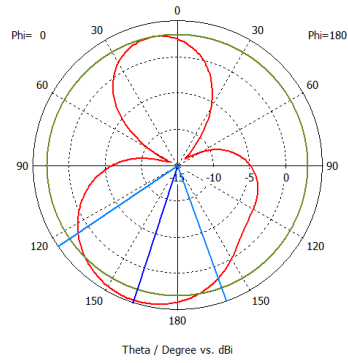
الشكل 3-40: الهوائي المرشح



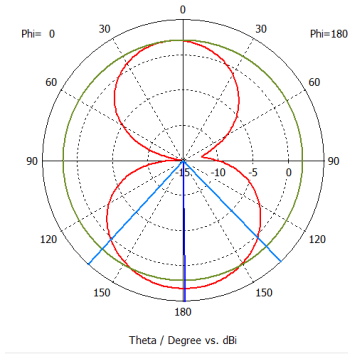
الشكل 3-41: معامل انعكاس الهوائي المرشح في نمط UWB



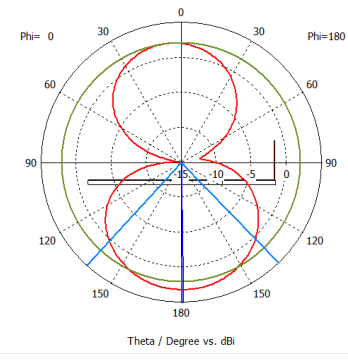
الشكل 3-42: معامل انعكاس الهوائي المرشح في نمط عمل الأمواج المليمترية



(ج) عند التردد 8 GHz

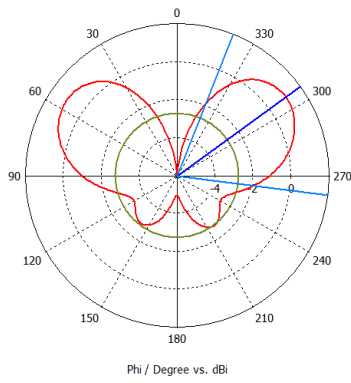


(ب) عند التردد 4.5 GHz

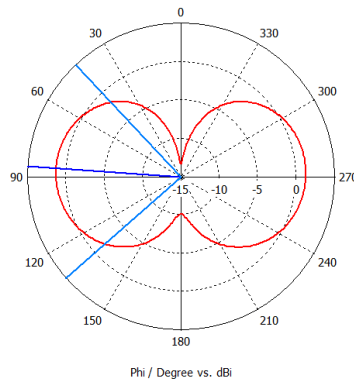


(أ) عند التردد 3 GHz

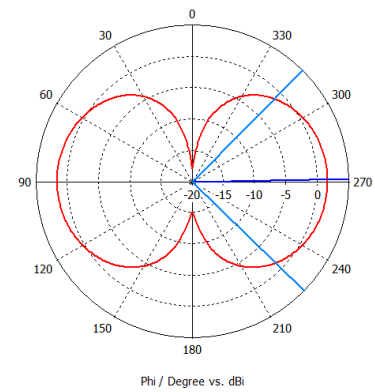
الشكل 3-43: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل المغناطيسي.



(ج) عند التردد 8 GHz

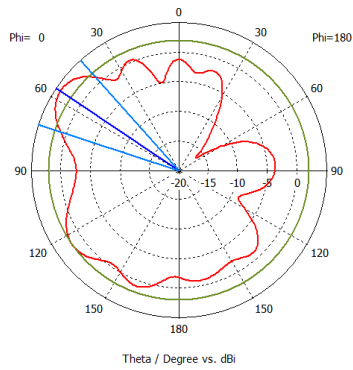


(ب) عند التردد 4.5 GHz

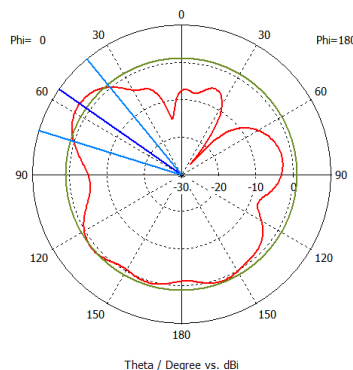


(أ) عند التردد 3 GHz

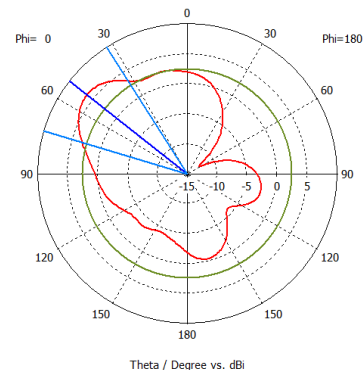
الشكل 3-44: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل الكهربائي



(ج) عند التردد 28 GHz

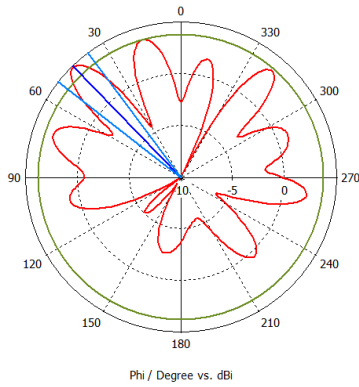


(ب) عند التردد 26 GHz

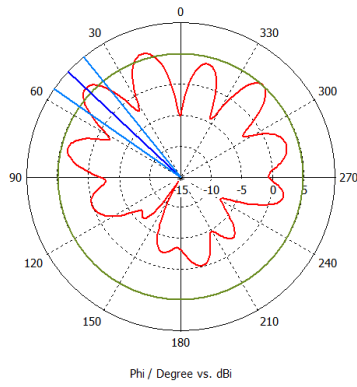


(أ) عند التردد 24 GHz

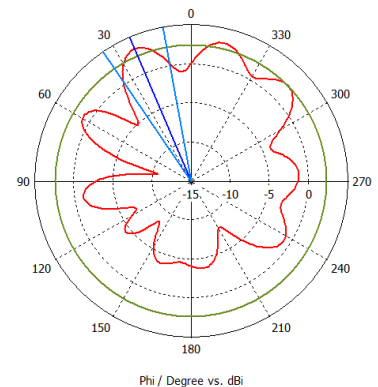
الشكل 3-45: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل المغناطيسي



(ج) عند التردد 28 GHz

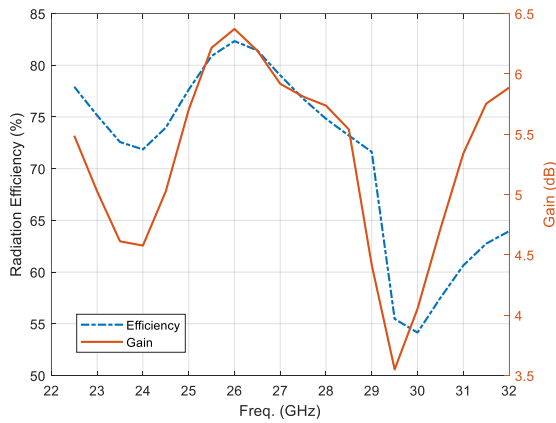


(ب) عند التردد 26 GHz

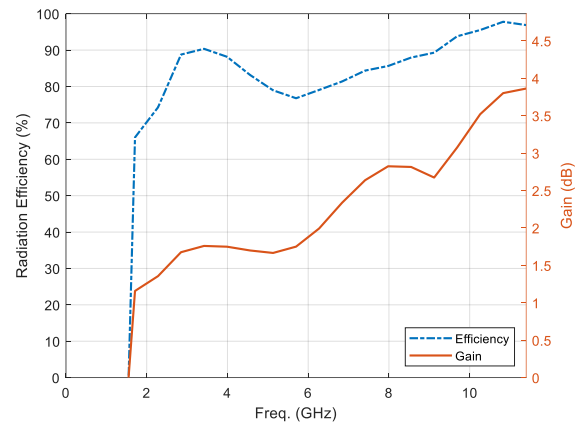


(أ) عند التردد 24 GHz

الشكل 3-46: المخطط الإشعاعي للهوائي في مستوى الحقل الكهربائي



(ب) حالة الأمواج المليمترية



(أ) حالة UWB

الشكل 3-47: ربح وفعالية إشعاع الهوائي



(ب) حالة الأمواج المليمترية



(أ) حالة UWB

الشكل 3-48: النموذج العملي

3-4- تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال متعدد الأنماط وقابل لإعادة

الضبط Reconfigurable Multi-Mode UWB Filtenna Design

اكتسبت الهوائيات المرشحة القابلة لإعادة الضبط اهتماماً كبيراً بسبب تطبيقاتها المحتملة في التقنيات الحديثة، وذلك لأن الهوائيات يجب أن تعمل على مجالات متعددة (Awan, Hussain, Kim, & Kim, 2022). ونتيجة لذلك، يتم العمل على إيجاد تصاميم للهوائيات المرشحة القابلة لإعادة الضبط وذلك لإمكاناتها في تحسين معايير النقل اللاسلكي وتحسين الأداء العام للأنظمة (Ullah, et al., 2022). تم اقتراح العديد من التصميمات للهوائيات القابلة لإعادة الضبط لدعم معايير وتطبيقات الاتصالات المختلفة. يقدم كل تصميم أوضاع تشغيل مختلفة لتلبية المتطلبات المتطورة للأنظمة اللاسلكية الحديثة. ومع ذلك، تقدم كل دراسة أيضاً بعض القيود التي يجب مراعاتها. في (Awan, Hussain, Kim, & Kim, 2022)، تم تصميم هوائي قابل لإعادة الضبط لدعم خمسة أنماط تشغيل مختلفة، مع مجالات ترددية 1.66-1.93 GHz، 1.81-2.05 GHz، 2.02-2.29 GHz، و 3.17-3.82 GHz. تم تصميم هذه الأنماط خصيصاً لتطبيقات 5G في مجال الترددات مادون 6 GHz، 4G LTE، GSM، ISM. في حين يوفر هذا التصميم مرونة عالية عبر العمل على معايير اتصالات متعددة، إلا أنه يفتقر إلى القدرة على تغطية مجال UWB أو المجالات الترددية الأعلى. يقدم التصميم المقدم في (Ullah, et al., 2022) هوائياً قابلاً لإعادة الضبط بثلاثة أوضاع تشغيل مختلفة، يستهدف كل وضع تشغيل مجالات ترددية مختلفة مع إمكانيات إعادة ضبط الوضع. يغطي الهوائي مجالات 5G في مجال الترددات مادون 6 GHz (3.1 GHz، 3.8 GHz، 4.1 GHz) و Wi-Fi (2.45 GHz)، واتصالات الأقمار الصناعية ضمن المجال X (7.8 GHz، 9.5 GHz). على الرغم من تنوع أوضاع تشغيل هذا التصميم، إلا أنه لا يدعم مجال UWB ومجالات التردد المنخفضة مثل GSM أو LTE، مما يحد من استخدامه في أنظمة الاتصالات القديمة. في (Boddu, Vinay, Deb, و Roy, 2022)، تم اقتراح هوائي مرشح قابل لإعادة الضبط، يشتمل على رنانات على شكل حرف U لتطبيقات Bluetooth و WLAN و UWB. يتم تحقيق إعادة الضبط من خلال فتحات محفورة على الرقعة المستطيلة وخط التغذية. تم تصميم الهوائي المرشح هذا لمجموعة واسعة من التطبيقات اللاسلكية،

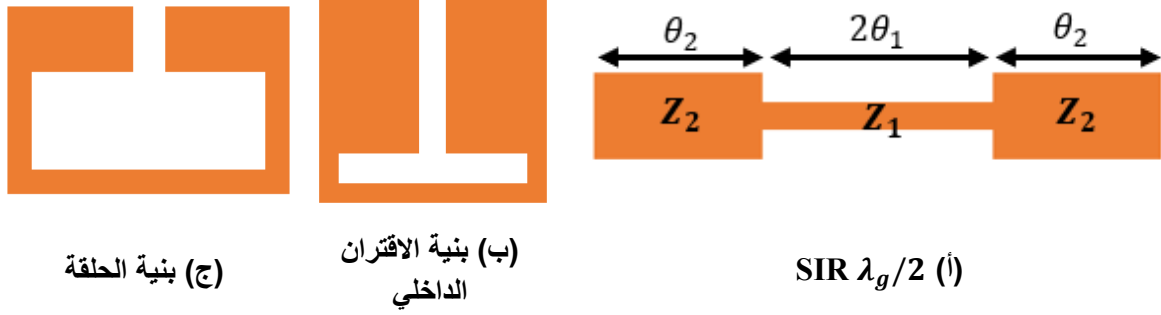
بما في ذلك الاتصالات اللاسلكية طويلة المدى، وخدمات الطيران، و WLAN، واتصالات الأقمار الصناعية C-band، و WiMAX، والمجالات الفرعية للأقمار الصناعية المحمولة، واتصالات الرادار، واتصالات الفضاء. وعلى الرغم من أن الهوائي يوفر ثمانية أوضاع تشغيل مختلفة، إلا أن أدائه لم يتم التحقق منه تجريبياً، مما يجعل فعاليته العملية غير مؤكدة. بالإضافة إلى ذلك، قد يواجه التصميم تحديات من حيث الحجم والتعقيد بسبب دمج الرنانات والفتحات المتعددة. يستخدم الهوائي المقترح في (Elwi, Al-Shaikhli, Al-Khaylani, & Abdulsattar, 2024) مصفوفات من العناصر الفائقة (MTM) وفجوة المجال الكهرومغناطيسي (EBG) لتحقيق الرنين الترددي لشبكات WI-FI و 5G. يعمل الهوائي (Elwi, Al-Shaikhli, Al-Khaylani, & Abdulsattar, 2024) عند ترددات رنين 2.45 GHz و 3.5 GHz وضمن المجال 4.6-5.6 GHz. على الرغم من فعالية استخدام EBG و MTM في تحسين الأداء، فإن ذلك يزيد من تعقيد التصميم والتكلفة. علاوة على ذلك، لا يدعم التصميم مجالات اتصال مهمة أخرى مثل UWB أو اتصالات الأقمار الصناعية، مما يحد من تنوعه عبر تطبيقات أوسع. في (Hui, et al., 2023)، تم تقديم هوائي قابل لإعادة الضبط ثنائي الأوضاع، الأول 2.8-11 GHz UWB والثاني 3.23-3.77 GHz. يستخدم التصميم مدخلين منفصلين، كل منهما متصل بمرشحات مختلفة، مما يسمح للمستخدم باختيار وضع التشغيل المطلوب. على الرغم من أن التصميم يوفر إمكانية العمل على مجال UWB ومجال ضيق المجال، إلا أن متطلبات المدخلات المنفصلة للتبديل بين الأوضاع قد تعقد التنفيذ في الأنظمة العملية، وخاصة في التطبيقات ذات المساحة المحدودة. بالإضافة إلى ذلك، يغطي المجال الضيق ترددات محدودة نسبياً، وقد لا يكون هذا كافياً لتطبيقات معينة. يتميز الهوائي المرشح المقدم في (Hasan, Abdullah, & Alnahwi, 2022) بإمكانية رفض مجال ترددي مزدوج مع قابلية إعادة الضبط، بهدف التخفيف من التداخل مع أنظمة 5G WLAN واتصالات الأقمار الصناعية ضمن المجال X. ينتج الهوائي المرشح مجالات رفض ترددي عند 5.466 GHz و 7.578 GHz، مع عرض مجال ممانعة 3.024-10.87 GHz. وفي حين يلغي التصميم التداخل بشكل فعال من خلال شقوق قابلة لإعادة الضبط، فإن استخدام ثنائيات PIN يطرح مشكلات محتملة تتعلق بزيادة استهلاك الطاقة وسرعة التبديل والموثوقية. بالإضافة إلى ذلك،

لا يتناول التصميم المجالات الترددية المنخفضة، مما يحد من استخدامه في التطبيقات التي تتطلب تغطية ترددية أوسع. أخيراً، يُظهر التصميم في (Cui, Zhang, Wu, & Yan, 2020) هوائياً قابلاً للعمل إما في وضع UWB أو وضع تمرير ثنائي المجال. يعمل الهوائي في وضع التمرير ثنائي المجال، يعمل الهوائي عند 3.35 GHz و 5.2 GHz. يدمج التصميم خط تغذية شرائحي مكروي 50Ω ، ورنان SIR، وهوائي رقعة دائري. يوفر هذا التصميم المرونة بين التشغيل بتقنية UWB والتمرير ثنائي المجال، إلا أنه محدود في تغطيته الترددية، وخاصة للتطبيقات الناشئة مثل 5G عند الترددات الأعلى والاتصالات عبر الأقمار الصناعية. بالإضافة إلى ذلك، فإن آلية التبديل بين وضع UWB والتمرير ثنائي المجال غير موصوفة بوضوح، مما يترك مخاوف بشأن التنفيذ العملي وكفاءة التبديل بين الأوضاع.

3-4-1- تصميم الهوائي المرشح Filter Antenna Design

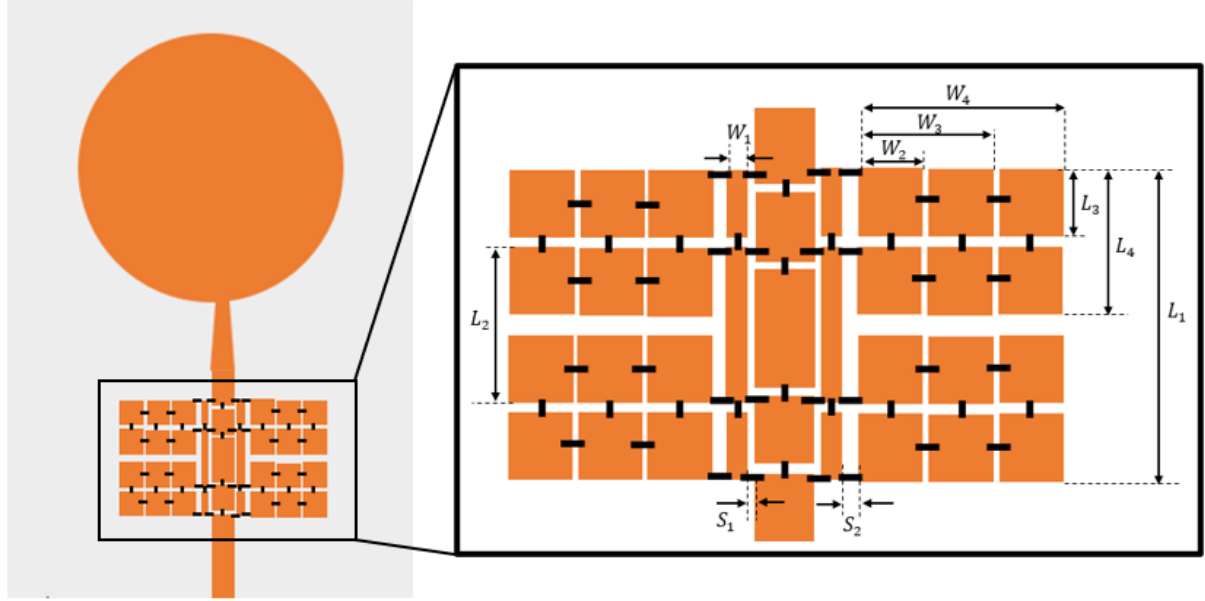
إن دمج رنان SIR في تصميم الهوائيات فائقة عرض المجال هو طريقة فعالة لتنفيذ مجالات رفض ترددية. تستخدم رنانات SIR خطوط شرائحية مكروية متناوبة من الممانعة العالية والمنخفضة، مما يتيح إنشاء تصميمات مضغوطة مع تحكم دقيق في ترددات الرنانة. عند دمج هذه الرنانة في هيكل الهوائي، عادةً على طول خط التغذية، تسمح رنانات SIR برفض انتقائي للتردد مع الحفاظ على الأداء العام لهوائي فائق عرض المجال. توفر هذه الطريقة حلاً فعالاً لتحقيق مجالات رفض ضيقة وحادة وقابلة للضبط دون زيادة كبيرة في حجم الهوائي أو تعقيده (Verma, 2021). نقوم بتبني هذا النهج لتطوير هوائي مرشح مع مجال رفض باستخدام رنانات SIR مقترنة بخطوط النقل. يوضح الشكل 3-49 البنى النموذجية لرنانات SIR المختلفة، والتي تتميز بقسمين منخفضي المقاومة عند الأطراف (الممانعة المميزة Z_2) وقسم بممانعة عالية في المنتصف (الممانعة المميزة Z_1).

يمكن تحقيق الاقتران بين الرنانات وخط التغذية من خلال طرائق مختلفة، إما كهربائياً أو مغناطيسياً، اعتماداً على نوع الرنان. تعتبر البنى الموضحة في الشكلين 3-49-ب و 3-49-ج مناسبة لتحقيق اقتران كهربائي بخط التغذية لإنتاج مجال رفض ترددي فعال. يتم تحديد ترددات الرنين في SIR وفق النسبة Z_2/Z_1 والأطوال الكهربائية θ_1 و θ_2 .



الشكل 3-49: البنى النموذجية لرنانات SIR

نعتمد بنية الهوائي الأساسي (هوائي أحادي القطب الدائري) الذي قمنا بتصميمه في الفقرات السابقة. ونقوم بإضافة رقع صغيرة متعددة ومرتبطة بشكل متماثل على جانبي خط التغذية بالإضافة إلى خطين شرائحين ميكرويين موضوعين على التوازي مع خط التغذية. يتم تشكيل رناتي SIR بالاعتماد على توصيل الخطوط الشرائحية مع الرقع. حيث تتحكم عملية التوصيل بإنتاج أطوال كهربائية مختلفة وممانعة مختلفة لرنانات SIR المشكّلة. يبين الشكل 3-50 بنية الهوائي المرشّح. يجري تحديد أبعاد الرقع وفق مايتناسب مع مجالات الرفض المرغوب إنشاءها. يتم ضبط المعاملات الرئيسية للتصميم L_1 ، W_1 ، L_4 ، W_4 لتحقيق الرنين عند المجالات الترددية المنخفضة مثل مجالي n77 و WiMAX. وللحصول على مجالات رفض ترددي أعلى يتم ضبط العرض W_4 والطول L_1 . أي أنه من خلال توصيل الرقع الصغيرة وشرائط اقتران فإنه يمكن تكوين SIR بأبعاد مختلفة وبالتالي مجالات رفض ترددية مختلفة. نقوم بإضافة ميزة إضافية للهوائي المرشّح وهي إمكانية ربط رنانات SIR الموجودة على جانبي خط التغذية بخط التغذية نفسه وذلك من أجل العمل كمرشّح تمرير مجال. تتيح هذه القدرة للهوائي العمل عبر مجالات ترددية متعددة، مما يعزز تنوع مجالات عمل الهوائي لمجموعة واسعة من التطبيقات. يضمن التصميم العام إعادة الضبط بكفاءة والتوافق مع مجالات التردد المختلفة، مما يجعله مناسباً لأنظمة الاتصالات اللاسلكية الحديثة.



الشكل 3-50: بنية الهوائي المرشح متعدد التطبيقات

يبين الشكل 3-51 أ بنية المرشح الذي يتم الحصول عليه عن توصيل بني SIR مع خط النقل، حيث نحصل على رنان حلقي متصل بـ SIR $\lambda_g/4$ مفتوح النهاية. ويمكن إيجاد تردد الرنين من خلال تحليل النمط الزوجي/الفردى (انظر الشكل 3-51). يمكن حساب سماحية الدخل للنمط الفردى والزوجى كمايلي:

$$Y_{in,o} = 2Y_1 \frac{Y_{o,1} + jY_1 \tan \theta'_1}{Y_1 + jY_{o,1} \tan \theta'_1} \quad (18-3)$$

$$Y_{in,e} = 2Y_1 \frac{Y_{e,1} + jY_1 \tan \theta'_1}{Y_1 + jY_{e,1} \tan \theta'_1} \quad (19-3)$$

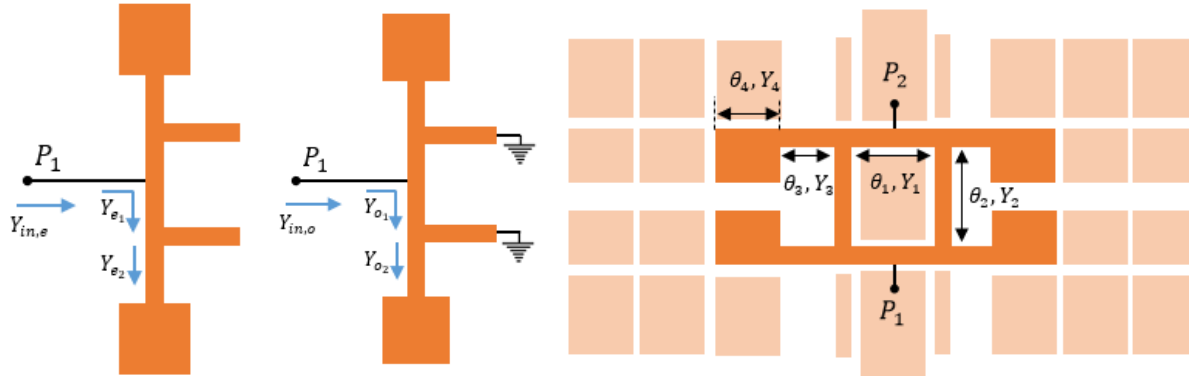
حيث $\theta'_1 = \frac{\theta_1}{2}$ و $\theta'_2 = \frac{\theta_2}{2}$ ، و $Y_{o,1}$ ، $Y_{e,1}$ تحسب كمايلي:

$$Y_{o,1} = Y_{o,2} - jY_2 \frac{1}{\tan \theta'_2} \quad (20-3)$$

$$Y_{e,1} = Y_{e,2} + jY_2 \tan \theta'_2 \quad (21-3)$$

مع $Y_{o,2}$ و $Y_{e,2}$ تعطى وفق المعادلات التالية (Bi, Ma, Cao, & Xu, 2021):

$$Y_{o,2} = Y_{e,2} = jY_3 \frac{2Y_3 \tan \theta_3 + Y_4 \tan \theta_4}{2Y_3 - Y_4 \tan \theta_3 \tan \theta_4} \quad (22-3)$$



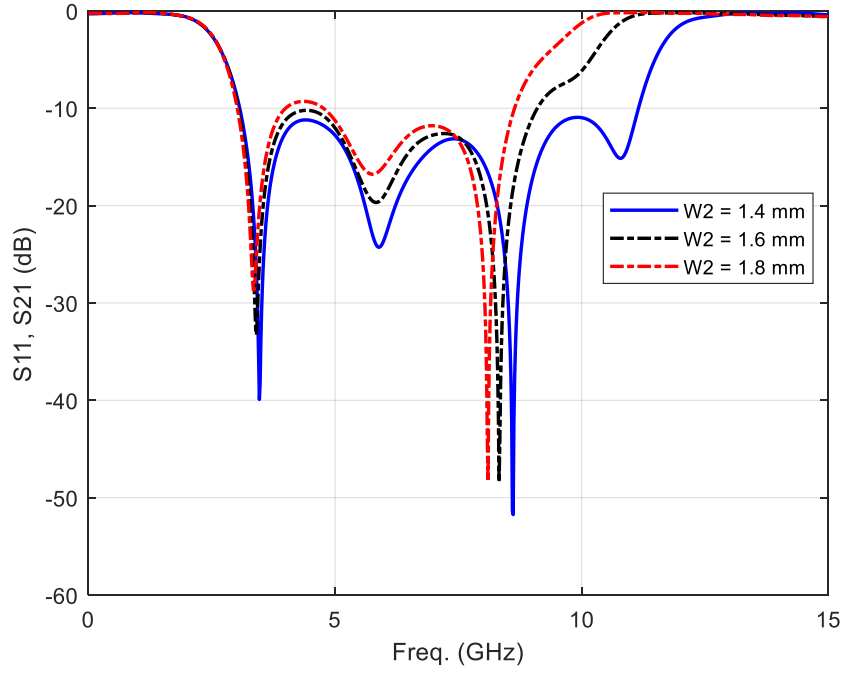
(أ) البنية الأساسية (ب) النمط الفردي (ج) النمط الزوجي

الشكل 3-51: بنية المرشح الناتج عن وصل SIR مع خط النقل

يوضح شكل المرشح الناتج أنّ هناك مجموعة من المعاملات التي يمكن التحكم بها من خلال إعادة الضبط وهي الأطوال الكهربائية θ_2 و θ_4 بالإضافة إلى نسبة الممانعة Z_4/Z_3 . بإجراء المحاكاة للمرشح الناتج مع تغيير عرض المقطع ذو الممانعة العالية (بوافق المعامل W_2 في الهوائي المرشح) نجد في الشكل 3-52 أنّ الاستجابة الناتجة هي استجابة UWB يتغير تردد القطع العلوي وفق قيمة W_2 . يبين الجدول 3-5 الأبعاد الكاملة لرنان SIR القابل لإعادة الضبط. (الموضح في الشكل 3-50).

الجدول 3-5: أبعاد SIR القابلة لإعادة الضبط

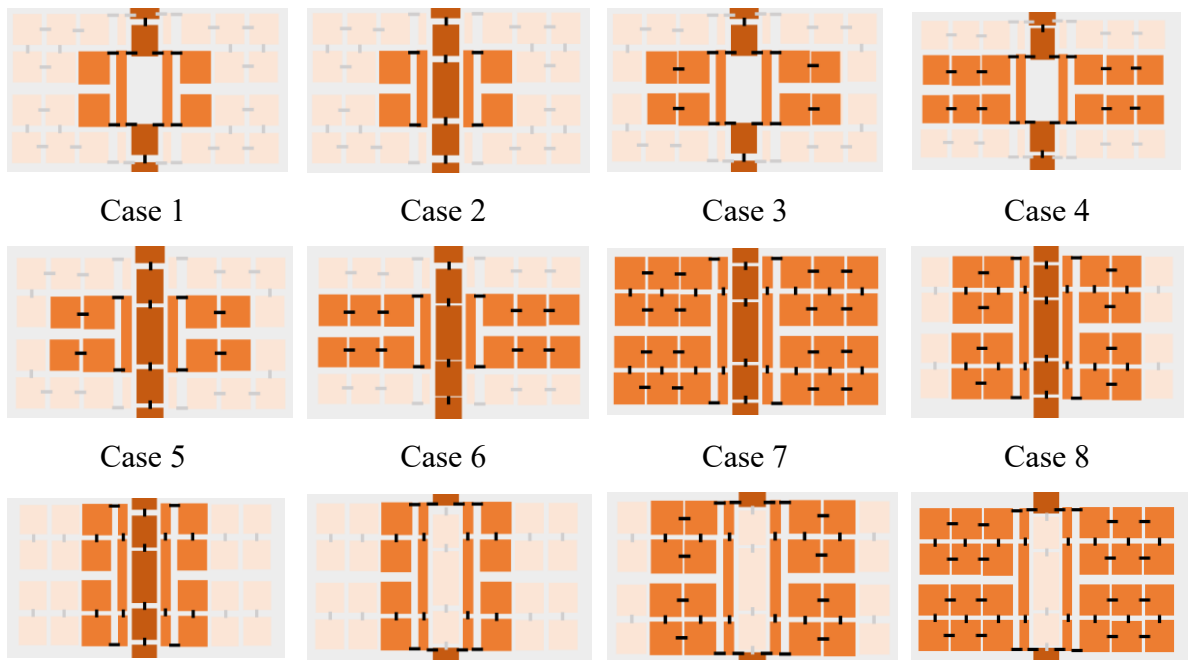
البعد	القيمة (mm)	البعد	القيمة (mm)
L_1	5.5	W_1	0.2
L_2	3	W_2	1.4
L_3	1.2	W_3	3.5
L_4	2.45	W_4	5.8
S_1	0.2	S_2	0.4

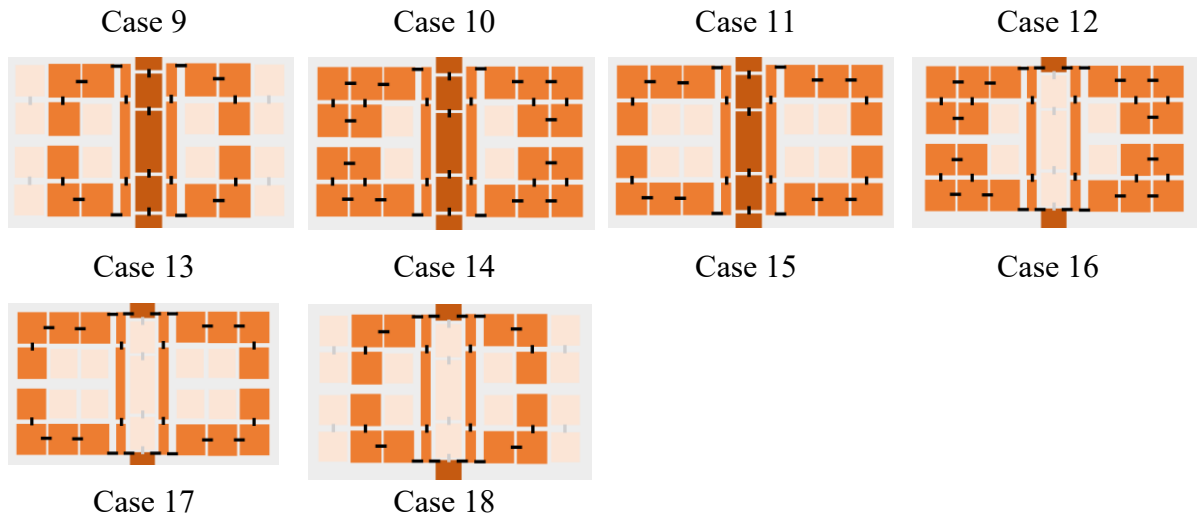


الشكل 3-52: استجابة المرشح الناتج عن وصل SIR مع خط التغذية وفق المعامل W_2

3-4-2- محاكاة الهوائي المرشح Filter Antenna Simulation

يمكن أن يعمل الهوائي المرشح في أوضاع مختلفة اعتماداً على إمكانية إعادة ضبط أبعاد SIR. عندما تكون رنانات SIR منفصلة عن خط التغذية يتم إنشاء مجال رفض ترددي. من ناحية أخرى، عندما يتم توصيل خط التغذية برنانات SIR، يتغير مجال تردد العمل للهوائي المرشح. تمت محاكاة 18 حالة مختلفة لتوصيل رنانات SIR كما هو موضح في الشكل 3-53.

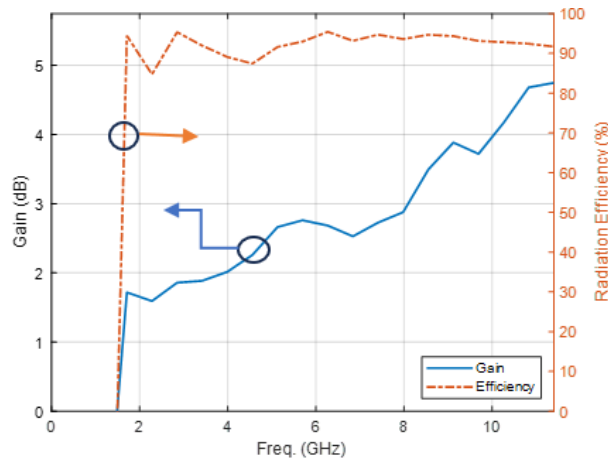




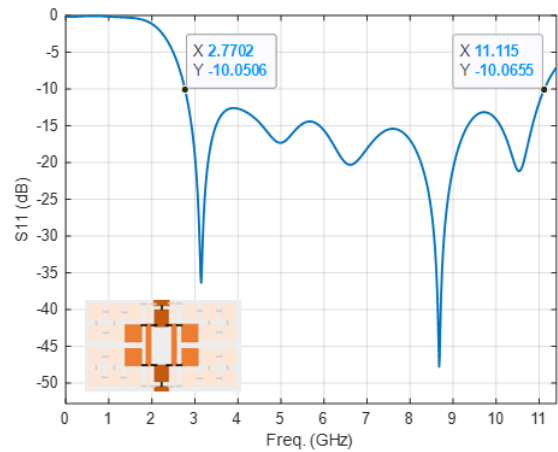
الشكل 3-53: الحالات المختلفة لتوصيل رنانات SIR

يمكن تصنيف الحالات السابقة ضمن ثلاث مجموعات رئيسية:

المجموعة الأولى: تتضمن الحالة الأولى فقط، والتي تغطي مجال UWB الرئيسي. يوضح الشكل 3-54 أ معامل انعكاس الهوائي المرشح في حين يوضح الشكل 3-54 ب ربح وفعالية الإشعاع للهوائي. نلاحظ من النتائج أنّ الهوائي له عرض مجال ممانعة ممتدة على المجال 2.7-11.12 GHz والذي يغطي كامل مجال UWB. في حين تتراوح فعالية الإشعاع بين 89% و 95%. ويزداد ربح الهوائي من 1.8 dBi عند تردد القطع السفلي للهوائي إلى 4.4 dBi عند تردد القطع العلوي.



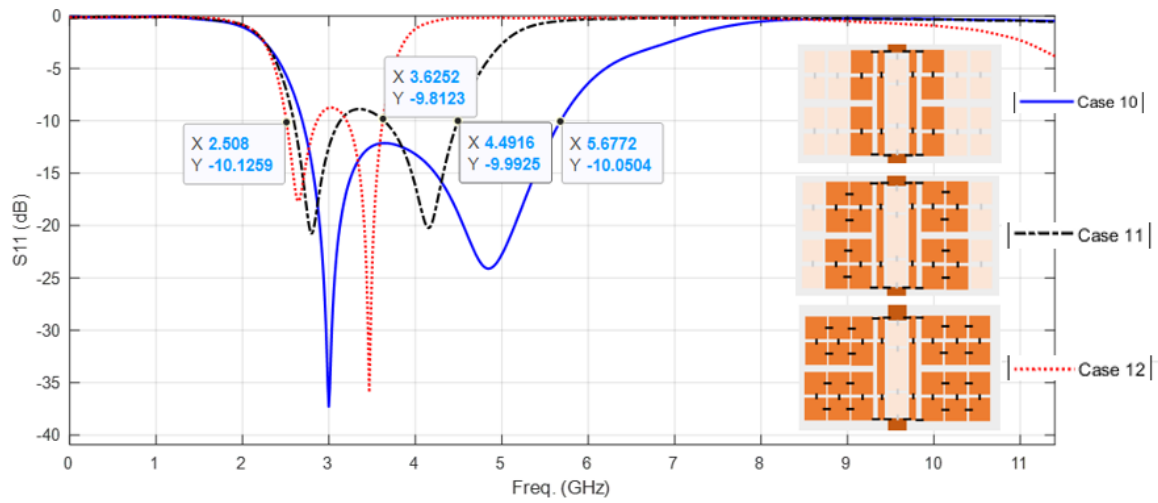
(ب) ربح وفعالية الإشعاع



(أ) معامل الانعكاس

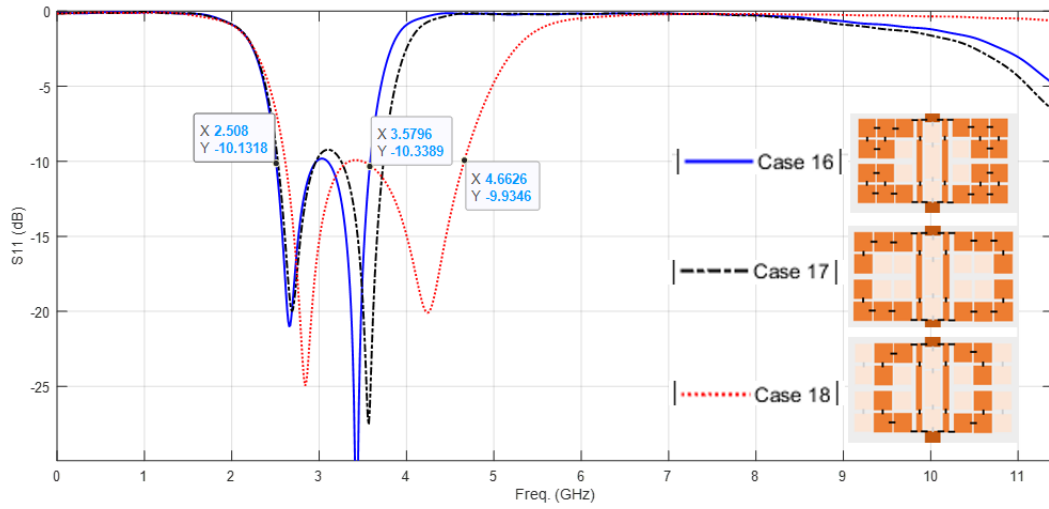
الشكل 3-54: ناتج محاكاة الحالة الأولى للهوائي المرشح

المجموعة الثانية: تتألف من الحالات التي تولّد مجالات تمرير مختلفة قابلة لإعادة الضبط. يوضح الشكل 3-55 معامل الانعكاس للحالات 10 و 11 و 12. نلاحظ من النتائج أنّ الهوائي المرشّح وفق الحالة 10 يغطّي المجال الترددي 2.7-5.6 GHz، وبالتالي يمكن استخدامه في أنظمة WiMAX و INSAT و WLAN و 5G (n77 و n78 و n79). أمّا الحالة 11، فتغطي المجال 3.6-4.5 GHz فهي مناسبة لنظام 5G (n77 و n78) فقط. في حين تكون الحالة 12 ذات المجال الترددي 3.3-3.6 GHz مناسبة لتطبيقات WiMAX.



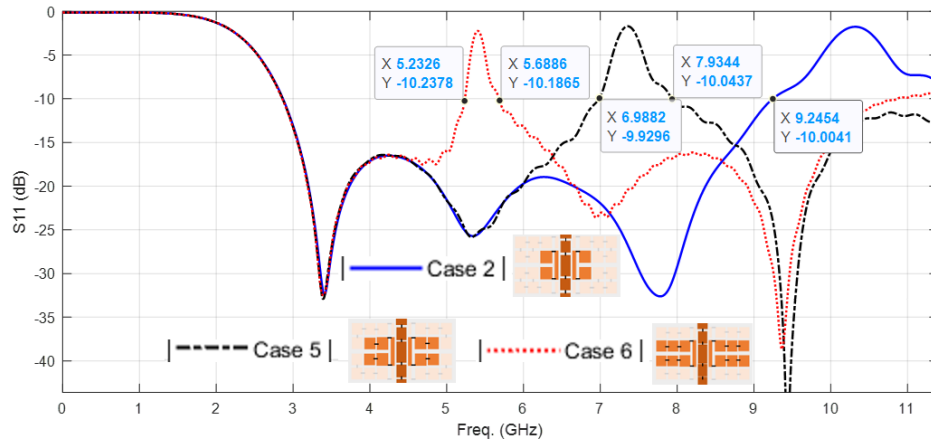
الشكل 3-55: معامل الانعكاس للحالات 10-11-12

تتضمن الحالات الأخرى ضمن هذه المجموعة الحالات 16 و 17 و 18. والتي تُظهر نتائج المحاكاة من أجلها (الشكل 3-56)، أن الحالتين 16 و 17 تغطيان نظام WiMAX بمجالات 3.20-3.57 GHz و 3.30-3.70 GHz على الترتيب. أمّا بالنسبة للحالة 18 فهي تغطي مجال 2.6-4.6 GHz، مما يجعلها قابلة للتطبيق على كل من أنظمة WiMAX و 5G.



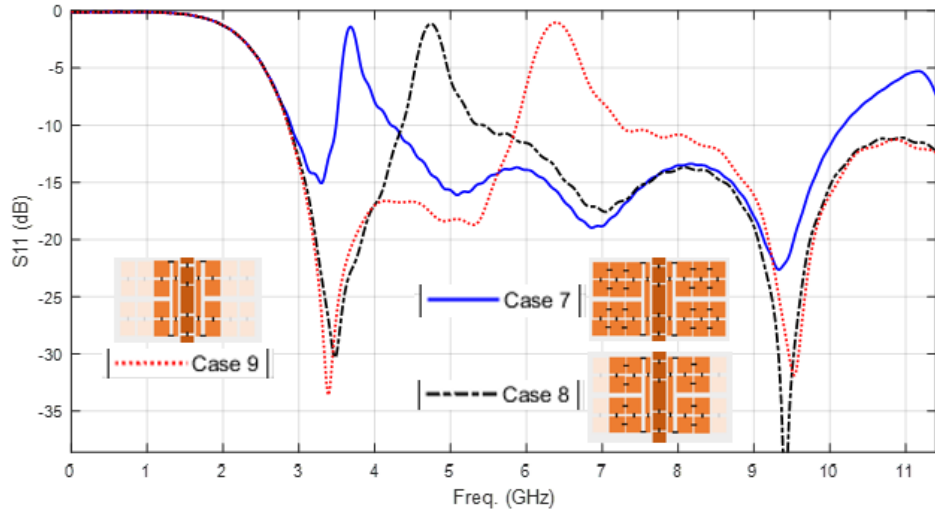
الشكل 3-56: معامل الانعكاس للحالات 16-17-18

المجموعة الثالثة: تحتوي هذه المجموعة على حالات رفض مجال ترددي. حيث يوضح الشكل 3-57 معامل الانعكاس للحالات 2 و 5 و 6. تنتج الحالة 2 مجال رفض ترددي 9.2-11.7 GHz، في حين تعطي الحالة 5 مجال رفض 6.9-7.9 GHz، مما يخفف بشكل فعال من التداخل مع الوصلة الهابطة لاتصالات الأقمار الصناعية ضمن المجال X. تولّد الحالة 6، مجال رفض ترددي 5.2-5.6 GHz والذي يساعد في التخفيف من التداخل مع مجال عمل WLAN السفلي.



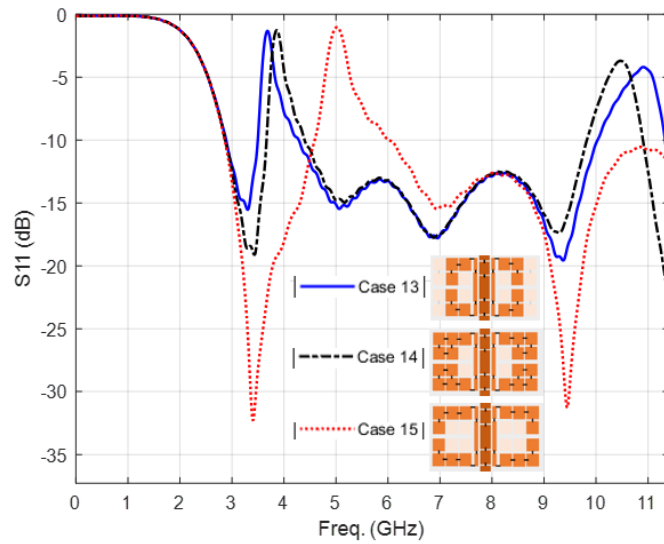
الشكل 3-57: معامل الانعكاس للحالات 2-5-6

يوضح الشكل 3-58 معامل الانعكاس للحالات 7 و 8 و 9. تُظهر الحالة 7 وجود رفض ترددي للمجال 3.4-4.2 GHz، والذي يمكنه التخفيض من التداخل مع أنظمة 5G وفق المجالات n77 و n78 و WiMAX. في حين تُنتج الحالة 8 مجال رفض 4.3-5.3 GHz وهو مناسب لإزالة التداخل من 5G (n79). في حين تُظهر الحالة 9 رفض ترددي للمجال 5.8-7.2 GHz.

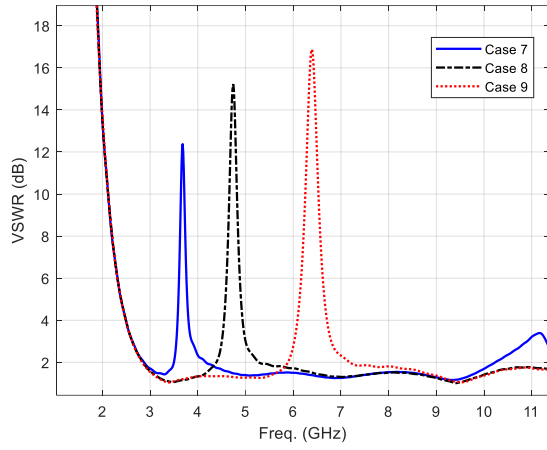


الشكل 3-58: معامل الانعكاس للحالات 7-8-9

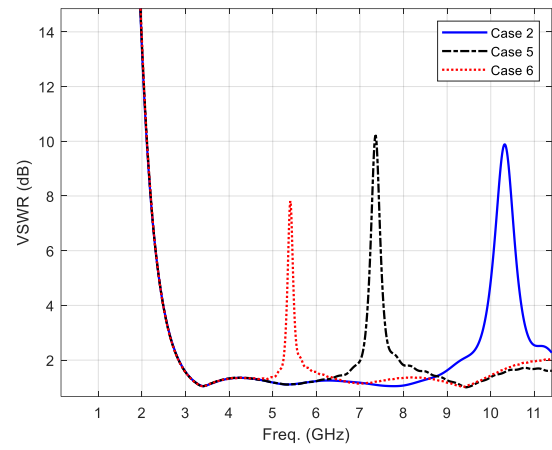
يوضح الشكل 3-59 مجالات الرفض الناتجة في الحالات 13 و 14 و 15. يتراوح مجال الرفض في الحالة 13، 3.4-4.3 GHz وهو مماثل لمجال الرفض الذي نتج في الحالة 7 ولكنه يظهر نسبة أمواج جهد مستقر VSWR أعلى عند مركز مجال الرفض (الشكل 3-60). تغطي الحالة 14 مجال الرفض 3.6-4.29 GHz، بينما مجال الرفض في الحالة 15 يمتد من 4.59 GHz وحتى 6 GHz، وهو يغطي كامل مجال شبكات WIFI. يوضح الجدول 3-6 المواصفات الكاملة للحالات المدروسة للهوائي المرشح.



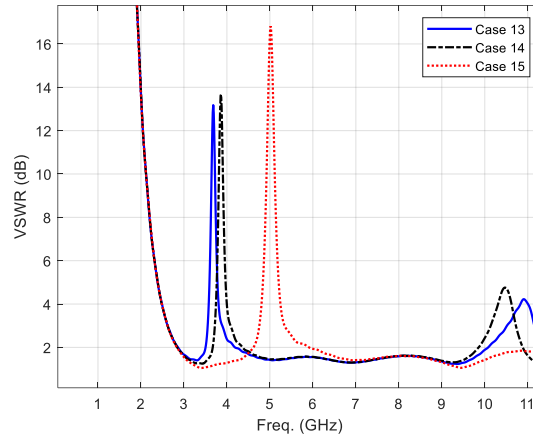
الشكل 3-59: معامل الانعكاس للحالات 13-14-15



(ب) الحالات 7-8-9



(أ) الحالات 2-5-6



(ج) الحالات 13-14-15

الشكل 3-60: نتائج VSWR للهوائي المرشح

الجدول 3-6: المواصفات الكاملة للحالات المدروسة للهوائي المرشح.

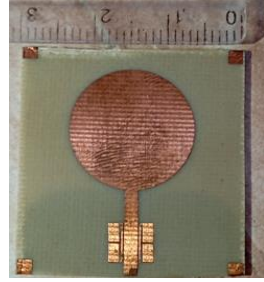
الحالة	المجال الترددي (GHz)	مجال الرفض (GHz)/VSWR (dB)	الرجح (dBi)/الرجح عند مجال الرفض (dBi)	فعالية الإشعاع الأعظمية	التطبيق
حالات SIR موصولة مع خط التغذية					
1	2.7-11.12	_____	[1.8-4.4]/_____	95	UWB
10	2.7-5.6	_____	[1.8-2.6]/_____	90	WiMAX, INSAT, WLAN, 5G (n77, n78, n79)
11	2.6-4.5	_____	[1.8-2.6]/_____	90	WiMAX, INSAT, 5G (n77, n78, n79)
12	2.5-3.6	_____	[1.8-2.2]/_____	88	WiMAX
16	2.5-3.57	_____	[1.8-2.0]/_____	86	WiMAX
17	2.5-3.7	_____	[1.5-2.3]/_____	95	WiMAX

WiMAX, 5G (n77, n78, n79)	92	[1.5-2.5]/___	_____	2.6-4.6	18
حالات SIR مفصولة عن خط التغذية					
إزالة التداخل مع اتصالات الأقمار الاصطناعية ضمن المجال X	95	[1.5-2.5]/-1.26	[6.9-7.9]/10.2	2.8-18	5
إزالة التداخل مع المجال السفلي لاتصالات WLAN	93	[1.8-3.8]/2.5	[5.2-5.6]/7.8	2.8-11	6
إزالة التداخل مع أنظمة 5G (n77, n78) و WiMAX	93	[1.8-3.7]/1.6	[3.4-4.2]/12.4	2.9-10.1	7
إزالة التداخل مع أنظمة 5G (n79)	94	[1.8-4.2]/1.7	[4.3-5.3]/15.2	2.9-18	8
إزالة التداخل مع أنظمة 5G (n77, n78) و WiMAX	96	[1.8-4.4]/1.6	[3.4-4.3]/13.2	2.9-10.1	13
إزالة التداخل مع أنظمة WLAN	96	[1.8-4.4]/1.0	[4.59-6]/16.8	2.9-18	15

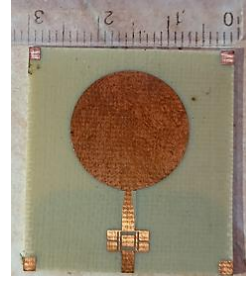
يظهر الجدول السابق أنّ الهوائي المرشّح يعمل في أوضاع متعددة، مما يوفر عرض مجال ترددي قابل لإعادة الضبط بالإضافة لتوليد مجالات رفض ترددية وذلك من أجل أن يكون الهوائي المرشّح قابل للعمل وفق أنظمة الاتصالات اللاسلكية المختلفة، ويمكن تلخيص الأوضاع الأساسية لعمل الهوائي كما يلي:

- **الوضع الأول:** يغطي الهوائي المرشّح مجال الأنظمة فائقة عرض المجال UWB (2.7-11.12GHz) مما يضمن تغطية واسعة ومعدلات بيانات عالية.
- **الوضع الثاني:** في هذا الوضع، يتم إعادة ضبط الهوائي ليتناسب مع تطبيقات WiMAX، و INSAT و WLAN و 5G (n77, n78, n79). كما ويمكن إعادة ضبط المجال الترددي المطلوب لمجالات ترددية أصغر، مما يجعل الهوائي المرشّح أكثر كفاءة للتطبيقات المستهدفة. تتتيح إمكانية إعادة الضبط للهوائي المرشّح التبديل بين الحالات المختلفة، واحدة مخصصة لـ WiMAX وأخرى لكل من مجالي WIFI و 5G وهذا يضمن الأداء الأمثل في كل سيناريو.
- **الوضع الثالث:** يقدم هذا الوضع إمكانية العمل ضمن أنظمة UWB مع إمكانية توليد مجالات رفض ترددية قابلة لإعادة الضبط وذلك لتخفيف التداخل مع إشارات INSAT، أو شبكات WIFI، أو أنظمة 5G أو نظام WiMAX.

نقوم بتنفيذ بعض حالات للهوائي المرشح من أجل التحقق من عمله. يجري التنفيذ باستخدام ركيزة من شركة Arlon بثابت عازلية $\epsilon_r = 3.25$ وسماكة $h = 0.8 \text{ mm}$ وعامل فقد $\tan \delta = 0.0032$. يبين الشكل 3-61 صور النماذج المنفذة، والتي تتكوّن من تصميم حالة حالة UWB والحالة رقم 9. جرت عملية التنفيذ على اعتبار وجود وصل أمثلي. تبيّن الأشكال 3-62 و 3-63 فقد الانعكاس للنماذج المنفذة.

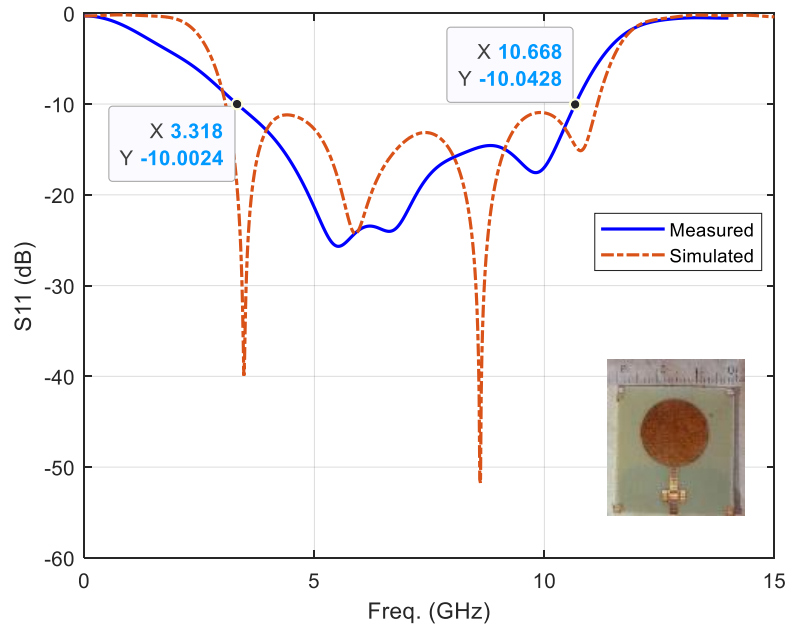


(ب) الحالة 9

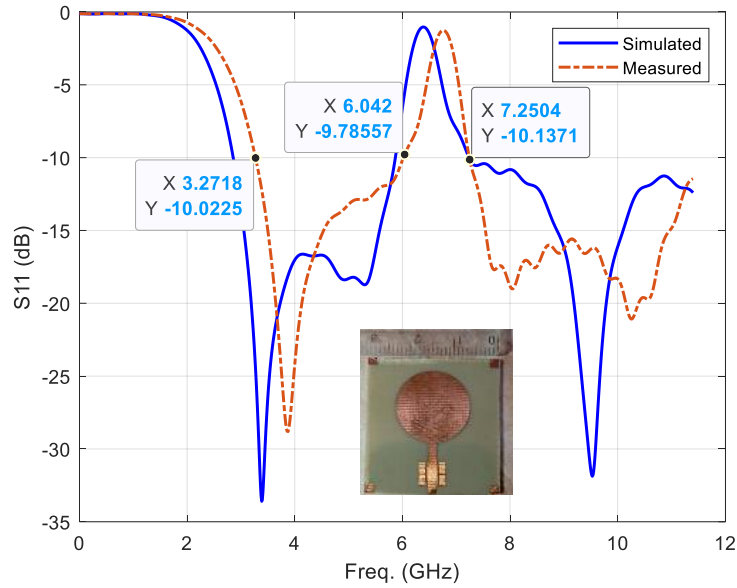


(أ) الحالة 1

الشكل 3-61: تنفيذ بعض حالات الهوائي المرشح



الشكل 3-62: فقد انعكاس الهوائي المرشح المنفذ (الحالة 1)



الشكل 3-63: فقد انعكاس الهوائي المرشح المنقذ (الحالة 9)

يظهر الشكل (3-62) أنّ الهوائي يحقق عرض مجال ممانعة يمتد من 3.31 GHz وحتى 10.66 GHz أمّا بالنسبة للشكل (3-63) فيبدو من الشكل أيضاً أنّ الهوائي المرشح يحقق نفس مجال الرفض مع إزاحة بسيطة في التردد السفلي لمجال الرفض. يقدم الجدول 3-7 مقارنة بين النتائج التي يقدمها هذا التصميم مع تصميمات متعددة لهوائيات مرشحة قابلة لإعادة الضبط من حيث المجالات الترددية ومجالات الرفض الترددي والربح الأعظمي ضمن مجالات التمرير بالإضافة إلى فعالية الإشعاع وتطبيقات هذه التصميمات.

الجدول 3-7: مقارنة هوائيات مرشحة قابلة لإعادة الضبط

التصميم	المجال الترددي (GHz)	مجال الرفض (GHz)/VSWR (dB)	الربح (dBi)/الربح عند مجال الرفض (dBi)	فعالية الإشعاع الأعظمية	التطبيق
(Awan, Hussain, Kim, & Kim, 2022)-2022	3.17–3.82	_____	2.34/_____	90	5G sub-6 GHz, 4G LTE, WIFI, GSM
	2.27–2.64		2.74/_____	89	
	2.02–2.29		3.02/_____	88	
	1.81–2.05		3.12/_____	90	
	1.66–1.93		3.2/_____	88	
(Ullah, et al., 2022)-2022	2.74–3.52	_____	1.56/_____	لم يذكر	5G sub-6 GHz, WIFI X-Band Satellite
	7.01–8.93		4.24/_____		

		1.67/____ 1.68/____ 3.49/____ 1.69/____		2.19-2.44 3.76-5.12 9.12-9.84 3.36-5.17	
WIFI, Bluetooth X-Band Satellite	لم يذكر	4.30/____ 2.65/____ 3.39/____ 4.66/____ 1.71/____	_____	9.95-12.61 2.95-7.75 2.88-8.41 4.79-7.99 2.40-2.47	)Boddu ، Vinay ، Deb و ، Roy(2022 ،- 2022
WIFI	لم يذكر	3.5/____ 5.2/____ 5.5/____	_____	2.4-2.7 3.4-3.5 4.6-5.4	(Elwi, Al- Shaikhli, Al- Khaylani, & Abdulsattar, 2024)-2024
UWB, WiMAX	لم يذكر	4.32/____ 2.32/____	_____	2.88-11 3.31-3.71	(Hui, et al., 2023)-2023
UWB UWB مع إزالة التداخل (5G, WIFI, X- مع band)	89	4.2/____ 4.2/-12 4.2/-14 4.2/- 11.92 4.2/-14	_____ 5.2-6/20 7.38- 7.743/47 5.05-5.86/21 7.2-7.75/47	2.8-10.74 2.8-10.74 2.8-10.74 2.8-10.74 2.8-10.74	(Hasan, Abdullah, & Alnahwi, 2022)-2022
UWB	لم يذكر	5/____ 1.1 & 3.5/____	_____	3.01-10.8 Dual band (3.35 & 5.2)	(Cui, Zhang, Wu, & Yan, 2020)-2020
UWB, WiMAX, INSAT, WLAN, 5G (n77, n78, n79) UWB مع إزالة التداخل (5G, WIFI, مع WiMAX, INSAT, X-band)	95 90 95 93 96 94 96	4.4/____ 2.6/____ 2.5/-1.26 3.8/2.5 4.4/1.6 4.2/1.7 4.4/1.0	_____ _____ [6.9-7.9]/10.2 [5.2-5.6]/7.8 [3.4-4.3]/13.2 [4.3-5.3]/15.2 [4.59-6]/16.8	2.7-11.12 عرض مجال متغير (2.7- 5.6) 2.8-18 2.8-11 2.9-10.1 2.9-18 2.9-18	هذا التصميم

تغطي التصميمات المذكورة في الجدول السابق مجموعة متنوعة من المجالات الترددية، وتستهدف تطبيقات مختلفة مثل 5G للمجالات الترددية تحت 6 GHz و WIFI و Bluetooth و UWB واتصالات الأقمار الصناعية في المجال X. على سبيل المثال، يعمل (Awan, Hussain, Kim, 2022) & Kim, 2022) في خمسة مجالات ترددية ضيقة تتوضع جميعها بين التردد 1.66 GHz و 3.82 GHz، وذلك لتخديم تطبيقات GSM، 4G-LTE، 5G، WIFI. وبالمثل، يوفر (Ullah, et al., 2022) و (Deb, Vinay, Boddu, Roy, 2022) تصاميم قابلة لإعادة الضبط ولكن مع أوضاع تشغيل أقل (ثلاثة وأربعة أوضاع تشغيل على التوالي). يتضمن التصميم في (Hasan, Abdullah, & Alnahwi, 2022) رفض مجالين تردديين للتخفيف من التداخل مع شبكة 5G، WIFI وإشارات الوصلة الهابطة لاتصالات الأقمار الصناعية ضمن المجال X. تقع مجالات المنع عند 5.2-6 GHz و 7.38-7.75 GHz. مع قيم VSWR عالية (تصل إلى 47 dB)، مما يؤدي إلى رفض الإشارات غير المرغوب فيها بشكل فعال. تشير التصميمات (Awan, 2022) & Kim, 2022)، (Ullah, et al., 2022)، (Deb, Vinay, Boddu, Roy, 2022)، (Hui, 2022)، (Elwi, Al-Shaikhli, Al-Khaylani, & Abdulsattar, 2024) و (Hui, et al., 2023) إلى ربح هوائي يتراوح من 2.34 dB إلى 5 dB، لكن معظمها لا تحدد قيم الربح عند ترددات الرفض، وهو أمر بالغ الأهمية لتقييم الأداء أثناء رفض التداخل. يوضح التصميم المقترح قابلية مرنة لإعادة الضبط والقدرة على التبديل بين أوضاع التشغيل المختلفة، فهو قابل للعمل في وضع تشغيل UWB مع وبدون مجال رفض ترددي يمكن ضبطه أيضاً من أجل تخفيف التداخل مع الأنظمة (5G, WIFI, WiMAX, INSAT, X-band)، بالإضافة إلى وضع تمرير المجال والذي يمكن ضبط عرضه من أجل القدرة على العمل ضمن التطبيقات المختلفة، WiMAX, (n77, n78, n79) 5G, WLAN, INSAT. يوفر التصميم المقترح ربح هوائي يصل إلى 4.4 dB عبر الأوضاع المختلفة مع قيم ربح عند ترددات الرفض (تتراوح من -1.26 dB إلى 2.5 dB). يضمن الربح المنخفض نسبياً عند ترددات الرفض قمعاً فعالاً للإشارات غير المرغوب فيها، بينما يضمن الربح العالي نقل إشارة قوي خارج مجالات الرفض. يحقق التصميم المقترح فعالية إشعاع أعلى، تتراوح من 90% إلى 96%. يشير هذا إلى أن الهوائي يحافظ على أداء ممتاز عبر مجاله الترددي الواسع وأوضاع

التشغيل المتعددة. ونتيجة لذلك، يتفوق الهوائي المقترح على التصميمات المدروسة في العديد من المجالات الرئيسية:

(1) **مجال ترددي أوسع:** يدعم التصميم مجال عمل أوسع يتراوح بين 2.7-11.12 GHz، مقارنة بالتصميمات الأخرى التي تقتصر عادةً على مجالات ضيقة فقط (على سبيل المثال، Awan, Hussain, Kim, & Kim, 2022 عند 1.66-3.82 GHz، Elwi, Al-Shaikhli, Al- Khaylani, & Abdulsattar, 2024 عند 2.4-5.4 GHz)

(2) **عرض المجال الترددي القابل لإعادة الضبط:** على عكس العديد من التصميمات الأخرى، يسمح الهوائي المقترح بإعادة تكوين عرض المجال الترددي، مما يمكنه من التكيف مع معايير الاتصالات المتعددة (UWB و WiMAX و INSAT و WLAN و 5G). هذا المستوى من المرونة لا يضاهيه معظم التصميمات الأخرى في المقارنة، والتي غالباً ما تكون ثابتة على مجالات ترددية محددة.

(3) **فعالية إشعاع أعلى:** يحقق الهوائي فعالية إشعاع تصل إلى 96% متفوقاً بشكل كبير على التصميمات الأخرى التي تتراوح حول 88-90%. تضمن هذه الفعالية العالية أداءً أفضل للنظام بشكل عام في التطبيقات الواقعية

(4) **آلية رفض ترددي متقدمة:** يتضمن التصميم رفض ترددي قابل لإعادة الضبط، مما يسمح له بالتخفيف بشكل فعال من التداخل في مجالات متعددة، بما في ذلك الأقمار الصناعية ضمن المجال X، وشبكات WIFI، و 5G. هذه القدرة على التكيف أكثر شمولاً من مجالات الرفض الترددية الموجودة في تصميمات مثل (Hasan, Abdullah, & Alnahwi, 2022).

(5) **التحكم في الربح العالي:** تُظهر القدرة على الحفاظ على ربح ذروة مرتفع (حتى 4.4 dBi) مع ضمان ربح منخفض عند مجالات الرفض الترددي القدرة على تخفيف التداخل. ومع ذلك، تأتي هذه المزايا على حساب زيادة تعقيد التصميم. يشتمل الهوائي المقترح على عناصر متعددة قابلة لإعادة الضبط، مثل التحكم في المجال الترددي ومجال الرفض الترددي، مما يتطلب تصميمًا معقدًا وضبطاً دقيقاً. وقد يؤدي هذا التعقيد إلى ارتفاع تكاليف التصميم والتصنيع، فضلاً عن

الحاجة إلى دارات تحكم أكثر تطوراً لإدارة الميزات القابلة لإعادة الضبط. وعلى الرغم من هذه التحديات، فإن الأداء المحسن وتعدد استخدامات الهوائي يجعلانه حلاً جذاباً للغاية لأنظمة الاتصالات اللاسلكية الحديثة.

3-5- تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال مضغوط Compact

UWB Filtenna Design

مع زيادة الاهتمام بتصغير الأجهزة الإلكترونية وزيادة تعقيدها، ازداد الطلب على هوائيات UWB أصغر وأخف وزناً لتحسين قابلية الحمل والاستخدام (Bhopale & Pawar, 2024). هذا الأمر يكتسب أهمية خاصة في تطبيقات مثل الاتصالات الطبية، حيث تكون هناك حاجة إلى هوائيات مدمجة قادرة على العمل عبر مجالات ترددية متنوعة (Mezaal, Ghazi, Kamil, Al-Hillali, & Al-Majdi, 2024). على الرغم من أن زيادة حجم الهوائي يمكن أن تحسن من ربحه كما هو واضح في دراسات التصوير بالأمواج المكروية (Bhargava, Rattanadecho, & Jiamjiroch, 2024)، إلا أن هناك تبادلاً معقداً بين تحقيق أداء مقبول والحفاظ على أبعاد عملية (Mokhtari, Oussaid, Mansoul, & Challal, 2024). على سبيل المثال، في أنظمة الكشف عن سرطان الثدي باستخدام الأمواج المكروية، تعد الأبعاد الصغيرة للهوائي أمراً بالغ الأهمية لتحقيق تصميمات مدمجة وفعالة من حيث التكلفة، رغم التحديات المرتبطة بالعمل عند الترددات المنخفضة (R Nawati, et al., 2024). للتعامل مع التحديات المذكورة، تم تطوير العديد من التقنيات لتقليل حجم هوائيات UWB مع تحقيق توازن بين الأداء، عرض المجال الترددي، وفعالية الإشعاع. نذكر من هذه التقنيات

1. الركائز ذات ثابت العازلية المرتفع ($\text{High Dielectric Constant} - Dk$): تتيح الركائز ذات ثابت العازلية المرتفع تصميمات فائقة الرقة ومناسبة للتطبيقات ذات المجال الترددي المرتفع. ومع ذلك، فإن الاعتماد على مواد معينة قد يحد من مرونة التصميم (Nguyen & Chung, 2023).

2. **بنى الفجوة الكهرومغناطيسية (EBG):** تعمل هذه البنى على تعزيز رنين التيارات السطحية وعرض المجال الترددي مع تقليل الحجم، مما يجعلها مثالية للتطبيقات القابلة للارتداء والتي تحتاج إلى المرونة. ومع ذلك، تتطلب هذه التقنية دقة عالية في التصميم، مما يزيد من التعقيد (Rafasari, Ryanu, & Nur, 2023).

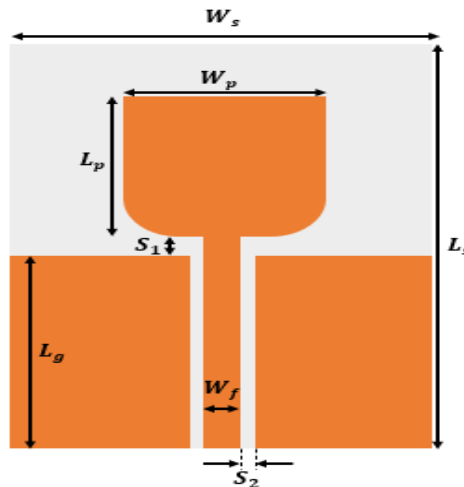
3. **بنى الأرضي المشوّهة (DGS):** تمثل هذه التقنية نهجاً فعالاً آخر لتحسين عرض المجال الترددي وتوفير موافقة ممانعة أفضل وبتكلفة أقل مقارنة ببعض التقنيات المتقدمة مثل المواد الفائقة. ومع ذلك، تظل هذه البنى حساسة لدقة التصنيع، مما قد يؤدي إلى مشكلات مثل زيادة الإشعاع الخلفي وتقليل العزل في الأنظمة متعددة العناصر (Mokhtari, Oussaid, Mansoul, & Challal, 2024; Rajappa, Chandrappa, & Soloni, 2024; Mishra & Beg, 2022).

4. **بنى المواد الفائقة (Metamaterials):** تقدم هذه البنى حلولاً قوية لتصغير الحجم بشكل كبير، حيث تمكن من تصغير الحجم وتحسين العزل من خلال تصاميم مبتكرة للرنانات مثل (SRRs)، والرنانات المثلثية الموصولة سعويّاً Triangular Capacitive-Coupled Resonators (TSCCR)، والرنانات ذات الفتحات المائلة Diagonal Cross-Slot Resonators (SSDCS) (Rajakumar, Meena, & Rajendran, 2024; Neeshu Resonators (SSDCS) & Tiwary, 2020). تساعد هذه البنى على تعزيز الترابط وتقليل ترددات الرنين، مما يؤدي إلى تحسينات ملحوظة في عرض المجال الترددي وفعاليّة الهوائي. ومع ذلك، تظل تعقيدات التصنيع، والتكلفة، والفقدان المحتمل في الفعاليّة عند الترددات العالية تحديات رئيسية (Rajakumar, Meena, & Rajendran, 2024). من بنى المواد الفائقة المستخدمة في تصغير حجم الهوائيات البنى ذات الحلقات المفتوحة غير المتجانسة Heterogeneous Open Ring (HOR)، والتي عند دمجها مع بنى (DGS)، يتم تقليل ترددات الرنين وتعزيز الترابط، مما يحقق تخفيضاً في الحجم يصل إلى نسبة 37.9% (Chen, Guo, Xue, Wang, & Pang, 2023). هناك أيضاً خطوط النقل المركبة اليمنى/اليسرى (CRLH) والتي

تستفيد من ظاهرة الرنين الصفري (ZOR) zeroth-order resonance لتحقيق تصغير شديد مع الحفاظ على عرض مجال واسع. توفر هذه التقنية تحسناً كبيراً في عرض المجال الترددي وريج الهوائي، مما يجعلها مناسبة بشكل خاص للتطبيقات المتقدمة مثل اتصالات الأمواج المليمترية (Kumar و Kumari، Composite right/left-handed ultra-wideband metamaterial antenna with improved gain). ومع ذلك، يبقى تعقيد تصميم وتصنيع الهوائيات المستندة إلى CRLH عائقاً أمام إمكانية التوسع في الإنتاج الضخم. سنقوم بالاعتماد على بنى المواد الفائقة من أجل تصميم هوائي فائق عرض المجال وصغير الحجم. سنقوم بإدخال تأثير سعوي تسلسلي بالإضافة إلى أثر تحريضي تفرعي لبنية الهوائي. يؤدي الدمج بين التأثير السعوي والتأثير التحريضي إلى تشكيل بنية مواد فائقة ذات خصائص كهرومغناطيسية متقدمة تساهم في تحسين أداء الهوائي من حيث عرض المجال الترددي والفعالية.

3-5-1- تصميم الهوائي الأساسي Basic Antenna Design

هناك العديد من الطرائق التي يمكن من خلالها إضافة أثر تحريضي تفرعي في بنية الهوائي. وجميع هذه الطرائق تحتاج إلى توصيل بين رقعة الإشعاع وطبقة الأرضي مما يتطلب إجراء ثقب في ركيزة الهوائي. لذلك نقوم بالاعتماد على بنية هوائي بتغذية CPW من أجل إلغاء الحاجة إلى وجود ثقب في بنية الهوائي. يبين الشكل 3-64 بنية الهوائي الأساسية والتي تتكوّن من رقعة إشعاع مستطيلة الشكل ذات حواف مدبّبة مع طبقة أرضي موجودة على جانبي خط التغذية.



الشكل 3-64: بنية الهوائي CPW الأساسية

ينتشر ضمن رقعة الهوائي الأنماط TM_{nmz} والتي تعبر عن توزيع الحقل المغناطيسي العرضاني Transversal Magnetic Field Distribution في اتجاه الانتشار z والحقلين المغناطيسيين في الاتجاه x والاتجاه y ، وذلك عند استخدام الإحداثيات الديكارتية. حيث يكون المحور x والمحور y موازيين للمستوي الأرضي والمحور z عمودي عليها. يشار بشكل عام إلى هذه الأنماط بالرمز TM_{nmz} وغالباً ما يتم حذف القيمة z لأن تغير الحقل الكهربائي مهمل باتجاه المحور z . لذلك يبقى الرمز TM_{nmz} مع n و m فقط تعبران عن تغيرات الحقل في الاتجاه x و y . يدعى نمط الانتشار الأساسي في الرقعة المستطيلة بالنمط TM_{10} والذي يعبر عن حقل مهمل في الاتجاه العرضاني ($m = 0$) في حين يواجه الحقل تغيراً من قيمة دنيا إلى قيمة عظمى فقط عفي الاتجاه x . لذلك فإن $n = 1$ وبالتالي يكون نمط الانتشار هو TM_{10} (Balanis, 2016). تعطى علاقة تردد الرنين لأنماط الانتشار في الرقعة المستطيلة على النحو التالي (Verma, 2021):

$$f_{mn} = \frac{ck_{mn}}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (18-3)$$

حيث c سرعة الانتشار، ϵ_r ثابت عازلية الركيزة، k_{mn} رقم موجة القطع (cutoff wavenumber) والذي يعطى بالعلاقة (Verma, 2021):

$$k_{mn} = \left[\left(\frac{m\pi}{L} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{W} \right)^2 \right]^{-1/2} \quad (19-3)$$

حيث $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$ طول الرقعة المستطيلة، W عرض الرقعة المستطيلة. من أجل الحصول على تردد الرنين الأساسي $f = 3 \text{ GHz}$ والذي يوافق نمط الانتشار TM_{10} . جرى في (Deshmukh, Desai, Shaikh, & Lele, 2015) إيجاد قيمة أدق لتردد رنين نمط الانتشار TM_{10} في الهوائيات أحادية القطب المستوية آخذين بعين الاعتبار الطول الفعال L_{eff} بالاعتماد على توزيع التيار السطحي ضمن الهوائي على النحو التالي:

$$L_{eff} = \frac{a + W_p + 2L_p}{2} + L_f \quad (20-3)$$

حيث W عرض رقعة الإشعاع، L طول رقعة الإشعاع، L_f طول خط نقل التغذية، و a تحسب كالتالي:

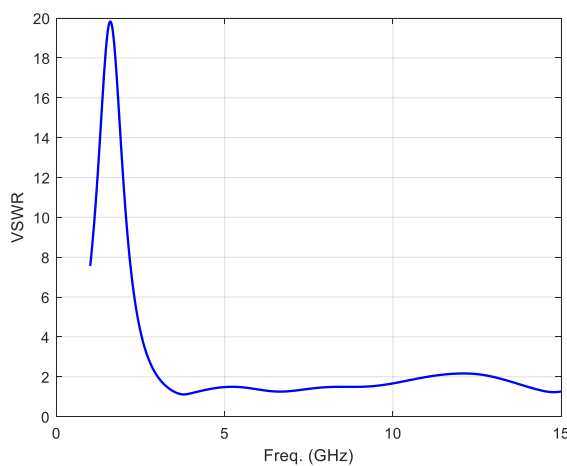
$$a = \sqrt{W_p^2 + (L_p/2)^2} \quad (21-3)$$

نقوم بحساب طول رقعة الإشعاع. أمّا بالنسبة لعرض رقعة الهوائي فهو يؤثر على أنماط الانتشار العرضانية. يبيّن الجدول 3-8 الأبعاد الفيزيائية للهوائي.

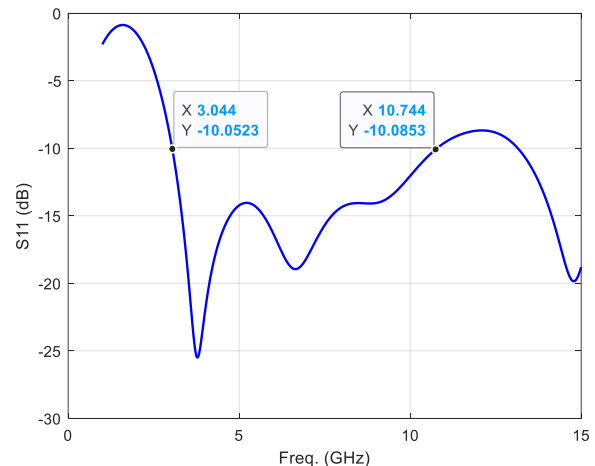
الجدول 3-8: أبعاد هوائي CPW

البعد	القيمة (mm)	البعد	القيمة (mm)
L_s	40	W_f	1.89
W_s	40	L_g	15.9
L_p	15.8	s_1	0.9
W_p	17.5	s_2	0.3

نقوم بتصميم الهوائي باستخدام ركيزة Arlon بثابت عازلية $\epsilon_r = 3.25$ وسماكة $h = 0.08 \text{ cm}$. بإجراء المحاكاة للهوائي الموضّح على برنامج CST نلاحظ عرض المجال الفائق الذي يشغله الهوائي والذي يمتد من 3 GHz إلى 10.74 GHz كما هو مبين في الشكل 3-65أ، في حين يبيّن الشكل 3-65ب نسبة أمواج الجهد المستقرة VSWR. حيث نلاحظ أنها أصغر من 2 على كامل المجال. أمّا بالنسبة لربح وفعالية إشعاع الهوائي فهي موضّحة في الشكل 3-66.



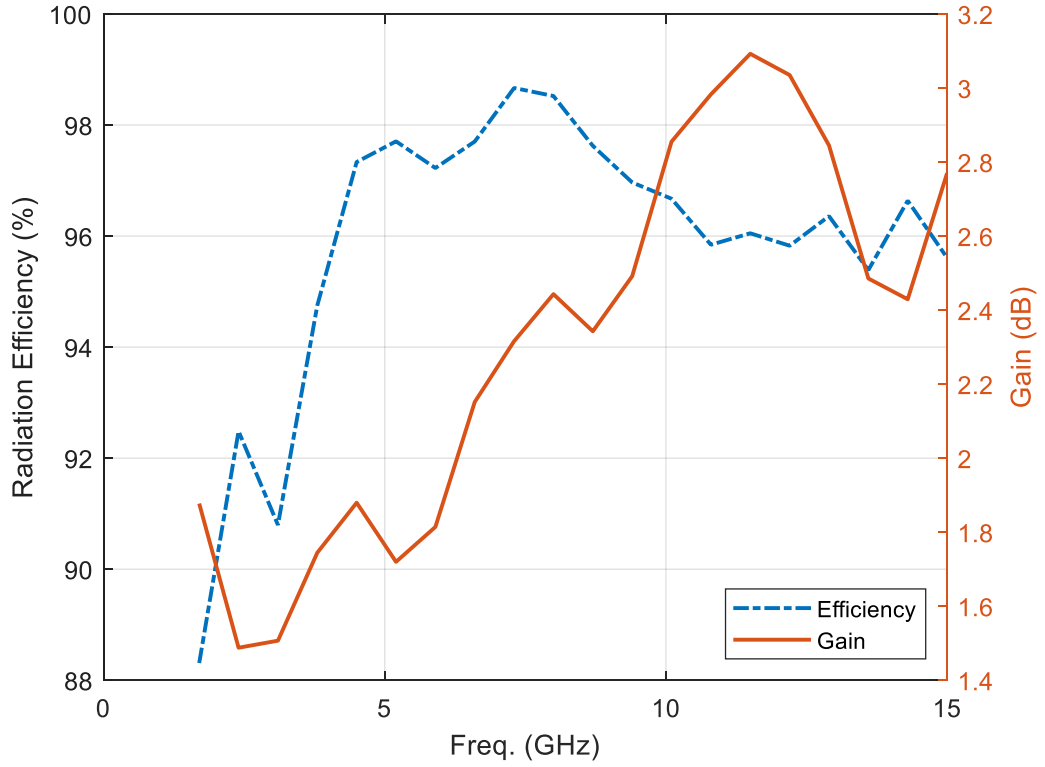
(ب) VSWR



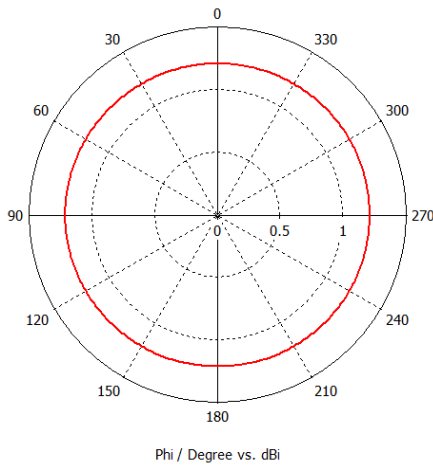
(أ) فقد الانعكاس

الشكل 3-65: أداء هوائي CPW الأساسي

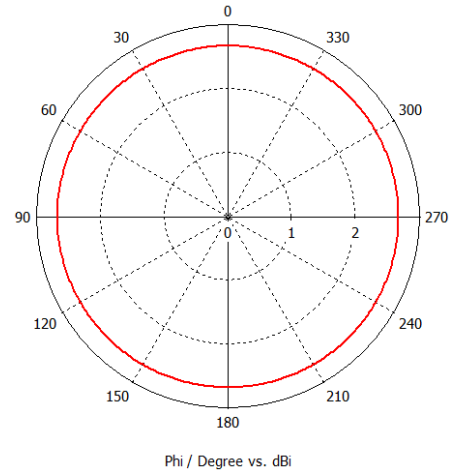
حيث نلاحظ أنّ فعالية الإشعاع للهوائي تتغير بين 90% و 98.2%، في حين أنّ الربح يتغير من 1.5 dBi وحتى 3.4 dBi. يتضح من الشكل عند التردد 10 GHz زيادة في الربح غير متوافقة مع زيادة في الفعالية وذلك لأن الفعالية هنا تأخذ بعين الاعتبار فعالية الانعكاس على دخل الهوائي. تبين الأشكال 67-3 و 68-3 المخططات الإشعاعية للهوائي الأساسي في المجالين المغناطيسي والكهربائي على الترتيب عند الترددات 4 GHz، 6 GHz، 8 GHz، 10 GHz.



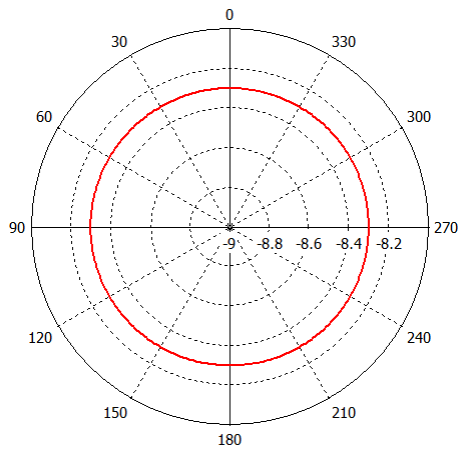
الشكل 66-3: ربح وفعالية إشعاع هوائي CPW الأساسي



(ب) عند التردد 6 GHz

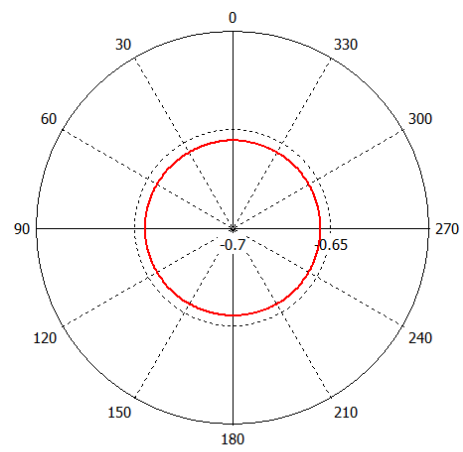


(أ) عند التردد 4 GHz



Phi / Degree vs. dBi

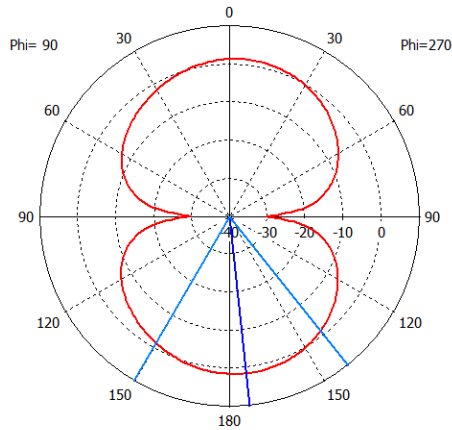
(د) عند التردد 10 GHz



Phi / Degree vs. dBi

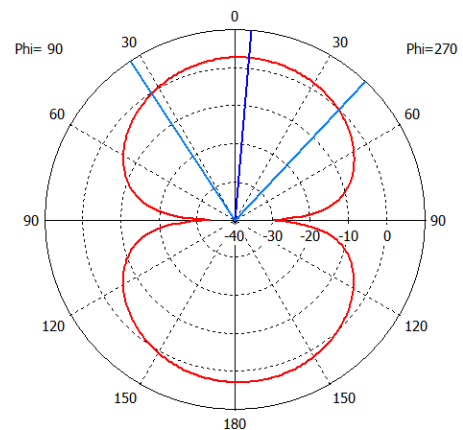
(ج) عند التردد 8 GHz

الشكل 3-67: المخطط الإشعاعي لهوائي CPW الأساسي في مستوى الحقل المغناطيسي



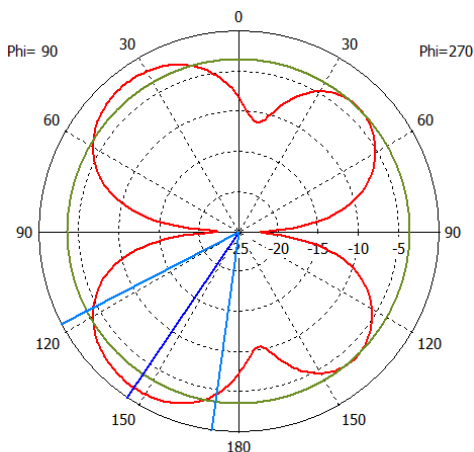
Theta / Degree vs. dBi

(ب) عند التردد 6 GHz



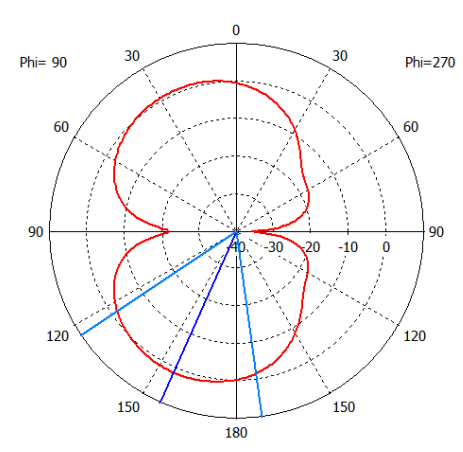
Theta / Degree vs. dBi

(أ) عند التردد 4 GHz



Theta / Degree vs. dBi

(د) عند التردد 10 GHz



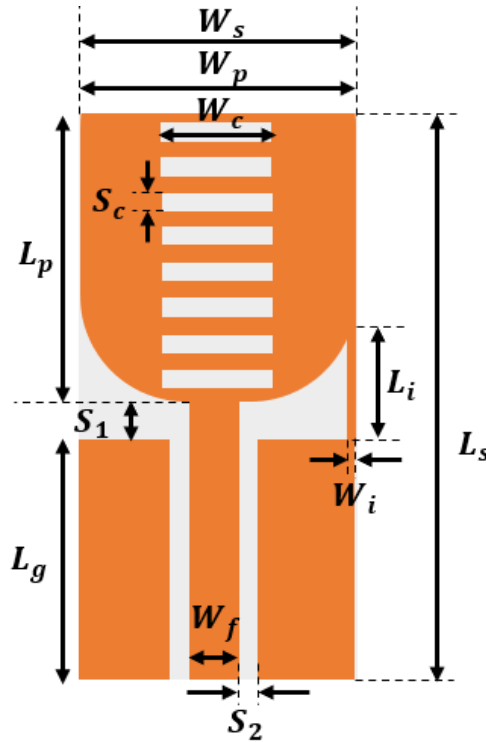
Theta / Degree vs. dBi

(ج) عند التردد 8 GHz

الشكل 3-68: المخطط الإشعاعي لهوائي CPW الأساسي في مستوى الحقل الكهربائي

3-5-2- تصميم الهوائي ببنى المواد الفائقة Metamaterial Antenna Design

يبين الشكل 3-69 التصميم المقترح للهوائي وفق بنى المواد الفائقة والذي يتكوّن من فتحات عرضية ضمن رقعة إشعاع الهوائي، بالإضافة إلى خط نقل شرائحي ضيق يربط رقعة الإشعاع بالأرضي. تضيف الفتحات العرضية تأثيراً سعويّاً تسلسيّاً للهوائي. يحدث هذا التأثير نتيجة لتغيير توزيع المجال الكهربائي عبر رقعة الإشعاع، كما يضيف خط النقل شرائحي الضيق تأثيراً تحريضيّاً للهوائي. ينتج هذا التأثير عن مرور التيار عبر خط النقل الضيق، مما يؤدي إلى إنشاء مجال مغناطيسي.



الشكل 3-69: بنية الهوائي بالمواد الفائقة

يمكن حساب ذاتية الملف الناتجة عن خط النقل الشرائحي الضيق وفق العلاقات التالية (Verma, 2021):

$$L_s = 2 \times 10^{-4} l \left[\ln \left(\frac{l}{t+w} \right) + 1.193 + \frac{0.2235 \times (w+t)}{l} \right] K_g \quad (20-3)$$

$$K_g = 0.57 - 0.145 \ln \left(\frac{w}{h} \right) \quad (21-3)$$

حيث l طول خط النقل مقاساً بوحدة (μm) ، w عرض خط النقل، h سماكة الركيزة، t سماكة خط النقل بوحدة (μm) .

أما بالنسبة للفتحات العرضية فإنه يتم حساب سعتها وفق المعادلات (Verma، 2021):

$$C = 500h \times \exp\left(-1.86 \frac{s}{h}\right) Q \times \left(1 + 4.19 \left(1 - \exp(-0.785\sqrt{h/w})\right)\right) \quad (22-3)$$

$$Q = 0.04598 \times (0.03 + (w/h)^{1.23}) \times (0.272 + 0.07\epsilon_r) \quad (23-3)$$

نقوم بتصميم الهوائي باستخدام نفس الركيزة المستخدمة في تصميم هوائي CPW الأساسي (Arlon)، وبأخذ طول خط النقل $l = 3300 \mu m$ وعرض $w = 0.2 mm$. تكون الذاتية الناتجة $L_s = 1.68 nH$ ومن أجل جعل الرنين عند التردد المركزي لمجال UWB أي (6.5 GHz) نقوم بحساب السعة اللازمة من أجل تحقيقها عبر الشقوق العرضانية. حيث يمكن حساب السعة اللازمة من العلاقة الأساسية التالية:

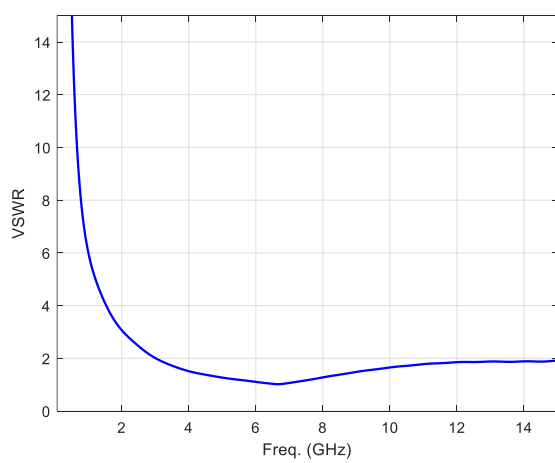
$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (24-3)$$

فنجد أن قيمة السعة اللازمة $C = 0.37 pF$. نقوم بتحقيق هذه السعة عن طريق 8 شقوق عرضانية طول كل منها $W_c = 2.8 mm$ والمسافة $s_c = 0.36 mm$. فتكون السعة الناتجة عن الشق الواحد $C_1 = 0.0452 pF$ والسعة الكلية $C = 0.3617 pF$. يبين الجدول 3-9 أبعاد الهوائي الناتجة، في حين يبين الشكل 3-70 استجابة الهوائي الناتج حيث نلاحظ أن عرض مجال الممانعة يمتد من 3.1 GHz وحتى 15 GHz. ونلاحظ أن VSWR على كامل المجال أقل من 2.

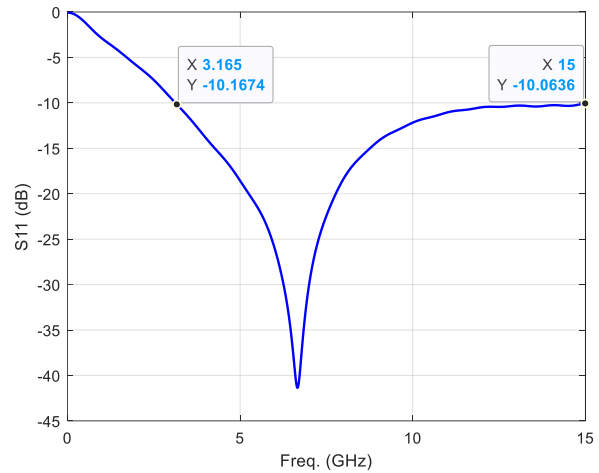
الجدول 3-9: أبعاد هوائي بنى المواد الفائقة

البعد	القيمة (mm)	البعد	القيمة (mm)
L_s	13.5	W_f	1.89
W_s	11	L_g	5.7
L_p	7.5	s_1	0.3
W_p	11	s_2	0.2
L_i	3.3	s_c	0.35
W_i	0.2	W_c	2.8

كما يبيّن الشكل 3-71 ربح وفعاليّة إشعاع الهوائي الناتج حيث نلاحظ أنّ ربح الهوائي يتغيّر من 1 dBi إلى 2.2 dBi. أمّا بالنسبة لفعاليّة الإشعاع فنلاحظ أنّها انخفضت إلى 76% عند بداية المجال وحتى 91% عند التردد 15 GHz. بمحاكاة إشعاع الهوائي نلاحظ أنّ المخططات الإشعاعيّة في المستوي الكهربائي والمغناطيسي تتمتع بثباتية عالية على كامل المجال الترددي للهوائي انطلاقاً من 3 GHz وحتى 15 GHz.

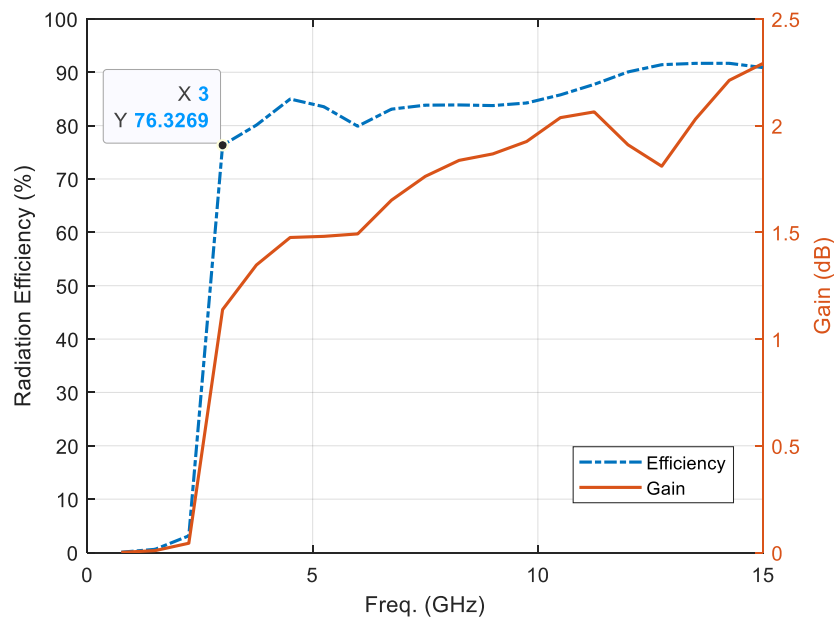


VSWR (ب)



(أ) فقد الانعكاس

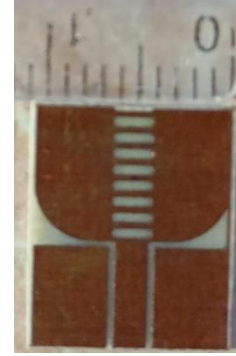
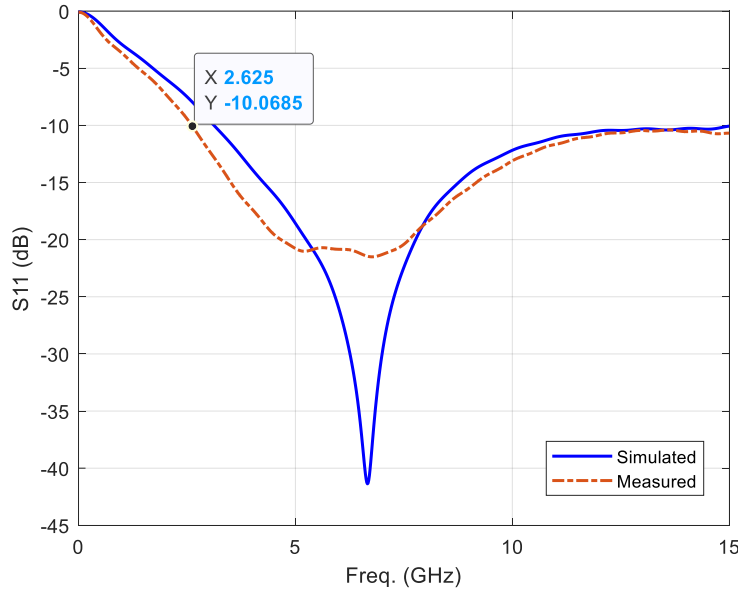
الشكل 3-70: أداء هوائي بنى المواد الفائقة



الشكل 3-71: ربح وفعاليّة إشعاع هوائي بنى المواد الفائقة

3-5-4 مناقشة ومقارنة النتائج Results Comparison and Discussion

نقوم بتنفيذ الهوائي باستخدام الركيزة Arlon. يبين الشكل 3-72 أداء الهوائي المنفذ حيث نلاحظ أن الهوائي يحقق عرض مجال متوافق مع نتائج المحاكاة، حيث نلاحظ أن تردد القطع السفلي للهوائي 2.625 GHz ويمتد عرض المجال ليصل إلى 15 GHz.

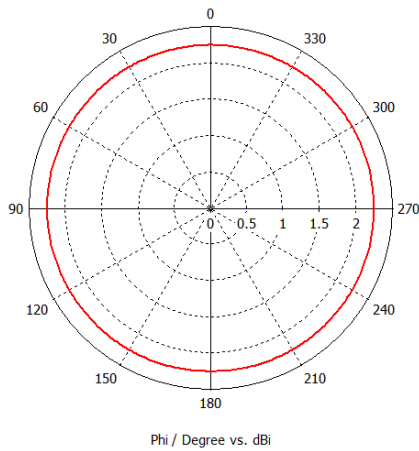


(ب) فقد الانعكاس

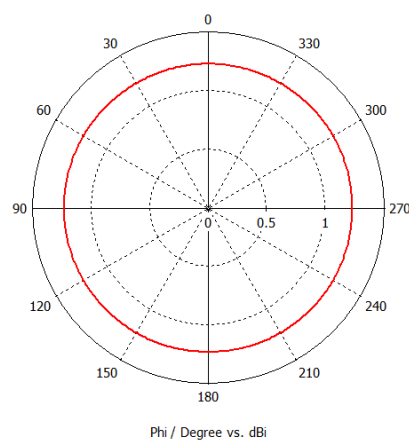
(أ) الهوائي المنفذ

الشكل 3-72: أداء الهوائي العملي

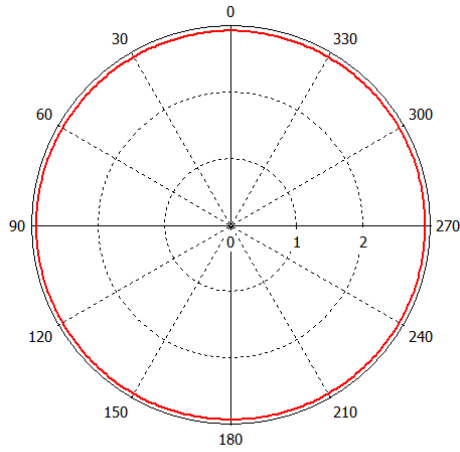
يقدم الجدول 3-10 مقارنة بين النتائج التي يقدمها هذا التصميم مع التصميمات الحديثة لهوائيات مرشحة صغيرة الحجم من حيث عرض المجال الترددي، ربح الهوائي، فعالية الإشعاع، حجم الهوائي.



(ب) عند التردد 6 GHz

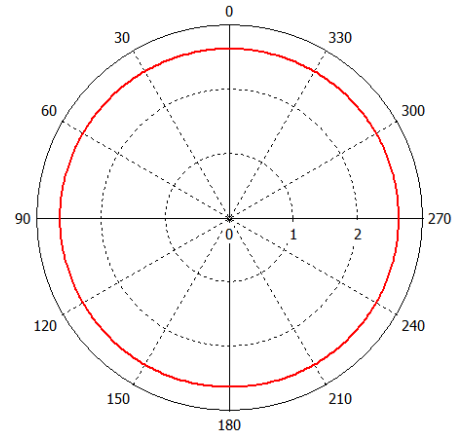


(أ) عند التردد 4 GHz



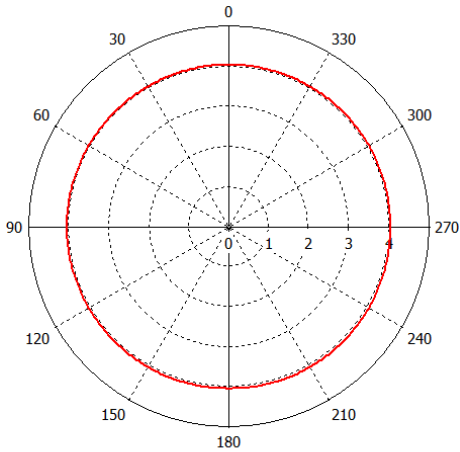
Phi / Degree vs. dBi

(د) عند التردد 10 GHz



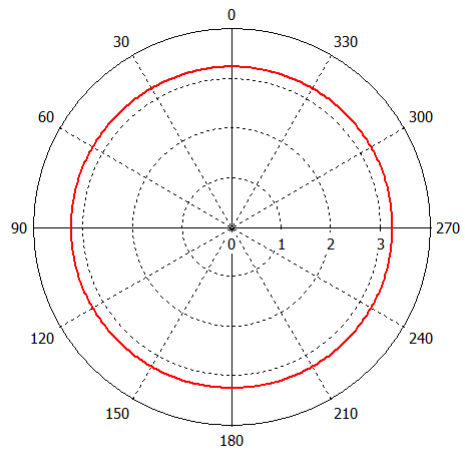
Phi / Degree vs. dBi

(ج) عند التردد 8 GHz



Phi / Degree vs. dBi

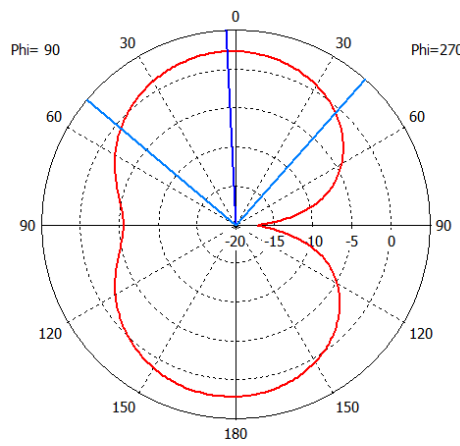
(و) عند التردد 15 GHz



Phi / Degree vs. dBi

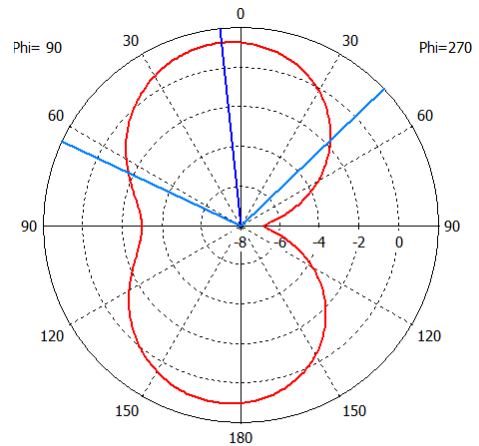
(هـ) عند التردد 12 GHz

الشكل 3-73: المخطط الإشعاعي لهوائي بنى المواد الفائقة في مستوي الحقل المغناطيسي



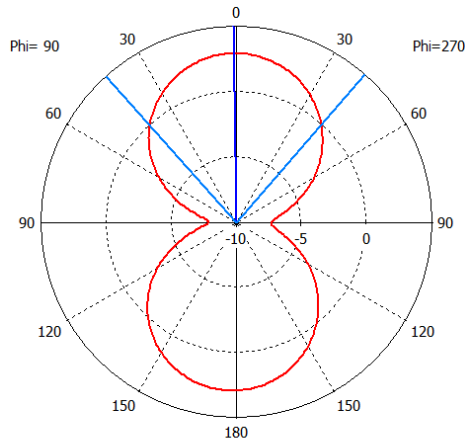
Theta / Degree vs. dBi

(ب) عند التردد 6 GHz

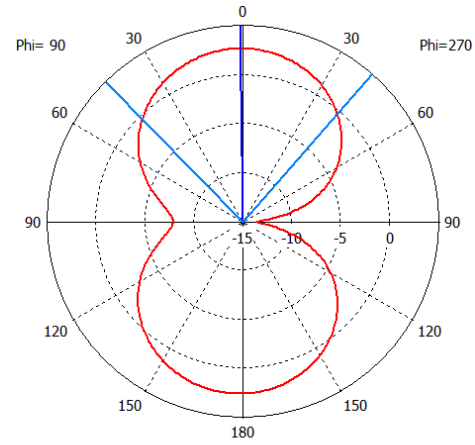


Theta / Degree vs. dBi

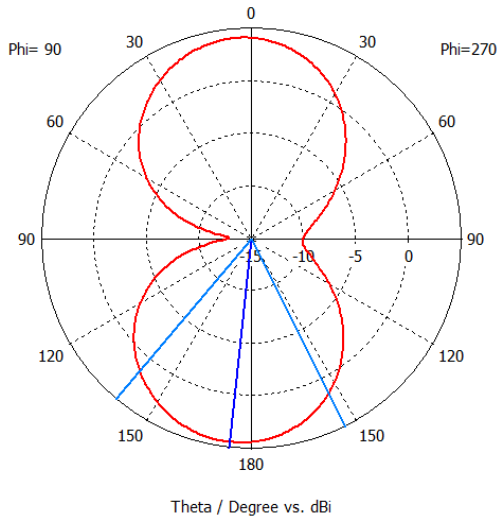
(أ) عند التردد 4 GHz



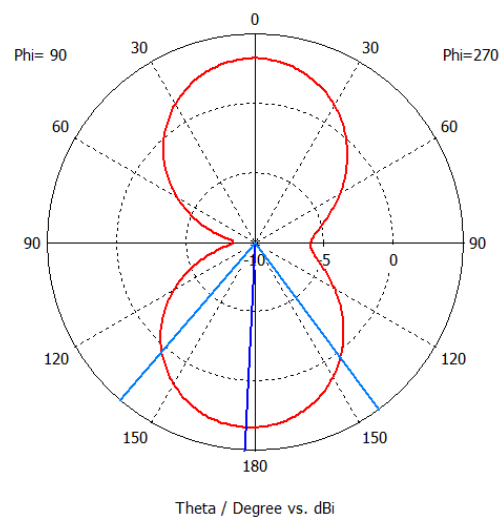
(د) عند التردد 10 GHz



(ج) عند التردد 8 GHz



(و) عند التردد 15 GHz



(هـ) عند التردد 12 GHz

الشكل 3-74: المخطط الإشعاعي لهوائي بنى المواد الفائقة في مستوي الحقل الكهربائي

الجدول 3-10: مقارنة نتائج هوائي البنى الفائقة مع بعض الدراسات المرجعية

التصميم	المجال الترددي (GHz)	FBW (%)	ربح الهوائي الأعظمي (dBi)	فعالية الإشعاع الأعظمية	حجم الهوائي (mm^2)	تقنية التصغير
Mokhtari ، Oussaid ، Mansoul و ، Challal ، (2024-2024)	3.1 – 12	122	3.5	غير مذكور	20 × 20	CPW_feed
(Nguyen & Chung, 2023)-2023	5 – 10.8	72.7	2.9	غير مذكور	20 × 12	ركيزة بثابت عازلية مرتفع

DGS	26.33 × 19.39	غير مذكور	4.8	92.8	3.78 – 10.46	(Rajappa, Chandrappa, & Soloni, 2024)–2024
Metamaterial	20 × 40	غير مذكور	2	106.5	1.8 – 5.8	(Rajakumar, Meena, & Rajendran, 2024)–2024
Metamaterial	30 × 30	90%	4	61.5	3.5 – 6.5	(Chen, Guo, Xue, Wang, & Pang, 2023)–2023
Metamaterial	13.5 × 11	91%	2.2	132.3	3.1 – 15	هذا التصميم

بالمقارنة مع التصاميم المرجعية المذكورة فإن التصميم المقترح يتميز بخصائص مميزة تجعله فريداً. حيث يحقق الهوائي حجماً صغيراً جداً ($13.5 \times 11 \text{ mm}^2$)، مما يجعله مناسباً للتطبيقات التي تتطلب أجهزة صغيرة الحجم مثل الأجهزة القابلة للارتداء والهواتف الذكية. ثانياً، يتمتع الهوائي بفعالية إشعاع عالية تصل إلى 91%، مما يعكس فعالية إشعاع عالية. كما أن الهوائي يغطي مجالاً ترددياً واسعاً 13-15 GHz ($FBW = 132\%$) مما يتيح استخدامه في مجموعة متنوعة من التطبيقات اللاسلكية، بما في ذلك الاتصالات عالية السرعة والرادارات. وأخيراً، يعتمد التصميم على تقنية Metamaterial المتقدمة، والتي تساهم في تحسين الخصائص الكهرومغناطيسية للهوائي مع تحقيق توازن بين الحجم الصغير والأداء العالي. يحتاج الهوائي المقترح إلى العمل على زيادة ربحه (2.2 dBi) من خلال إجراء تعديلات على التصميم بإضافة عاكسات (Reflectors) لتركيز الإشعاع في اتجاهات معينة. كما يمكن العمل على تحسين فعالية الإشعاع عند الترددات المنخفضة والتي كانت بحدود 76%.

الخاتمة والآفاق المستقبلية

ركّز البحث على تحسين أداء تكنولوجيا الأنظمة فائقة عرض المجال (Ultra-Wideband (UWB عن طريق إيجاد حلول لتصاميم هوائيات هذه الأنظمة والتي تواجه العديد من التحديات المتعلقة بالحجم، التكامل مع المرشحات الترددية، وإزالة التداخل في المجال الترددي مع العديد من الأنظمة الأخرى ضيقة المجال مثل الاتصالات اللاسلكية المحلية وغيرها. جرى دراسة وتصميم وتنفيذ لهوائيات UWB مدمجة مع مرشحات ترددية متعددة المجالات، بهدف إزالة التداخل مع الأنظمة الأخرى، تصغير الحجم الكلي للنظام، ومرونة التحكم في المجالات الترددية المحذوفة. جرى استخدام ركائز Arlon بثابت عازلية $\epsilon_r = 3.25$ و $\epsilon_r = 2.2$ Roger بسماكة $h = 0.8 \text{ mm}$ من أجل التصميم والتنفيذ، مع الاعتماد على محاكاة CST Studio Suite للتصميم والمحاكاة. جرى الاعتماد على الرنانات متعددة الأنماط (MMR) من أجل التحكم بعرض المجال ولما تتمتع به من بنية بسيطة وقابلية للتنفيذ في مساحات صغيرة. ولتحقيق الأداء الأمثل اعتمدنا على دمج أنواع مختلفة من بنى MMR. مثل دمج SIR و SLR لتشكيل Stepped Impedance Stub Loaded Resonator (SI-SLR) مما يعطي أداءً أفضل للمرشح مع سلوك متعدد الأنماط وإمكانية أفضل للتحكم في أنماط الرنين. قمنا بدراسة رياضية لرنانات SI-SLR واعتمدنا عليها في تصميم مرشح يدعم تطبيقات WBAN المختلفة والتي تعمل ضمن المجالين 3.25-4.75 GHz و 6.6-10.25 GHz. ومع أنّ تصميم مرشحات تمرير المجال (UWB BPFs) تعتبر تحدياً كبيراً للباحثين في مجال الأمواج المكروية مقارنة بمرشحات تمرير المجال الأخرى فقد حقق التصميم المقترح للمرشح فقد انعكاس وفقد تمرير أفضل من التصاميم المرجعية المدروسة مع الحفاظ على الحجم المضغوط للمرشح. بالإضافة إلى تحقيق مجال رفض أوسع كما بلغ FBW في المرشح المقترح 37 % في مجال التمرير السفلي و 48 % في مجال التمرير العلوي. وجاءت هذه المواصفات الجيدة في النتائج على حساب التعقيد في التصميم حيث أنّ العديد من المعاملات تؤثر على أداء المرشح.

جرى بعد ذلك مكاملة هذا المرشح مع هوائي مطبوع دائري أحادي القطب. ولاحظنا من النتائج أن معظم الأبحاث المدروسة ذات عرض مجال فائق مع مجالات رفض ضيقة (أقل من 1 GHz) كما أنها لا تحتوي على دراسات لنسبة أمواج الجهد المستقرة. في حين أن الهوائي المقترح والمنفذ حقق مجال رفض عريض 2.26 GHz مع قيمة VSWR عالية جداً تصل إلى 43 dB وبالتالي تحقيق عزل كبير بين المجالي الترددات للهوائي والذي يتمتع بقيم ربح وفعالية جيدة بالمقارنة مع الدراسات الأخرى.

قمنا بعد ذلك بالتوجه إلى تصميم هوائي مرشح قادر على دمج معايير لاسلكية متعددة في منصة واحدة. وبما أن تقنية UWB تعتبر من التقنيات المثالية للعديد من الحلول المتقدمة في الاتصالات اللاسلكية. وبحكم أن الجيل الخامس 5G من الاتصالات النقلة يعد تطوراً هاماً في مجال الاتصالات اللاسلكية. فإن تصميم هوائي قابل لإعادة ضبط المجال الترددي بين UWB والجيل الخامس يجمع بين مرونة المجال العريض لـ UWB وكفاءة الترددات العالية في 5G، مما يجعله مناسباً للاستخدام في العديد من التطبيقات المتطورة التي تتطلب أداءً عالياً وموثوقية في الاتصال. جرى تصميم المرشح ليعمل على المجال 24 – 29 GHz مع إمكانية إعادة الضبط ليعمل على مجال UWB. تم الاعتماد في التصميم على رنانات SIR مترابطة. حيث تم تصميم المرشح من الدرجة الثالثة بالاعتماد على مجموعة من العلاقات الرياضية وتم دمج هذا المرشح مع الهوائي أحادي القطب الدائري المطبوع. حصلنا على نتائج مرضية من حيث المجال الترددي إلا أن مواصفات الإشعاع ضمن المجال الترددي المليميتر كانت غير جيدة وغير مستقرة. هناك العديد من الظواهر التي من الممكن أن تكون السبب وذلك أنه عند الانتقال من الترددات الميكروية إلى ترددات الأمواج المليميترية، تتفاقم حساسية التصميم بسبب صغر الطول الموجي، مما يؤدي إلى تشوهات في توزيع التيار والطور على سطح الهوائي. كما تبدأ الظواهر الطفيلية، مثل الموجات السطحية على الركيزة والإشعاع غير المقصود من هيكل المرشح نفسه، بالهيمنة على أداء النظام. فخط التغذية ومسارات الرنانات في مرشحات SIR تتحول من مجرد ناقلات سلبية إلى عناصر إشعاعية طفيلية تتداخل مع العملية الإشعاعية الأساسية للقرص أحادي القطب. بالإضافة إلى ذلك، فإن الخسائر الملموسة في مواد الركيزة التقليدية عند هذه الترددات تستنزف الطاقة قبل وصولها إلى نقطة الإشعاع، بينما

يصبح الحفاظ على الموافقة عبر مجال ترددي واسع مهمة بالغة التعقيد، مما يساهم مجتمعاً في أنماط إشعاعية مشوهة وغير مستقرة.

قمنا بعد ذلك على تبني نهج مختلف في تصميم الهوائي المرشح بالاعتماد على رنانات SIR عن طريق دمج هذه الرنانات في هيكل الهوائي. مع إمكانية وضع هذه الرنانات بجانب خط التغذية، مما يسمح برفض انتقائي للتردد مع الحفاظ على الأداء العام للهوائي فائق عرض المجال. أعتدنا في التصميم على حقيقة أن تردد الرنين يكون مرتبطاً بشكل أساسي بأبعاد رنانة SIR لذلك قمنا بتصميم بنية قابلة لإعادة ضبط طول وعرض خطوط النقل المكونة لرنانة SIR وذلك من أجل تحقيق مجالات عمل مختلفة ومجالات رفض ترددية مختلفة. حقق الهوائي المرشح المقترح تفوقاً واضحاً على التصميمات المرجعية المدروسة حيث حقق مجال ترددي واسع يتراوح بين 2.7-11.12 GHz كما أن التصميم يسمح للهوائي بإعادة ضبط عرض المجال الترددي، مما يمكنه من التكيف مع معايير الاتصالات المتعددة (UWB و WiMAX و INSAT و WLAN و 5G). هذا المستوى من المرونة لا يضاهيه معظم التصميمات المرجعية الحديثة المدروسة، والتي غالباً ما تكون ثابتة على مجالات ترددية محددة. أعطى الهوائي المرشح أيضاً آلية رفض ترددي متقدمة قابلة لإعادة الضبط أيضاً حيث بالإمكان التخفيف بشكل فعال من التداخل في مجالات متعددة، بما في ذلك الأقمار الصناعية ضمن المجال X، وشبكات WIFI، و 5G. هذه القدرة على التكيف أعطت شمولية أكبر من مجالات الرفض الترددية الموجودة في التصميمات المدروسة. ومع ذلك، تأتي هذه المزايا على حساب زيادة تعقيد التصميم.

قمنا أخيراً بالاعتماد على بنى المواد الفائقة من أجل تصميم هوائي مرشح فائق عرض المجال وصغير الحجم. حيث اعتمدنا على إدخال أثر سعوي تسلسلي بالإضافة إلى أثر تحريضي تفرعي لبنية الهوائي. مما أدى إلى تشكيل بنية مواد فائقة ذات خصائص كهرومغناطيسية متقدمة تساهم في تحسين أداء الهوائي من حيث عرض المجال الترددي والفعالية. واعتمدنا بنية هوائي بتغذية CPW من أجل إلغاء الحاجة إلى وجود ثقب في بنية الهوائي والتي تكون ضرورية من أجل الوصل بين رقعة الهوائي وطبقة الأرضي من أجل إضافة الأثر التحريضي. يتميز التصميم المقترح

بخصائص مميزة تجعله فريداً. حيث يحقق الهوائي حجماً صغيراً جداً ($13.5 \times 11 \text{ mm}^2$)، مما يجعله مناسباً للتطبيقات التي تتطلب أجهزة صغيرة الحجم مثل الأجهزة القابلة للارتداء والهواتف الذكية. ثانياً، يتمتع الهوائي بفعالية إشعاع عالية تصل إلى 91%، مما يعكس فعالية إشعاع عالية. كما أنّ الهوائي يغطي مجالاً ترددياً واسعاً 13-15 GHz ($FBW = 132\%$) مما يتيح استخدامه في مجموعة متنوعة من التطبيقات اللاسلكية، بما في ذلك الاتصالات عالية السرعة والرادارات.

المساهمات العلمية:

جرى خلال هذا البحث نشر 3 منشورات ضمن جامعة دمشق بالإضافة إلى منشور في مجلة International Journal of Microwave and Wireless Technologies ذات التصنيف (Scopus) Q2. وهي كالاتي:

1. Alsakka MH, Zewani M, Albadawieh A (2023). **Dual UWB bandpass filter with highly band-to-band rejection using stepped impedance stub-loaded resonators for WBAN health-care applications.** International Journal of Microwave and Wireless Technologies 1–9. <https://doi.org/10.1017/S1759078723001101>

2. السقا، البدوية، زيواني، (2023). **تطوير هوائي ثنائي المجال باستخدام تقنية المرشحات المدمجة للتطبيقات الطبية،** مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية

3. السقا، البدوية، زيواني، (2025) **تصميم وتطوير هوائي مرشح متكيف قابل لإعادة الضبط باستخدام رنانات ممانعة خطوية لتطبيقات الاتصالات اللاسلكية الحديثة،** مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية

4. السقا، البدوية، زيواني، (2025) **تصميم وتطوير هوائي مرشح فائق عرض المجال صغير الحجم بالاعتماد على بنى المواد الفائقة لتطبيقات التصوير بالأمواج المكروية،** مجلة جامعة دمشق للعلوم الهندسية

الآفاق المستقبلية:

- دراسة آليات إعادة الضبط الترددي: من أجل رفع كفاءة التحكم في المجالات الترددية للهوائيات المرشحة. عن طريق دراسة استخدام تقنيات MEMS (ميكانيك المواد دقيقة التصنيع) أو ثنائيات PIN لتعديل هيكل الرنانات (مثل SIR) بدقة. تمكّن هذه التقنيات من تصغير حجم الرنانات القابلة للتعديل، زيادة دقة إدارة المجالات الترددية (مثل التبديل بين UWB و 5G)، وتقليل التداخل مع الأنظمة الأخرى عبر تعديل مجالات الرفض الترددي.
- تحسين أداء الإشعاع في المجال الميليمتري: يكمن التحدي هنا في عدم استقرار أداء الهوائي في المجال 24-29 GHz. يمكن أن يتم ذلك عن طريق تعديل هندسة الهوائي (مثل تغيير شكل التغذية)، استخدام ركائز ذات خصائص كهرومغناطيسية متقدمة، تحليل تأثير التردد العالي على نمط الإشعاع وربح الهوائي لتحسين الثبات.
- العمل على دمج المرونة الترددية والإشعاعية (Dual-Axis Reconfigurability): وذلك من طريق تصميم هوائيات قادرة على التكيف في الزمن الحقيقي مع متطلبات التطبيق. بحيث يكون الهوائي قادر على التكيف الترددي والتكيف الإشعاعي في آن معاً. من الممكن أن تفيد هذه التصاميم أنظمة الاتصالات ذكية، الرادارات المتطورة، أو أجهزة الاستشعار المتنقلة.
- دراسة تأثير إعادة الضبط على الخصائص الإشعاعية: حيث ظهر بعض التعارض بين المرونة الترددية وفعالية الإشعاع في بعض التصاميم

المراجع

1. 3GPP. (2017). Revised WID on New Radio Access Technology. 3GPP Work Item Description RP-172115.
2. Abbas, A., Hussain, N., Lee, J., Park, S. G., & Kim, N. (2021). Triple Rectangular Notch UWB Antenna Using EBG and SRR. *IEEE Access*, 9, 2508-2515.
3. Alani, S., Zakaria, Z., Saiedi, T., Ahmad, A., Mahmood, S. N., Saad, M. A., ALBEYAR, M. A. (2020). A Review on UWB Antenna Sensor for Wireless Body Area Networks. *IEEE Xplore*.
4. Alhegazi, A., Zakaria, Z., Shairi, N. A., Alahnomi, R. A., & Alsariera, H. (2019). Reconfigurable Filtering-Antenna with triple Band Notches for UWB Applications. *International Journal of Engineering Research and Technology*, 12, 3076-3081.
5. Alizadeh, F., Ghobadi, C., Nourinia, J., Abdi, H., & Mohammadi, B. (2021). UWB dual-notched planar antenna by utilizing compact open meander slitted EBG structure. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
6. Almansour, F. H., Alyami, G. H., & Shaman, H. N. (2023). Parallel-Coupled-Line Bandpass Filter with Notch for Ultra-Wideband (UWB) Applications. *applied sciences*.
7. Arefin, M. T., Ali, M. H., & Haque, A. K. (2017). Wireless Body Area Network: An Overview and Various Applications. *Journal of Computer and Communications*, 5, 53-64.
8. Awan, W. A., Hussain, N., Kim, S., & Kim, N. (2022). A Frequency-Reconfigurable Filtenna for GSM, 4G-LTE, ISM, and 5G Sub-6 GHz Band Applications. *Sensors*. doi:10.3390/s22155558
9. Azim, R., Islam, M. T., & Misran, N. (2011). Compact Tapered-Shape Slot Antenna for UWB Applications. *IEEE Antennas And Wireless Propagation Letters*, 10, 1190-1193.
10. Bakariya, P. S., Dwari, S., & Sarkar, M. (2014). Triple band notch UWB printed monopole antenna with enhanced bandwidth. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
11. Bala, S., Reddy, P. S., Sarkar, S., & Sarkar, P. P. (2022). Small Size Wideband Monopole Antenna with Five Notch Bands for Different Wireless Applications. *Radioengineering*, 31(1), 23-31.
12. Balanis, C. A. (2016). *Antenna Theory - Analysis And Design* (fouth ed.). John Wiley & Sons.
13. Basit, A., & Khattak, M. I. (2019). Designing Modern Compact Microstrip Planar Quadband Bandpass Filter for Hand Held Wireless Applications. *Frequenz*.

14. Basit, A., Daraz, A., Khan, M. I., Saqib, N., & Zhang, G. (2023). Design, Modeling, and Implementation of Dual Notched UWB Bandpass Filter Employing Rectangular Stubs and Embedded L-Shaped Structure. *Fractal and Fractional*.
15. Ben, H. S., Asmaa, Z., Alia, Z., & Soufiane, A. (2020). A Compact Microstrip T-Shaped Resonator Band Pass Filter for 5G Applications. *IEEE Xplore*.
16. Benavides, J. B., Lituma, R. A., Chasi, P. A., & Guerrero, L. F. (2018). A Novel Modified Hexagonal Shaped Fractal Antenna with Multi Band Notch Characteristics for UWB Applications. In *Proceedings of the 2018 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 830-833.
17. Bhargava, D., Rattanadecho, P., & Jiamjiroch, K. (2024). Microwave Imaging for Breast Cancer Detection - A Comprehensive Review. *Engineered Science*, 30(1116).
18. Bhopale, N. I., & Pawar, u. N. (2024). Ultra Wide Band (UWB) Antenna with improvement in Miniaturization, Gain and Bandwidth performance with Annular Ring approach. *Library Progress International*, 44(3), 5539-5552.
19. Bi, X., Ma, Q., Cao, Z., & Xu, Q. (2021). *Design and Analysis of Multi-Band Filtering Circuits*. Springer.
20. Bi, X., Wang, L., Ma, Q., Hu, B., & Xu, Q. (2019). A compact sept-band bandpass filter utilising a single multi-mode resonator. *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, 13(12), 2013-2019.
21. Boddu, R., Vinay, P., Deb, A., & Roy, J. S. (2022). A Switchable Filtering Antenna Integrated with U-Shaped Resonators for Bluetooth, WLAN & UWB Applications. *International Journal of Electrical and Electronics Research (IJEER)*, 10(4), 1225-1232. doi:10.37391/IJEER.100473
22. Cao, Q., Liu, H., & Gao, L. (2020). Design of Novel Compact Quad-Band Bandpass Filter with High Selectivity. *Frequenz*, 74, 53-59.
23. Chakraborty, P., Shome, P. P., Panda, J. R., & Deb, A. (2022). Highly Selective UWB Bandpass Filter with Multi-Notch Characteristics Using Comb Shaped Resonator. *Progress In Electromagnetics Research M*, 108, 89-101.
24. Chao, Z., Zitong, Z., Pei, X., Jie, Y., Zhu, L., & Gaosheng, L. (2022). A miniaturized microstrip antenna with tunable double band-notched characteristics for UWB applications. *Scientific Reports*.
25. Chen, G., Guo, C., Xue, J., Wang, Z., & Pang, a. M. (2023). Miniaturized Metamaterial Ultra-Wideband Antenna for WLAN and Bluetooth Applications. *Progress In Electromagnetics Research C*, 132, 117-127.
26. Chinmoy Saha, Jawad Y. Siddiqui, Yahia M.M. Antar. (2019). *Multifunctional Ultrawideband Antennas: Trends, Techniques and Applications*. Taylor & Francis Group.

27. COMMISSION, E. (2023). *5G developments and possible implications for 6G spectrum needs and guidance on the rollout of future wireless broadband networks*. Brussels.
28. Crnojevic'-Bengin, V. (2015). *Advances in Multi-Band Microstrip Filters*. Cambridge University.
29. Cui, J., Zhang, A., Wu, Z., & Yan, S. (2020). A frequency reconfigurable filtering antenna based on stepped impedance resonator. *Journal of Electromagneticwaves And Applications*. doi:10.1080/09205071.2020.1719212
30. Culjak, I., Vasić, Ž. L., Mihaldinec, H., & Džapo, H. (2020). Wireless Body Sensor Communication Systems Based on UWB and IBC Technologies: State-of-the-Art and Open Challenges. *Sensors*.
31. Deshmukh, A. A., Desai, A. A., Shaikh, S. A., & Lele, K. (2015). Resonance Frequency Formulation for Planar Rectangular Monopole Antenna . *Optical and Communcation Engineering*, 419-422.
32. Elwi, T. A., Al-Shaikhli, A. A., Al-Khaylani, H. H., & Abdulsattar, R. K. (2024). Reconfigurable Metamaterial Antenna based an Electromagnetic Ground Plane Defects for Modern Wireless Communication Devices. *Advanced Electromagnetics (AEM)*, 3, 39-43.
33. Eshtiaghi, h., Zaker, R., Nouronia, J., & Ghobadi, C. (2008). UWB semi-elliptical printed monopole antenna with subband rejection filter. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
34. Galvan-Tejada, G. M., Peyrot-Solis, M. A., & Jardón-Aguilar, H. (2016). *Ultra Wideband Antennas: Design, Methodologies, And Performance*. Taylor & Francis Group.
35. Gangwar, A. K., Alam, M. S., Rajpoot, V., & Ojha, A. K. (2021). Filtering antennas: A technical review. *RF and Microwave Computer-Aided Engineering*.
36. Ghatak, R., Karmakar, A., & Poddar, D. (2013). Hexagonal boundary Sierpinski carpet fractal shaped compact ultrawideband antenna with band rejection functionality. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
37. Hasan, Y. M., Abdullah, A. S., & Alnahwi, F. M. (2022). UWB Filtenna with Reconfigurable and Sharp Dual-Band Notches for Underlay Cognitive Radio Applications. *Progress In Electromagnetics Research C (PIER)*, 120, 45-60.
38. Hassan, M., MaryamRasool, Asghar, M. U., Zahid, Z., Khan, A. A., Rashid, I., . . . Ahmed, F. (2019). A novel UWB MIMO antenna arraywith band notch characteristics using parasitic decoupler. *Journal Of Electromagneticwaves And Applications*.
39. Hong, J.-S. (2011). *Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*. John Wiley & Sons.

40. Huang, J.-M., Xing, H.-T., & Ma, Z.-H. (2024). Substrate-integrated Waveguide Bandpass Filter for 5G Applications. *Sensors and Materials*, Vol. 36(3), 1105–1113.
41. Hui, Y., Zu, H., Fu, H., Luo, K., Tian, C., Wu, B., He, D. (2023). Graphene-Assembled Film-Based Reconfigurable Filtering Antenna with Enhanced Corrosion-Resistance. *crystals*. doi:10.3390/cryst13050747
42. Jamsai, M., Angkawisittpan, N., & Nuan-On, A. (2021). Design of a Compact Ultra-Wideband Bandpass Filter Using Inductively Compensated Parallel-Coupled Lines. *Electronics*.
43. Juma'a, F. K., Al-Mayoof, A. I., Abdulhameed, A. A., Alnahwi, F. M., Al-Yasir, Y. I., & Abd-Alhameed, R. A. (2022). Design and Implementation of a Miniaturized Filtering Antenna for 5G Mid-Band Applications. *Electronics*.
44. Kastro, G., & Wiselin, M. (2019). Design and Analysis of Stub Loaded Resonator. *International Journal of Recent Technology and Engineering (IJRTE)*, 8(1S4), 272-283.
45. Khedekar, C. B., Niture, D. V., & Kulkarni, V. S. (2022). Designing a Microstrip Band Pass Filter for 5G Applications. *International Conference on Industry 4.0 Technology (I4Tech)*.
46. Kiouach, F., Aghoutane, B., & Ghzaoui, M. E. (2023). Novel Microstrip Bandpass Filter for 5G mm-Wave wireless communications. *e-Prime - Advances in Electrical Engineering, Electronics and Energy*.
47. Kumar, S., & Kumari, R. (2020). *Composite right/left-handed ultra-wideband metamaterial antenna with improved gain*. *Microw Opt Technol Lett*.
48. Kumar, S., & Kumari, R. (n.d.). Composite right/left-handed ultra-wideband metamaterial antenna with improved gain. *Microw Opt Technol Lett*, 1-8. doi:10.1002/mop.32552
49. Kumar, V., & Gupta, B. (2016). On-body measurements of SS-UWB patch antenna for WBAN. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
50. Lin, H., Lu, Z., Wang, Z., & Mu, W. (2023). A Compact UWB Monopole Antenna with Triple Band Notches. *Micromachines*.
51. Lui, W.-j., Cheng, C.-h., & Zhu, H.-b. (2007). Improved Frequency Notched Ultrawideband Slot Antenna Using Square Ring Resonator. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, 55, 2445-2450.
52. Luo, J., Shi, K., & Gao, S. (2023). Compact multiband bandpass filters based on parallel coupled split structure multimode resonators. *Electronics Letter*, 59(1).
53. Luo, S., Chen, Y., Wang, D., Liao, Y., & Li, Y. (2020). A monopole UWB antenna with sextuple band-notched based on SRRs and U-shaped parasitic strips. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.

54. Mao, C. X., Zhang, Y., Zhang, X. Y., Xiao, P., Wang, Y., & Gao, S. (2021). Filtering Antennas: Design Methods and Recent Developments. *IEEE Microwave Magazine*, 22(11), 52 - 63.
55. Mewara, H. S., Deegwal, J. K., & Sharma, M. M. (2017). A Slot Resonators Based Quintuple Band-Notched Y-Shaped Planar Monopole Ultra-Wideband Antenna. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
56. Mezaal, Y. S., Ghazi, H. S., Kamil, A. Q., Al-Hillali, A. A., & Al-Majdi, K. (2024). New miniature microstrip UWB antenna for biomedical wireless applications. *Optoelectronics And Advanced Materials – Rapid Communications*, 18(7-8), 353-362.
57. MingmingGao, XuemanZhang, XitaoChen, & Nan, J. (2023). Design Of Double-Notch UWB Filter With Upper Stopband Characteristics Based On ACPW-DGS. *PLOS ONE*.
58. Miraç Dilruba Geyikoglu. (2023). A novel UWB flexible antenna with dual notch bands for wearable biomedical devices. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 114, 439-450.
59. Mishra, N., & Beg, S. (2022). A Miniaturized Microstrip Antenna for Ultra-wideband Applications. *Advanced Electromagnetics*, 11(2), 54-60.
60. Modak, S., Khan, T., & Laskar, R. H. (2020). Penta-Notched UWB Monopole Antenna using EBG Structures and Fork-Shaped Slots. *Radio Sci*, 55, 1-11.
61. Mohanta, H. C., Kouzani, A. Z., & Mandal, S. K. (2019). Reconfigurable Antennas and Their Applications. *Universal Journal of Electrical and Electronic Engineering*, 6(4), 239-258.
62. Mokhtari, M., Oussaid, R., Mansoul, A., & Challal, M. (2024). Compact CPW-fed Antenna with Controllable WLAN Band-rejection for Microwave Imaging. *Advanced Electromagnetics*, 13(2), 16-22.
63. Narayan, S., & Kesavan, A. (2022). *Handbook of Metamaterial-Derived Frequency Selective Surfaces*. Springer.
64. Neeshu, K., & Tiwary, A. K. (2020). Metamaterial Loaded Antennawith Improved Efficiency andGain for Wideband Application. *IETE Journal of Research*. doi:10.1080/03772063.2020.1863867
65. Nguyen, D. D., & Chung, J.-Y. (2023). A Miniaturized Thin Film UWB Monopole Antenna Implemented with High-Dk Adhesive. *Preprints*. doi:10.20944/preprints202307.1354.v1
66. R Nawati, V., K. Sujatha, B., S. Karthikeya, G., Arpan Desai, Tung Hsu, H., & Merih Palandoken. (2024). A Compact Dual-polarized Probe-fed UWB Antenna System for Breast Cancer Detection Applications. *Wireless Networks*, 30, 3039–3050. doi:10.1007/s11276-024-03726-0

67. Rafasari, L., Ryanu, H. H., & Nur, L. O. (2023). Metamaterial Antenna for Microwave Imaging. *International Conference on Sensor Technology*. doi:10.1088/1742-6596/2705/1/012024
68. Rahman, M., Khan, W. T., & Imran, M. (2018). Penta-notched UWB antenna with sharp frequency edge selectivity using combination of SRR, CSRR, and DGS. *International Journal of Electronics Communications (AEÜ)*, 116-122. doi:10.1016/j.aeue.2018.06.010
69. Rahman, M., Khan, W. T., & Imran, M. (2018). Penta-notched UWB antenna with sharp frequency edge selectivity using combination of SRR, CSRR, and DGS. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
70. Rajakumar, M., Meena, M., & Rajendran, V. (2024). Metamaterial-Inspired-Square Ring Resonator Structure using MIMO Antenna for Multi band Wireless Communication Networks and Fifth Generation Applications. *International Journal of Intelligent Systems And Applications in Engineering*, 12(4), 2413–2420.
71. Rajappa, H. S., Chandrappa, D. N., & Soloni, R. (2024). Partial Ground-Based Miniaturized Ultra Wideband Microstrip Patch Antenna. *Indian Journal of Science And Technology*, 17(2), 105-111. doi:10.17485/IJST/v17i2.2622
72. Razzaz, F., Saeed, S. M., & Alkanhal, M. A. (2022). Ultra-Wideband Bandpass Filters Using Tapered Resonators. *Applied Sciences*.
73. Saha, C., Siddiqui, J. Y., & Antar, Y. M. (2019). *Multifunctional Ultrawideband Antennas Trends, Techniques and Applications*. CRC Press, Taylor & Francis Group, LLC.
74. Salamin, M. A., Ali, W. A., Das, S., & Zugari, A. (2019). Design and investigation of a multi-functional antenna with variable wideband/notched UWB behavior for WLAN/X-band/UWB and Ku-band applications. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
75. Sanyal, R., Sarkar, P. P., & Sarkar, S. (2019). Octagonal nut shaped monopole UWB antenna with sextuple band notched characteristics. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
76. Shome, P. P., & Khan, T. a. (2019). A Compact Design of Circular Ring-Shaped MMR Based Bandpass Filter for UWB Applications. *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*.
77. Sun, M., Chen, Z., Zuo, T., Zuo, Z., & Zhang, A. (2021). A high selectivity dual-band bandpass filter using quadruple-mode multi-stub loaded ring resonator (SLRR). *International Journal of RF and Microwave computer-aided engineering*.
78. Suvalka, R., Agrahari, S., Yadav, A. K., & Rathi, A. (2024). EBG and SRR loaded triple band notched UWB antenna. *Scientia Iranica*, 31(5), 458-468. doi:10.24200/sci.2022.59023.6032

79. Tavera, C. A., Ortiz, J. H., Khalaf, O. I., Saavedra, D. F., & Aldhyani, T. H. (2021). Wearable Wireless Body Area Networks for Medical Applications. *Computational and Mathematical Methods in Medicine*.
80. Ullah, S., Elfergani, I., Ahmad, I., Din, I. U., Ullah, S., Khan, W. U., . . . Rodriguez, J. (2022). A Compact Frequency and Radiation Reconfigurable Antenna for 5G and Multistandard Sub-6 GHz Wireless Applications. *Wireless Communications and Mobile Computing*.
81. Vera, D., Costa, N., Roda-Sanchez, L., & Olivares, T. (2019). Body Area Networks in Healthcare: A Brief State of the Art. *MDPI, Applied sciences*.
82. Verma, A. K. (2021). *Introduction to Modern Planar Transmission Lines Physical, Analytical, and Circuit Models Approach*. John Wiley & Sons, Inc.
83. Wang, S., Li, K., Kong, F., & Du, L. (2020). A miniaturized triple-band planar antenna combining single-cell metamaterial structure and defected ground plane for WLAN/WiMAX applications. *Journal Of Electromagneticwaves And Applications*.
84. Weber, H. j., & Arfken, G. B. (n.d.). *Essential Mathematical Methods for Physicist*. Academic Press.
85. Weng, M.-H., Huang, C.-Y., Dai, S.-W., & Yang, R.-Y. (2021). An Improved Stopband Dual-Band Filter Using Quad-Mode Stub-Loaded Resonators. *Electronics*.
86. Wu, Q., Jin, R., Geng, J., & Ding, M. (2008). Printed Omni-Directional UWB Monopole Antenna With Very Compact Size. *IEEE Transactions On Antennas And Propagation*, 56, 896-899.
87. Yadav, D., Abegaonkar, M. P., Koul, S. K., Tiwari, V., & Bhatnagar, D. (2017). A Compact Dual Band-Notched UWB Circular Monopole Antenna with Parasitic Resonators. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
88. Yoon, K., & Kim, K. (2021). Design of Dual Ultra-Wideband Band-Pass Filter Using Stepped Impedance Resonator Short Stubs and T-Shaped Band-Stop Filter. *Electronics*.
89. Zarrabi, F. B., Mansouri, Z., Gandji, N. P., & Kuhestani, H. (2015). Triple Notch UWB Monopole Antenna with Fractal Koch and T-Shape Stub. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*.
90. Zhu, L., Sun, S., & Li, R. (2012). *Microwave Bandpass Filters For Wideband Communications*. New Jersey, Hoboken: John Wiley & Sons, Inc.

Abstract

The research focuses on Ultra-Wideband (UWB) technology, which is utilized in applications such as high-precision localization, short-range communications, and medical and military radars. UWB antennas face significant challenges related to size, integration with frequency filters, and frequency band interference with other narrowband systems, such as local wireless communications and others. This research aims to design UWB antennas integrated with multi-band frequency filters to achieve interference rejection with other systems, reduce the overall system size, and provide flexibility in controlling the rejected frequency bands.

The research utilized materials like Arlon substrates with a dielectric constant of $\epsilon_r = 3.25$ and Roger substrates ($\epsilon_r = 2.2$) with a thickness of $h = 0.8 \text{ mm}$. The CST Studio Suite simulation software was employed to design the antennas. The proposed designs include:

- A filter-antenna for medical applications operating in two frequency bands (3.25–4.75 GHz) and (6.6–10.25 GHz), achieved by integrating printed monopole antennas with multi-mode resonators.
- A reconfigurable antenna capable of operating in non-standard UWB ranges (autonomous driving applications) or millimeter-wave frequencies (5G network frequencies).
- A multi-mode antenna supporting UWB applications with interference rejection or operating in narrowband systems (WLAN/WiMAX/5G).
- A miniaturized antenna using metamaterial structures to enhance performance and facilitate integration into portable devices.

Syrian Arab Republic

Damascus University

Faculty of Mechanical and Electrical Engineering

Department of Electronics and Telecommunication Engineering



Performance Development of Ultra-Wideband Systems Using Filtering Antenna Technique

A Thesis Prepared for A Phd Degree in Advanced Communications Engineering

Prepared by:

Mohammed Husam Alsakka

Supervisor

Pr. Dr. Abdelrazak Badawieh

Co-supervisor

Dr. Mohammed Zewani

**Academic Year
2024-2025**

Syrian Arab Republic

Damascus University

Faculty of Mechanical and Electrical Engineering

Department of Electronics and Telecommunication Engineering



Performance Development of Ultra-Wideband Systems Using Filtering Antenna Technique

A Thesis Prepared for A Phd Degree in Advanced Communications Engineering

Prepared by:

Eng. Mohammed Husam Alsakka

Supervisor

Pr. Dr. Abdelrazak Badawieh

Co-supervisor

Dr. Mohammed Zewani

**Academic Year
2024-2025**