



وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
جامعة ميسان  
كلية العلوم

## تحسين مواصفات مصفوفة الهوائيات الخطية لتطبيقات اتصالات الموبايل اللاسلكية

رسالة ماجستير مقدمة الى قسم الفيزياء-كلية العلوم-جامعة ميسان  
وهي جزء من متطلبات نيل شهادة ماجستير علوم في الفيزياء

من قبل



رسل وحيد لفتة

بكالوريوس علوم فيزياء

الجامعة المستنصرية 2019

بإشراف

الأستاذ الدكتور احمد هاشم عبود



بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

وَرَفَعْنَا لَهُ مِرْكَاتَنَا عَلِيًّا

الإسراء / 39

صَدَقَ اللَّهُ الْعَلِيِّ الْعَظِيمِ



## اقرار المشرف

اقر بان اعداد رسالة الماجستير الموسومة " تحسين مواصفات مصفوفة الهوائيات الخطية لتطبيقات اتصالات الموبايل اللاسلكية" المقدمة من قبل الطالبة رسل وحيد لفتة، بكالوريوس علوم فيزياء، قد جرت تحت اشرافي في قسم الفيزياء كلية العلوم جامعة ميسان، وهي متطلب جزئي لنيل شهادة الماجستير في علوم الفيزياء.

التوقيع:

اسم المشرف: د. احمد هاشم عبود

الدرجة العلمية: استاذ

التاريخ: / / 2026

## توصية رئيس القسم

إشارة الى التوصية المقدمة من الأستاذ المشرف أحيل هذه الرسالة الى لجنة المناقشة لدراستها وبيان الرأي فيها.

التوقيع:

الاسم:

الدرجة العلمية:

التاريخ: / / 2026

## إقرار لجنة المناقشة

نحن أعضاء لجنة المناقشة الموقعون ادناه نشهد باننا اطلعنا على الرسالة الموسومة "تحسين مواصفات مصفوفة الهوائيات الخطية لتطبيقات اتصالات الموبايل اللاسلكية" المقدمة من قبل الطالبة رسل وحيد لفتة، وناقشنا الطالبة بتاريخ / / 2026 في محتوياتها ووقفنا على دفاع الطالبة. فوجدنا انها مستوفية لمتطلبات نيل شهادة الماجستير في علوم الفيزياء وبتقدير ( ) .

### رئيس اللجنة

### عضواً

التوقيع:	التوقيع:
الاسم:	الاسم:
الدرجة العلمية:	الدرجة العلمية:
العنوان:	العنوان:
التاريخ: / / 2026	التاريخ: / / 2026

### عضواً

### عضواً ومشرفاً

التوقيع:	التوقيع:
الاسم:	الاسم:
الدرجة العلمية:	الدرجة العلمية:
العنوان:	العنوان:
التاريخ: / / 2026	التاريخ: / / 2026

## مصادقة عميد الكلية العلوم/ جامعة ميسان

التوقيع:  
الاسم: د. تحسين صدام فندي  
الدرجة العلمية: استاذ  
العنوان: عميد كلية العلوم/ جامعة ميسان  
التاريخ: / / 2026

# الأهداء

الفضل لله الذي جعل لي من الدربِ نوراً، ومن السَّعي طريقاً للإنجاز،

والحمد لله الذي ما تيقنتُ به خيراً، إلا واغرقني فرحاً وسروراً،

فلك الحمد يا الله حباً وشكراً وامتناناً .

أهدي هذا الإنجاز إلى سندي الثابت أبي الحنوز، وإلى أمي القوية

التي

غرست في قلبي حب العلم والطموح، وإلى أضلاع قلبي إخوتي الأعزاء

والى

رفيق خطواتي وشريكي زوجي العزيز

والى ريحانة قلبي وثمره فؤادي وفرحتي ولدي الغالي (ينز)،

والى صديقاتي العزيزات وكل من تمنى لي الخير .

رَّسَل

## شكراً وتقديراً

الحمد لله رب العالمين والصلاة والسلام على خاتم الأنبياء والمرسلين سيدنا محمد (صلى الله عليه وعلى آله الطيبين الطاهرين) بكل احترام أقدم عظيم شكري وتقديري الى استاذي الذي أشرف على رسالتي لتري النور والذي ساندني بالأفكار والجهود الأستاذ الدكتور الفاضل أحمد هاشم عبود لاقتراحه موضوع البحث ولتوجيهاته السديدة ومناقشاته القيمة ومساندته الطيبة طوال فترة البحث.

أتقدم بجزيل الشكر والتقدير الى عمادة كلية العلوم في جامعة ميسان لإتاحة الفرصة لإكمال الدراسات العليا ولأبداء روح التعاون والمساعدة.

واتقدم بجزيل الشكر والتقدير الى رئاسة قسم الفيزياء-كلية العلوم لما ابده من مساعدة ودعم. والى زملائي طلبة الدراسات العليا للدعم المقدم من قبلهم.

ولا أنسى ان أقدم شكري وتقديري الى كل من قدم دعماً او نصيحة لكي يرى هذا العمل النور ... والله ولي التوفيق.

الباحثة

## الخلاصة

تعد الهوائيات من العناصر الأساسية في أنظمة الاتصالات اللاسلكية، حيث تعمل كحلقة وصل بين الدوائر الإلكترونية والفضاء الخارجي. تقوم هذه الهوائيات بتحويل الإشارات الكهربائية إلى موجات كهرومغناطيسية وتستقبل كذلك الموجات الكهرومغناطيسية من البيئة المحيطة وتحولها مجدداً إلى إشارات كهربائية. لقد شهدت تقنية الهوائيات تقدماً ملحوظاً تزامناً مع النمو السريع في تقنيات الاتصالات، مما أدى إلى تحسين كفاءتها، وزيادة عرض الحزمة الترددية، وتعزيز الكسب، وتقليل الحجم. مع ظهور تقنيات الجيل الخامس في الاتصالات (5G)، أصبحت الحاجة إلى تصميم هوائيات متميزة أمراً بالغ الأهمية، نظراً لمتطلبات هذه التقنيات والتي تشمل معدلات نقل بيانات عالية، فضلاً عن دعم عدد كبير من المستخدمين والأجهزة.

تسهم الهوائيات بشكل كبير في تحقيق الميزات المتقدمة للجيل الخامس، مثل تقنيات الأنظمة متعددة المدخلات والمخرجات (Multiple Input Multiple Output MIMO)، والتي تهدف إلى تعزيز كفاءة النقل وتقليل التداخل وزيادة سعة الشبكة وبالتالي، يعتبر تصميم هوائيات مدمجة عالية الكفاءة ومعامل اقتران منخفض أمراً أساسياً لتطبيقات الجيل الخامس في الأجهزة الذكية، ومحطات القاعدة، والأنترنيت، والأنظمة الذكية الحديثة.

يتناول هذا البحث دراسة وتحليل وتصميم هوائي مدمج يتمتع بكفاءة عالية يعمل ضمن التردد 5.8GHz، تم تصميم هوائي شريطي دائري منفرد باستخدام برنامج المحاكاة HFSS وتم الحصول على نتائج نظرية جيدة فقد تم الحصول على عرض نطاق ترددي (Band width) بلغ تقريباً 1.27 GHz حول التردد المركزي 5.8 GHz، وذلك عندما تكون قيمة  $S_{11}$  أقل من (-10 dB) أما اتجاهية الهوائي فكانت تشير إلى أن الهوائي يوجه الطاقة بشكل مفضل في الاتجاه العلوي.

تم تصنيع النموذج المقترح في هيئة البحث العلمي وزارة العلوم والتكنولوجيا وتم الحصول على نتائج عملية مطابقة للنتائج النظرية. من أجل الحصول على كسب أعلى للهوائي قمنا بعمل مصفوفة ال-MIMO مكونة من ثلاثة هوائيات شريطية دائرية. أظهرت النتائج العملية تطابقاً جيداً مع النتائج النظرية كذلك وجدنا تحسناً كبيراً في الاتجاهية والتحصييل في المصفوفة الخطية وأن جميع المنافذ تعمل عند التردد 5.8 GHz أظهرت نتائج المحاكاة النظرية والنتائج العملية تقارباً جيداً وهذا يدل على وجود تماثل في الأداء بين المنفذ 1 و 3 وبالتالي احتمال أن الاقتران المتبادل بين 1 و 3 قليل جداً أما المنفذ  $S_{22}$  يظهر عمقاً أقل عند بعض الترددات وهذا يدل على احتمال تزايد الاقتران على هذا المنفذ من كلا الجانبين إذا أن

العنصر الأوسط يتعرض لاقتران مزدوج (إلى اليسار واليمين) اذا نجد ان الاقتران المتبادل موجود ولكن بنسبة قليلة .

من اجل تقليل الاقتران المتبادل بين عناصر المصفوفة تم تصميم خليتين متماثلتين من حيث الشكل والأبعاد وتم أضافتهما الى المصفوفة الخطية (Frequency Selective Surface FSS). قمنا بمقارنة النتائج النظرية والعملية لمعاملات MIMO قبل وبعد إضافة الخلية FSS للمصفوفة فأظهرت النتائج العملية والنظرية للمصفوفة الخطية الثلاثية تقاربا جيدا في تقليل الاقتران المتبادل بين عناصر المصفوفة مما يشير إلى أن الاقتران بين العناصر ضعيف إلى متوسط، وهذا يدل على أن التصميم يحقق عزلاً جيداً نسبياً بين العناصر، وهو أمر مرغوب لتقليل التداخل.

المحتويات		
رقم الصفحة	التفاصيل	الفقرة
I	عنوان الرسالة	
II	الآية	
III	إقرار المشرف	
IV	إقرار لجنة المناقشة	
V	الاهداء	
VI	الشكر والتقدير	
الفصل الأول: المقدمة		
1	المقدمة	1-1
2	The Antenna الهوائي	2-1
3	Microstrip Antennas الهوائيات الشريطية	1-2-1
4	Antenna Parameters معاملات الهوائي	3-1
4	Radiation Pattern هيكل الإشعاع	1-3-1
5	Gain (الكسب) التحصيل	2-3-1
5	Directivity الاتجاهية	3-3-1
6	Efficiency الكفاءة	4-3-1
7	Radiation Impedance ممانعة الإشعاع	5-3-1
8	Band Width عرض النطاق الترددي	6-3-1
9	Return Loss الخسارة الراجعة	7-3-1
9	Voltage Standing Wave Ratio نسبة موجة الجهد الواقفة	8-3-1
9	Polarization الاستقطاب	9-3-1
10	Field Region مناطق الهوائي	4-1
10	Near-Field Region-Fresnel Region منطقة المجال القريب	1-4-1
10	Far-Field Region-Fraunhofer منطقة المجال البعيد	2-4-1
11	Antenna Types أنواع الهوائيات	5-1
11	Wire Antennas الهوائيات السلكية	1-5-1
11	Aperture Antenna هوائيات الفتحة	2-5-1
12	Lenses Antennas هوائيات العدسة	3-5-1
13	Microstrip Antennas الهوائيات الشريطية	4-5-1
13	Array Antennas هوائيات المصفوفة	5-5-1
14	Feeding Methods طرق التغذية	6-1
14	Strip Line Feeding التغذية بالخط الشريطي	1-6-1
15	Coaxial Cable Feeding التغذية بالكابل المحوري	2-6-1
15	Proximity Coupled Feeding التغذية بالاقتران القريب	3-6-1
16	Aperture Coupled Feeding التغذية باقتران الفتحة	4-6-1
17	Feeding Using an Electric Dipole التغذية باستخدام ثنائي القطب الكهربائي	5-6-1
18	Radiation Mechanism ميكانيكية الإشعاع	7-1

19	Literature Survey المراجعة التاريخية	8-1
22	Aim of Study الغاية من الدراسة	9-1
22	Thesis Organization تنظيم الرسالة	10-1
<b>الفصل الثاني: الجزء النظري</b>		
23	المقدمة	1-2
24	Solving the Wave Equation in a Circular Waveguide حل معادلة الموجه باستخدام دليل الموجه الدائري	2-2
28	Cavity Model نموذج التجويف	3-2
31	Resonance Frequency تردد الرنين	1-3-2
31	Simulation Software برنامج المحاكاة	4-2
32	Interface واجهة البرنامج	1-4-2
33	Solution Methods طرق الحل	2-4-2
34	(Driven Modal Solution) الحل النمطي	1-2-4-2
34	(Driven Terminal Solution) الحل الطرفي	2-2-4-2
34	(Transient Solution) حل المجال الزمني	3-2-4-2
35	Excitation Methods طرق الاثارة	3-4-2
35	(Wave Ports) منافذ موجية	1-3-4-2
35	(Lumped Ports) المنافذ المجمعة	2-3-4-2
35	Boundary Conditions الشروط الحدودية	4-4-2
36	Circular Patch Antenna Design تصميم الهوائي الشريطي الدائري	5-2
38	Results of the Circular Microstrip Antenna نتائج الهوائي الشريطي الدائري	1-5-2
38	Return Loss الخسارة الراجعة	1-1-5-2
39	Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) نسبة الموجه الواقفة	2-1-5-2
39	Input Impedance ممانعة الادخال	3-1-5-2
40	Radiation Pattern هيكل الاشعاع	4-1-5-2
41	Experimental Results النتائج العملية	2-5-2
42	Return Loss الخسارة الراجعة	1-2-5-2
43	Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) نسبة الموجه الواقفة	2-2-5-2
44	Multi Input Multi Output MIMO تقنية الـ	6-2
44	المقدمة	1-6-2
45	MIMO معاملات الـ	2-6-2
45	(Envelope Correlation Coefficient - ECC) معامل ارتباط المغلف	1-2-6-2
45	(Total Active Reflection Coefficient -TARC) معامل الانعكاس النشط الكلي	2-2-6-2
45	(Channel Capacity Loss -CCL) فقد سعة القناة	3-2-6-2

46	كسب التنوع (Diversity Gain -DG)	4-2-6-2
47	تصميم مصفوفة MIMO الهوائيات الدائرية الخطية	7-2
48	نتائج معاملات MIMO الهوائيات الدائرية الخطية	8-2
48	النتائج النظرية Theoretical Results	1-8-2
48	الخسارة الراجعة Return Loss	1-1-8-2
48	معامل الاقتران Coupling Coefficient	2-1-8-2
49	هيكل الاشعاع Radiation Pattern	3-1-8-2
50	النتائج النظرية لمعاملات الـ MIMO الهوائيات الدائرية الخطية	2-8-2
50	معامل الارتباط المغلف (ECC)	1-2-8-2
50	المعامل الكلي للانعكاس الفعال (TARC)	2-2-8-2
50	فقد السعة القنوية (CCL)	3-2-8-2
52	كسب التنوع (DG)	4-2-8-2
53	النتائج العملية Experimental Results	3-8-2
53	الخسارة الراجعة Return Loss	1-3-8-2
54	معامل الاقتران Coupling Coefficient	2-3-8-2
55	نتائج معاملات الـ MIMO العملية	4-8-2
55	معامل ارتباط المغلف (ECC)	1-4-8-2
55	معامل الانعكاس النشط الكلي (TARC)	2-4-8-2
55	فقد سعة القناة (CCL)	3-4-8-2
55	كسب التنوع (DG)	4-4-8-2
<b>الفصل الثالث: تقنية الـ MIMO وتقليل الاقتران المتبادل</b>		
58	المقدمة	1-3
58	الاقتران المتبادل في المصفوفات Mutual Coupling in Arrays	2-3
58	تأثير الاقتران المتبادل على أداء المصفوفة Effect of Mutual Coupling on Array Performance	1-2-3
59	طرق تقليل الاقتران المتبادل Methods for Reducing Mutual Coupling	2-2-3
59	الرنانات (Resonators)	1-2-2-3
59	الهياكل الأرضية المتضررة (Defected Ground Structures)	2-2-2-3
60	العناصر الطفيلية (Parasitic element)	3-2-2-3
60	تصميم مصفوفة الـ MIMO من الهوائيات الدائرية الشكل	3-3
61	النتائج Results	4-3
61	نتائج المحاكاة Simulation Results	1-4-3
61	الخسارة الراجعة Return Loss	1-1-4-3
62	معامل الاقتران Coupling Coefficient	2-1-4-3
62	هيكل الاشعاع Radiation Pattern	3-1-4-3
63	النتائج النظرية لمعاملات الـ MIMO مقارنة مع النتائج النظرية لمعاملات الـ MIMO للمصفوفة الخطية	2-4-3

63	معامل ارتباط المغلف ECC	1-2-4-3
64	معامل الانعكاس النشط الكلي TARC	2-2-4-3
65	فقد سعة القناة CCL	3-2-4-3
65	كسب التنوع DG	4-2-4-3
66	النتائج العملية Experimental Results	3-4-3
67	الخسارة الراجعة Return Loss	1-3-4-3
67	معامل الاقتران Coupling Coefficient	3-3-4-3
68	نتائج معاملات الـ MIMO العملية	4-4-3
68	معامل ارتباط المغلف ECC	1-4-4-3
69	معامل الانعكاس النشط الكلي TARC	2-4-4-3
69	فقد سعة القناة CCL	3-4-4-3
70	كسب التنوع DG	4-4-4-3
<b>الفصل الرابع: الاستنتاجات والعمل المستقبلي</b>		
71	الاستنتاجات Conclusions	1-4
71	العمل المستقبلي Future Work	2-4
<b>المصادر References</b>		
<b>APSTRACT</b>		
<b>Title</b>		

## قائمة الاشكال

رقم الصفحة	التفاصيل	الشكل
3	اشكال الرقعة للهوائي الشريطي	1-1
4	الهوائي الشريطي المستطيل	2-1
5	هيكل الاشعاع	3-1
7	كفاءة الهوائي	4-1
8	عرض الحزمة	5-1
10	مناطق الهوائية	6-1
11	الهوائيات السلبي	7-1
12	هوائيات الفتحة	8-1
12	هوائيات العدسة	9-1
14	هوائيات المصفوفة	10-1
14	التغذية بالخط الشريطي	11-1
15	التغذية بالكابل المحوري	12-1
16	التغذية بالاقتران القريب	13-1
17	التغذية باقتران الفتحة	14-1
18	التغذية باستخدام ثنائي القطب	15-1
18	ميكانيكية الاشعاع	16-1
23	الهوائي الدائري	1-2
33	واجهة البرنامج	2-2
37	ابعاد الهوائي الشريطي الدائري	3-2
38	الخسارة الراجعة مقابل التردد للهوائي الدائري المفرد	4-2
39	الموجة الواقفة (VSWR)	5-2
40	ممانعة الادخال للهوائي	6-2
40	الهيكل الاشعاعي للهوائي المنفرد	7-2
41	الهيكل الاشعاعي ثلاثي الابعاد	8-2
41	جهاز VNA	9-2
42	الهوائي الدائري المفرد المصنع	10-2
43	الخسارة الراجعة النظري والعملي	11-2
43	نسبة الموجة الواقفة للهوائي المقترح النتائج النظرية والعملية	12-2
48	تصميم مصفوفة الهوائيات الدائرية ببرنامج المحاكاة HFSS	13-2
49	عناصر مصفوفة الاستطارة S-Matrix	14-2
50	الاتجاهية الكلية في المستويين الأساسيين E و H عند التردد 5.74 GHz	15-2
51	معامل الارتباط المغلف ECC نتائج المحاكاة مقابل التردد	16-2
51	معامل الانعكاس الكلي الفعال TARC نتائج المحاكاة مقابل التردد	17-2
52	فقد السعة القنوية CCL نتائج المحاكاة مقابل التردد	18-2

## قائمة الاشكال

رقم الصفحة	التفاصيل	الشكل
52	كسب التنوع DG نتائج المحاكاة مقابل التردد	19-2
53	التصميم العملي للمصفوفة المقترحة	20-2
54	نتائج معاملات الانعكاس ( $S_{33}$ ، $S_{22}$ ، $S_{11}$ ) لمصفوفة الهوائيات مقارنة بين النتائج المحاكاة (SIMULATED) والنتائج العملية (EXPERIMENTAL)	21-2
54	نتائج معاملات الانعكاس ( $S_{23}$ ، $S_{13}$ ، $S_{12}$ ) لمصفوفة الهوائيات مقارنة بين النتائج المحاكاة (SIMULATED) والنتائج العملية (EXPERIMENTAL)	22-2
55	معامل الارتباط المغلف ECC النتائج العملية مقابل التردد	23-2
56	معامل الانعكاس الكلي الفعال TARC النتائج العملية مقابل التردد	24-2
56	فقد السعة القنوية CCL النتائج العملية مقابل التردد	25-2
57	كسب التنوع DG النتائج العملية مقابل التردد	26-2
60	مصفوفة (MIMO) من ثلاث هوائيات دائرية مع شقوق مستطيلة الشكل	1-3
61	أبعاد الشقوق المضافة للتصميم	2-3
62	الخسارة الراجعة مقابل التردد لمصفوفة الهوائي الدائري	3-3
63	الهيكل الإشعاعي لتحصيل الهوائي عند التردد 5.8 GHz	4-3
64	معامل الارتباط المغلف ECC نتائج المحاكاة مقابل التردد	5-3
64	معامل الانعكاس الكلي الفعال (TARC) مقابل التردد	6-3
65	فقد السعة القنوية (CCL) مقابل التردد	7-3
66	كسب التنوع (DG) مقابل التردد	8-3
66	التصميم العملي للمصفوفة المقترحة	9-3
67	نتائج معاملات الانعكاس لمصفوفة الهوائيات مقارنة بين النتائج المحاكاة (الخط المتصل) والنتائج العملية (الخط المتقطع)	10-3
68	نتائج معاملات الاقتران المتبادل ( $S_{23}$ ، $S_{13}$ ، $S_{12}$ ) لمصفوفة الهوائيات مقارنة بين النتائج المحاكاة (SIMULATED) والنتائج العملية (EXPERIMENTAL)	11-3
68	معامل الارتباط المغلف ECC النتائج العملية مقابل التردد	12-3
69	معامل الانعكاس الكلي الفعال TARC النتائج العملية مقابل التردد	13-3
69	فقد السعة القنوية CCL النتائج العملية مقابل التردد	14-3
70	كسب التنوع DG النتائج العملية مقابل التردد	15-3

## قائمة الجداول

رقم الصفحة	التفاصيل	رقم الجدول
17	مقارنة بين تقنيات التغذية	1-1
30	جذور دالة بسل ومشتقاتها $\chi_{nm}$	1-2
37	ابعاد الهوائي المقترح	2-2
47	ملخص لمعاملات مصفوفة MIMO الخطية	3-2

## قائمة المختصرات

الاختصار	الاسم الكامل باللغة الإنجليزية	الاسم باللغة العربية
<b>MSA</b>	Microstrip Antenna	الهوائي الشريطي الدقيق
<b>Wi-Fi</b>	Wireless Fidelity	الشبكة اللاسلكية (واي فاي)
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network	شبكة محلية لاسلكية
<b>Sub</b>	Substrate	الركيزة (المادة العازلة للهوائي)
<b>dB</b>	Decibel	وحدة الديسيبل
<b>C Band</b>	C Frequency Band	C نطاق التردد
<b>HFSS</b>	High Frequency Structure Simulator	برنامج محاكاة الهياكل عالية التردد
<b>MIMO</b>	Multiple Input Multiple Output	نظام متعدد الإدخال ومتعدد الإخراج
<b>FSS</b>	Frequency Selective Surface	السطح الانتقائي للتردد
<b>FR-4</b>	Flame Retardant 4 (Epoxy Glass Substrate)	العازلة (إيبوكسي FR-4 مادة الألياف الزجاجية)
<b>VNA</b>	Vector Network Analyzer	محلل الشبكات المتجهية

# الفصل الأول المقدمة

## 1-1 المقدمة

وُضعت أسس النظرية الكهرومغناطيسية في عام 1864 بواسطة جيمس كليرك ماكسويل، ثم قام هاينريش هيرتز بتأكيداتها من خلال تجربته في عام 1888. منذ ذلك الحين، ظهرت العديد من الاكتشافات والاختراعات والتطبيقات المختلفة في مجالات عديدة اعتمدت على الموجات الكهرومغناطيسية. ويُعد استخدامها في انتشار الإشارات عبر الهوائيات أحد أبرز هذه التطبيقات. منذ سبعينيات القرن الماضي، حظيت هوائيات الشرائح الدقيقة باهتمام كبير، رغم أن فكرتها الأساسية وُضعت في عام 1953 وسُجلت براءة اختراعها عام 1955. ومع تطور أنظمة الاتصالات الحديثة مثل الاتصالات المحمولة، والأقمار الاصطناعية، والشبكات اللاسلكية، تزايد الطلب على الهوائيات الشريطية، ما دفع الباحثين إلى العمل على تحسين أدائها وتوسيع مجالات استخدامها [1]. تُعد هذه الهوائيات خيارًا مفضلًا ليس فقط لأنها خفيفة الوزن وذات تكلفة مناسبة [2]، بل أيضًا بسبب صغر حجمها وسهولة دمجها مع الدوائر الميكروية المتكاملة [3] ورغم هذه المزايا، توجد بعض القيود على أدائها، أبرزها ضيق عرض النطاق الترددي لها. وقد جرى سابقًا دراسة وتحليل الأشكال التقليدية للهوائيات ذات التردد الواحد. يمكن تصميم هوائيات الشرائح بأشكال متعددة لتلبية احتياجات متنوعة، مثل الهوائي الخماسي المستخدم في تطبيقات Wi-Fi [4]، والهوائي الدائري للتطبيقات الصناعية والعلمية والطبية [5] والهوائي البيضوي للاتصالات من نقطة إلى نقطة [6]، والهوائي المستخدم لتطبيقات الاتصالات المتوافقة مع الامواج الدقيقة، والهوائي الدائري الحلقي للاتصالات اللاسلكية المتنقلة [7]، وهوائي الشكل الكسري Fractional لشبكات WLAN [8] إلى جانب تطبيقات عديدة أخرى.

توجد أربع طرق رئيسية لتغذية هذه الهوائيات، وهي: تغذية الشريط الدقيق Strip line feed، أو باستخدام الكابل المحوري Coaxial cable، أو عن طريق ترابط الفتحات Aperture coupled، أو التغذية القريبة Proximity coupled feed.

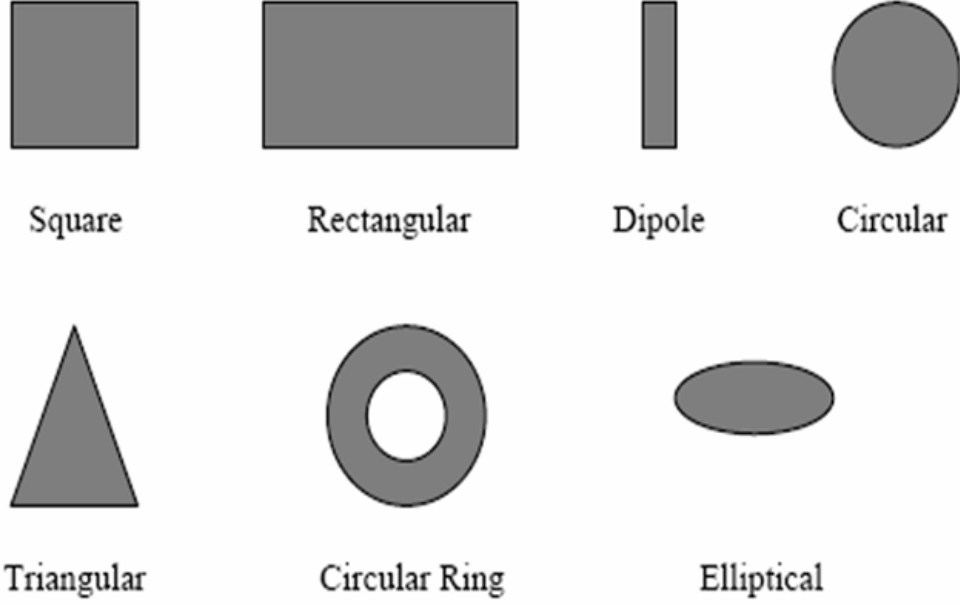
تُستخدم أنواع متعددة من الركائز Substrate لتصنيع الهوائيات، ويتراوح ثابت العزل النسبي لها عادةً بين  $2.2 \leq \epsilon_r \leq 12$ ، من المفضل الاعتماد على ركيزة سميكة ذات ثابت عازل منخفض لتحقيق كفاءة عالية وعرض نطاق أكبر ولتقليل الإشعاع الجانبي، لكن ذلك يأتي على حساب زيادة حجم الهوائي [9]. في السنوات الأخيرة، أصبحت هوائيات الرقعة الدقيقة شائعة جدًا وتُعتبر اليوم من أكثر تقنيات الاتصالات تطورًا. نظرًا لتزايد الحاجة إلى هوائيات مدمجة يسهل تصنيعها وتوفير أداءً عاليًا عبر مختلف الأنظمة اللاسلكية، تم تطوير العديد من التصاميم للهوائيات الدائرية خلال العقد الماضي. عادةً ما يتم إنتاجها باستخدام تقنيات الطباعة الضوئية، ما يُسهل دمجها مع الدوائر الميكروية. كما تدعم هذه الهوائيات الاستقطاب الخطي والدائري معًا [5]. تتوفر هوائيات الشرائح بأشكال هندسية متعددة للرقعة الإشعاعية، منها المستطيل والدائرة والمربع والمثلث وغيرها. ومن بين هذه التصاميم، تحظى الأشكال المستطيلة

والدائرية والمربعة بأكبر قدر من الاستخدام نظراً لبساطة تصميمها وسهولة تحليل خصائصها [10]. ونظراً لأن هوائي الرقعة الدائرية يعتمد على معلم (parameter) واحد هو نصف القطر، فإن تصميمه يكون أكثر سهولة، كما يمكن التحكم في خصائص الإشعاع بشكل دقيق [11] علاوة على ذلك، فإن حجم الهوائي الدائري أصغر بنسبة تصل إلى 16% مقارنةً بالهوائي المستطيل المصمم للعمل عند نفس التردد [12].

توفر الهوائيات الدائرية عدة مزايا مهمة، فهي منخفضة الارتفاع، متينة ميكانيكياً، خفيفة الوزن، ذات تكلفة معقولة، ومدمجة في تصميمها. وغالباً ما يتم تصنيعها باستخدام تقنيات التصوير الضوئي، مما يتيح دمجها بسهولة مع الدوائر المايكروية، كما أنها تدعم أنماط الاستقطاب الخطي والدائري. تُعد تقنيات التغذية جزءاً أساسياً من تصميم الهوائي لضمان نقل القدرة الترددية بكفاءة عالية إلى بنية الهوائي.

## 2-1 الهوائي – The Antenna

إن أي جسم موصل يمر فيه تيار كهربائي متغير مع الزمن يمكن اعتباره مصدراً قادراً على إرسال الموجات الكهرومغناطيسية إلى الوسط المحيط به وبناءً على هذا المفهوم، يُعرف الهوائي بأنه جهاز يُستخدم لإرسال أو استقبال الموجات الراديوية في الفضاء المحيط [10]. يُعد الهوائي وسيلة لانتقال الطاقة الكهرومغناطيسية المرتبطة بالموجات الراديوية من نظام النقل (مثل خط النقل) إلى الفضاء الحر، أو بالعكس عند استقبال الإشارة [13]. تعتمد كفاءة الهوائي بشكل رئيسي على قدرته في إرسال أو استقبال الحد الأعلى من الطاقة القادمة من خط النقل المتصل به، ويتطلب ذلك توافق الممانعة بين الهوائي وخط النقل، لضمان أقصى انتقال ممكن للطاقة إلى الفضاء المحيط. كما أن توجيه الطاقة في اتجاه معين بتركيز أكبر من باقي الاتجاهات الزاوية يُعد عاملاً آخر يؤثر في كفاءة الهوائي [14]. تُصمم الهوائيات بأشكال وأحجام متنوعة كما في الشكل (1-1)، وذلك حسب التردد المستخدم والغرض من الاستخدام، مثل: البث الإذاعي، الإرسال التلفزيوني، أنظمة الاتصالات اللاسلكية، الهواتف المحمولة، الرادارات، أنظمة تجنب التصادم، وغيرها من التطبيقات المتعددة. وتعتمد خصائص الإشعاع في الهوائي على عدة عوامل، منها: شكل الهوائي، حجمه، المواد المصنوع منها، وكذلك الممانعة التي تظهر لخط التغذية. وغالباً ما تُحسب أبعاد الهوائي نسبةً إلى الطول الموجي الذي يعمل عنده، وتُسمى في هذه الحالة بالأبعاد الكهربائية وليس الأبعاد الفيزيائية [10].



الشكل (1-1): اشكال الرقعة للهوائي الشريطي [15]

### 1-2-1 الهوائيات الشريطية Microstrip Antennas

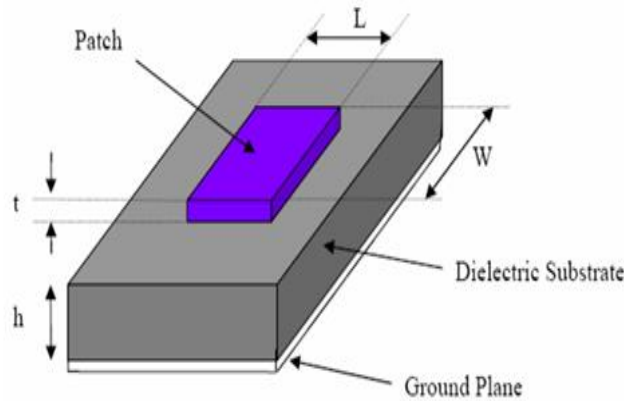
تتكون أبسط أنواع الهوائيات الشريطية Microstrip Antenna MSA من ثلاث طبقات رئيسية، وهي: المشع (Patch)، والطبقة العازلة (Dielectric substrate)، والقاعدة (Ground plane). يتكون المشع من مادة موصلة، عادةً من الذهب أو النحاس، وتمثل هذه الطبقة الجزء الأساسي في الهوائي الذي يتم من خلاله بث المجالات الكهرومغناطيسية [15]. يكون سمك المشع أصغر بكثير من الطول الموجي، لما في ذلك تأثير على تكوين مجالات الحافة (Fringing Fields) عند أطراف المشع، والتي تُعد المسؤولة عن الإشعاع. حيث يؤدي تراكم المجالات الكهربائية عند حواف المشع إلى إنتاج إشعاع الهوائيات الشريطية. يُثبت المشع على الجهة العلوية للطبقة العازلة التي تتميز بثابت عزل وسمك معين، بينما تُثبت الجهة السفلى من هذه الطبقة على القاعدة المعدنية، التي عادةً ما تصنع من نفس المادة الموصلة المستخدمة في صناعة المشع [16]. يتخذ المشع أشكالاً هندسية متنوعة، تعكس من خلالها كفاءة الهوائي وعرض الحزمة التي يعمل ضمنها، إلى جانب تأثيرها على معايير أخرى للهوائي. ومن الجدير بالذكر أن اسم الهوائي غالباً ما يرتبط بشكل المشع المستخدم فيه، حيث تُعد الأشكال الأبسط للمشعات هي المستطيل، الدائري، والحلقي، كما يوضح الشكل (1-1). يتميز الهوائي الشريطي أنه مُشع ممتاز للعديد من التطبيقات بسبب مزاياه العديدة، ولكنه يحتوي أيضاً على بعض العيوب [17].

## 1-2-1-1 المزايا :

تكون خفيفة الوزن ولها حجم صغير وتكوين مسطح منخفض الارتفاع يمكن جعلها متوافقة مع سطح المضيف، سهولة إنتاجها بكميات كبيرة باستخدام تقنية الدوائر المطبوعة تؤدي إلى انخفاض تكلفة التصنيع، سهولة دمجها مع دوائر تكاملية أخرى على نفس الركيزة، تسمح بالاستقطاب الخطي والاستقطاب الدائري، يمكن جعلها مضغوطة للاستخدام في الاتصالات المحمولة الشخصية، تسمح بعمليات بتردد مزدوج وثلاثي [17].

## 2-1-2-1 العيوب:

عرض نطاقها ضيق %1-3، كسبها منخفض، قدرتها على معالجة الطاقة منخفضة [17]. تتميز MSAs بعرض نطاق ضيق، عادة ما يتراوح بين 1-5%، وهو العامل الرئيسي المحدد لتطبيق هذه الهوائيات على نطاق واسع [18].

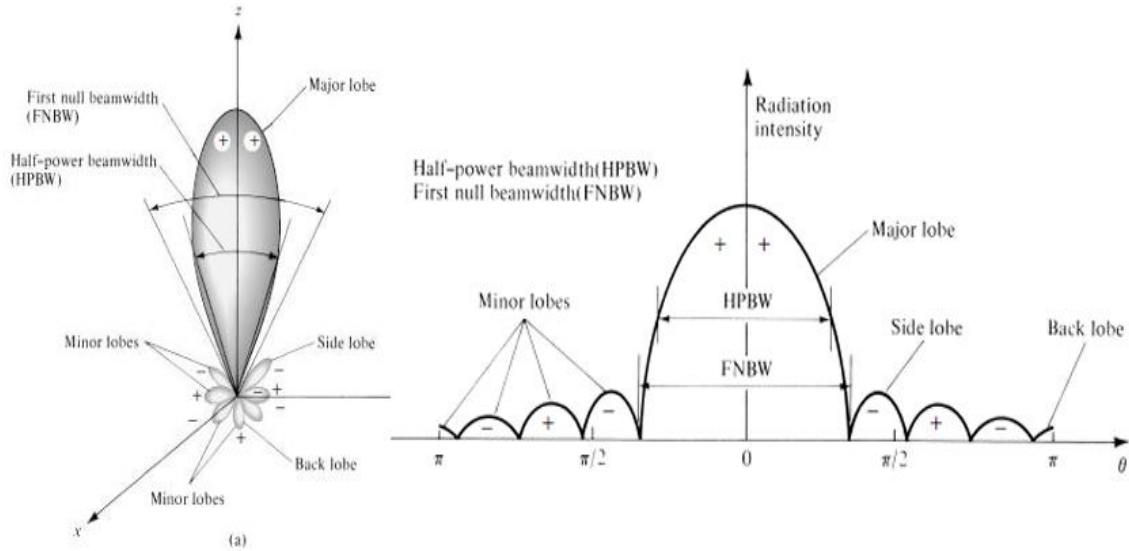


الشكل (2-1): الشريطي المستطيل [17]

## 3-1 معاملات الهوائي Antenna Parameters

### 1-3-1 هيكل الإشعاع Radiation Pattern

يُعرف هيكل الإشعاع بأنه دالة رياضية أو تمثيل بياني يصف خصائص الإشعاع بالنسبة لإحداثيات الفضاء، وغالباً ما يتم تحديده في منطقة المجال البعيد يتكون هيكل الإشعاع من عدة أجزاء تُسمى بالفلق أو الفصوص، وهي أجزاء من الهيكل الإشعاعي وتكون محاطة بمناطق ذات كثافة إشعاعية منخفضة نسبياً، كما هو موضح في الشكل (3-1). يمكن تصنيف هذه الفلق إلى الفلقة الرئيسية، الفلق الجانبية، والفلق الخلفية؛ حيث تكون الفلقة الرئيسية أعلى قوة في المجال الإشعاعي، بينما تمثل الفلق الجانبية إشعاعاً غير مرغوب فيه ضمن آلية الإشعاع، أما الفلقة الخلفية فتكون معاكسة تماماً للفلقة الرئيسية [19].



الشكل (1-1): هيكل الإشعاع [15]

### 2-3-1 التحصيل (الكسب) Gain

يُعد الكسب من المقاييس المفيدة التي تصف أداء الهوائي. وبالرغم من أن الكسب يرتبط ارتباطاً وثيقاً مع الاتجاهية، إلا أنه يعبر عن مقياس يشمل كفاءة الهوائي إلى جانب قدرته الاتجاهية. تجدر الإشارة إلى أن الاتجاهية تعبر فقط عن الخصائص الاتجاهية للهوائي، ولذلك فهي تعتمد بشكل كامل على نمط الإشعاع وليس الخسائر. أما كسب الهوائي في اتجاه معين، فيُعرّف بأنه "النسبة بين شدة الإشعاع في اتجاه معين إلى شدة الإشعاع التي يمكن الحصول عليها إذا كانت القدرة المستقبلية من الهوائي تُشع بشكل متساوٍ في جميع الاتجاهات" [20]. يمكن التعبير عن ذلك في شكل معادلة كما يلي:

$$Gain = 4\pi \frac{\text{radiation intensity}}{\text{total input (accepted) power}} = G = \frac{4\pi U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad \dots (1-1)$$

### 3-3-1 الاتجاهية Directivity

وهي النسبة بين شدة الإشعاع في اتجاه معين وبين شدة الإشعاع المتوسطة في جميع الاتجاهات. وتكون شدة الإشعاع المتوسطة مساوية لإجمالي القدرة المشعة من الهوائي مقسومة على  $4\pi$ . وبطريقة مبسطة، يمكن القول إن الاتجاهية لمصدر غير متساوي الخواص (غير كروي الإشعاع) هي النسبة بين شدة إشعاعه في اتجاه معين وشدة إشعاع مصدر متساوي الخواص (كروي الإشعاع) في نفس الاتجاه [20]. يمكن التعبير عن هذا بصيغة رياضية باستخدام المعادلة الآتية:

$$G = \frac{P_{rad}}{4\pi} \quad \dots (1-2)$$

ويمكن كتابتها على النحو التالي:

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad \dots (1-3)$$

$$D_{max} = |D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}}$$

في حال لم يتم تحديد الاتجاه، فإن ذلك يعني أن الاتجاه هو الذي تكون فيه شدة الإشعاع أكبر ما يمكن (أي الاتجاهية العظمى)، ويُعبر عنها بالصورة التالية [20]:

$$D_{max} = D_0 = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad \dots (1-4)$$

حيث:

$D$  = اتجاهية (بلا وحدة قياس)

$D_0$  = أقصى اتجاهية (بلا أبعاد)

$U$  = شدة الإشعاع (W/unit solid angle)

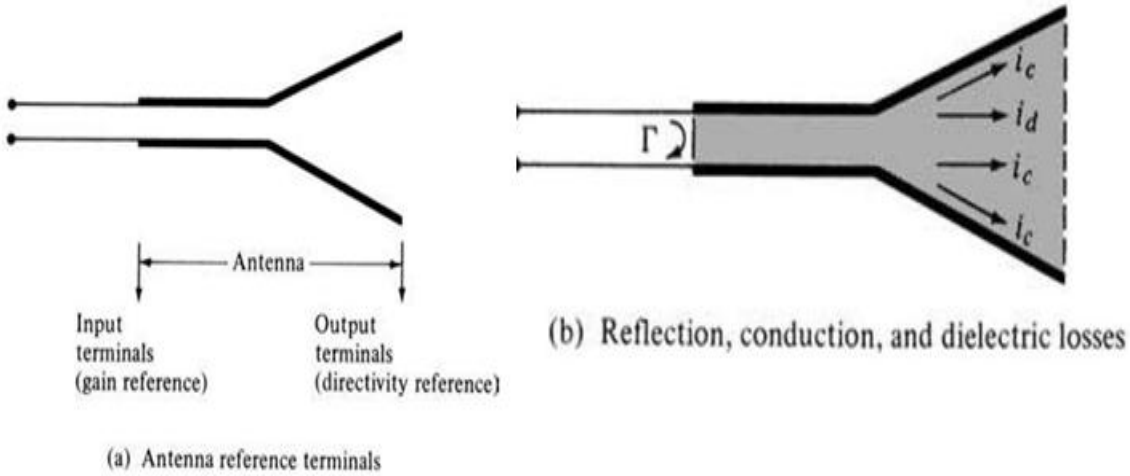
$U_{max}$  = أقصى شدة إشعاع (W/unit solid angle)

$U_0$  = شدة الإشعاع من مصدر متماثل الخواص (W/unit solid angle)

$P_{rad}$  = إجمالي القدرة المشعة (W)

### 4-3-1 الكفاءة Efficiency

تُعرف كفاءة الهوائي بأنها النسبة بين القدرة التي يشعّها الهوائي إلى القدرة الكلية الداخلة إليه. لتحديد الكفاءة بشكل دقيق، ينبغي أخذ جميع أنواع الخسائر الداخلية التي تحدث في الهوائي بعين الاعتبار، بما في ذلك الخسائر الأومية (المقاومية) وخسائر المواد العازلة [21]، كما هو موضح في الشكل (4-1).



الشكل (2-1): كفاءة الهوائي [15]

بشكل عام، يمكن كتابة الكفاءة الإجمالية كالتالي [21]:

$$e_0 = e_r e_c e_d \dots (1-5)$$

$e_0$ : الكفاءة الكلية (بلا أبعاد)

$e_r$ : كفاءة الانعكاس

$e_c$ : كفاءة التوصيل (بلا أبعاد)

$e_d$ : كفاءة العازل (بلا أبعاد)

### 5-3-1 ممانعة الإشعاع Radiation Impedance

وهي مقدار الممانعة التي يُظهرها الهوائي عند نقطة اتصاله بخط التغذية. ويتم حساب هذه الممانعة من خلال النسبة بين الجهد والتيار عند نقطة التغذية، كما يمكن تحديدها أيضاً من خلال نسبة مركبتي المجال الكهربائي والمغناطيسي عند نفس النقطة. تلعب ممانعة الإدخال دوراً أساسياً في تحديد مدى توافق الهوائي مع خط التغذية، إذ أن عدم المطابقة يؤدي إلى حدوث انعكاسات في الإشارة وخسائر في القدرة المرسلّة. يمكن كتابة ممانعة الإشعاع باستخدام المعادلة الرياضية الآتية [22]:

$$Z_A = R_A + jX_A \dots (1-6)$$

$Z_A$ : ممانعة الهوائي

$R_A$ : مقاومة الهوائي

$X_A$ : مفاعلة الهوائي

بشكل عام، يتكون الجزء المقاوم من مكونين [22]:

$$R_A = R_r + R_L$$

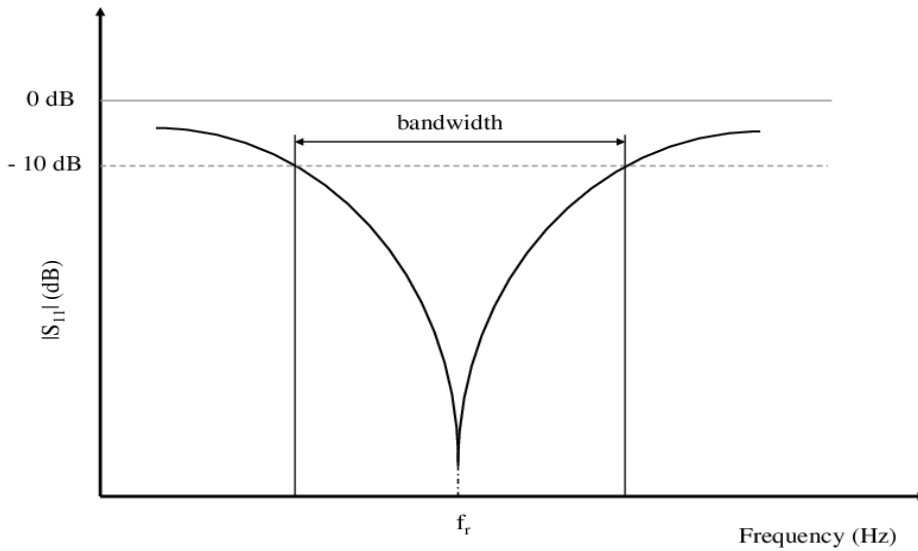
... (1-7)

$R_r$ : مقاومة الإشعاع للهوائي

$R_L$ : مقاومة فقدان الإشارة للهوائي

### 6-3-1 عرض النطاق الترددي Band width

إن نطاق الترددات الذي يعمل ضمنه الهوائي بكفاءة محددة يعرف على أنه عرض النطاق الترددي، بحيث تبقى خصائصه الإشعاعية ضمن الحدود المقبولة التي صُمم من أجلها. خلال هذا النطاق يبقى هيكل الإشعاع الناتج عن الهوائي محافظاً على شكل وأداء مقبولين. ويوضح الشكل (1-5) كيفية حساب عرض الحزمة اعتماداً على القدرة المرسلية أو المستلمة من الهوائي كدالة للتردد. توجد عدة أساليب لتحسين عرض الحزمة، من بينها زيادة سمك الطبقة العازلة أو استخدام مواد عازلة ذات ثابت عزل منخفض، وذلك بهدف تقليل الانعكاسات وتحسين كفاءة الإشعاع ضمن نطاق أوسع من الترددات [23].



الشكل (3-1): عرض الحزمة

### 7-3-1 الخسارة الراجعة (Return Loss)

في أنظمة الاتصالات السلكية واللاسلكية، تُعد مطابقة الممانعة بين الهوائي وخط التغذية عند نقطة التقائهما أمراً أساسياً لضمان نقل الإشارة بكفاءة وعند عدم تحقق هذا الشرط يحدث انعكاس جزئي للقدرة المرسلية، مما يؤدي إلى فقدان جزء من القدرة وعدم وصولها إلى الهوائي بالشكل المطلوب. يُطلق على هذا الفقد الخسارة الراجعة (Return Loss)، ويُقاس بوحدة الديسبل (dB). تُستخدم الخسارة الراجعة كمؤشر على جودة مطابقة الممانعة، فكلما زادت قيمتها (بالمطلق)، دل ذلك على تحسن في مطابقة النظام وانخفاض نسبة القدرة المنعكسة [24].

### 8-3-1 نسبة موجة الجهد الواقفة (VSWR)

تُعد نسبة موجة الجهد الواقفة (Voltage Standing Wave Ratio -VSWR) مقياساً مهماً يُستخدم لتقييم مدى تحقيق الموائمة بين الهوائي وخط التغذية. ويُعبّر عنها بدلالة معامل الانعكاس (Reflection Coefficient) على أنها تمثل النسبة بين مقدار الطاقة المنعكسة من الهوائي إلى الطاقة المرسلية إليه [24].

$$VSWR = V_{\max}/V_{\min} = (1+\Gamma)/(1-\Gamma) \quad \dots (1-8)$$

### 9-3-1 الاستقطاب (Polarization)

يُعرف استقطاب الهوائي في اتجاه معين بأنه استقطاب الموجة الكهرومغناطيسية التي يُشعها الهوائي في ذلك الاتجاه. ويمكن تعريف استقطاب الموجة المشعة بأنه خاصية تميز الموجة الكهرومغناطيسية من خلال وصف الاتجاه الذي يتغير فيه المجال الكهربائي بمرور الزمن [10]. عادةً ما يُمثل الشكل العام للاستقطاب بواسطة معادلة قطع ناقص، ويُعرف هذا الشكل باسم الاستقطاب البيضوي (Elliptical Polarization) وتُعد أنواع الاستقطاب مثل الاستقطاب الخطي والدائري حالات خاصة من هذا النوع. الاستقطاب الخطي (Linear Polarization) يحدث عندما يشع الهوائي الطاقة في مستوى واحد فقط ضمن اتجاه الانتشار. وإذا كان المجال الكهربائي عمودياً على سطح الأرض، يُوصف الهوائي بأنه مستقطب عمودياً، بينما يُعد مستقطباً أفقياً إذا كان المجال الكهربائي موازياً لسطح الأرض [14]. الاستقطاب الدائري (Circular Polarization) يحدث عندما يشع الهوائي القدرة في جميع المستويات، ويكون فرق الطور بين المجالين الكهربائي والمغناطيسي مقداره 90 درجة. أما في حالة الاستقطاب البيضوي، فإن فرق الطور بين المجالين لا يكون مساوياً لـ 90 درجة، مما يؤدي إلى رسم منحنى بيضوي لمتجه المجال الكهربائي بمرور الزمن.

## 4-1 مناطق الهوائي Field Regions

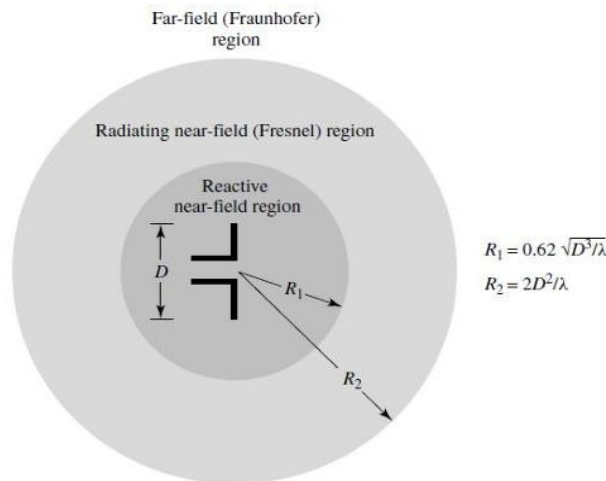
يُمكن تقسيم الفضاء المحيط بالهوائي استناداً إلى طبيعة المجالات الكهرومغناطيسية الموجودة فيه إلى منطقتين رئيسية [33] ويوضح الشكل (6-1) تقسيم الفضاء المحيط بالهوائي.

### 1-4-1 منطقة المجال القريب (Radiating near-field (Fresnel) region)

وتُعرف أيضاً باسم منطقة فرينيل (Fresnel's region)، وهي عبارة عن طبقة محيطة بالهوائي تمتد من  $(L/2)$  الى  $(L/\lambda^2)$ ، وتتميز هذه المنطقة بأن المجال الكهرومغناطيسي فيها لا يمكن تبسيطه أو تجاهل مركبته المستعرضة، نظراً لتعقيد التداخل بين مكونات المجال [24]

### 2-4-1 منطقة المجال البعيد (Far-field (Fraunhofer) region)

تُعرف هذه المنطقة أيضاً باسم منطقة فرانهوفر (Fraunhofer region) وهي المنطقة التي تلي منطقة المجال القريب. يتميز المجال الكهرومغناطيسي في هذه المنطقة بإمكانية إهمال المركبة الطولية للمجال، وذلك بسبب سرعة تلاشيها، إذ تتناقص شدتها بشكل عكسي مع مربع المسافة من الهوائي. ونتيجة لذلك، فإن المجال في هذه المنطقة يتكوّن بشكل أساسي من مركبة مستعرضة تكون متعامدة على اتجاه انتشار الموجة [24].

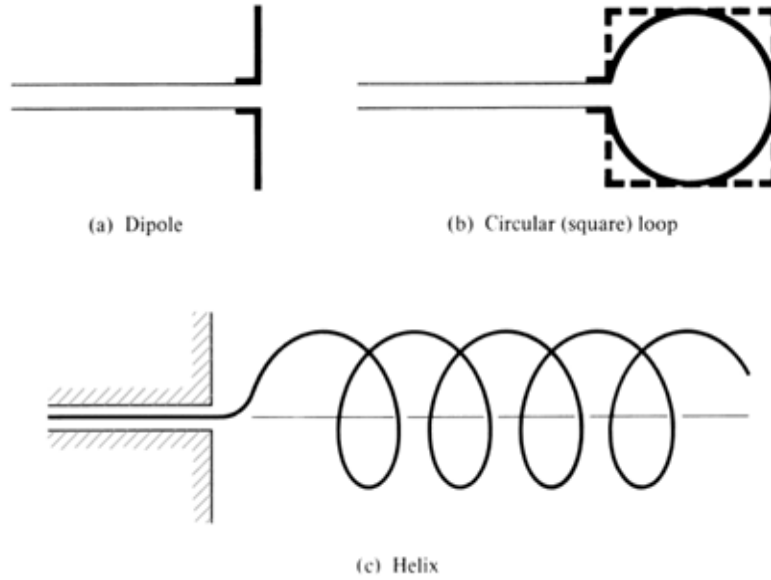


الشكل (6-1): مناطق الهوائي [15]

## 5-1 انواع الهوائيات Antenna Types

### 1-5-1 الهوائيات السلكية Wire Antennas

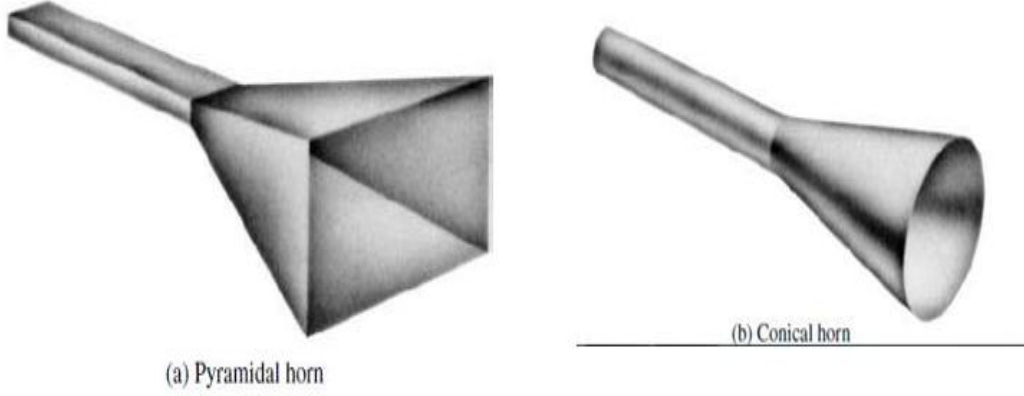
تُعد الهوائيات السلكية من أكثر أنواع الهوائيات استخدامًا، وتتميز ببنيته التي تتخذ شكل أسلاك مختلفة من حيث التصميم والتركيب. تُستخدم هذه الهوائيات في نطاق واسع في التطبيقات البحرية والجوية، مثل السفن والطائرات، وكذلك في المركبات الفضائية والسيارات وغيرها. تتنوع أشكال الهوائيات السلكية، ومن أبرز أنواعها: الهوائي الخطي (ثنائي القطب)، والهوائي الحلزوني، والهوائي الحلقي. وتُعد الحلقة الدائرية أبسط وأكثر أشكال الهوائيات السلكية شيوعًا. بشكل عام، تتميز هذه الهوائيات بتحصيل إشعاعي منخفض، وتعمل في نطاق الترددات العالية وصولاً إلى الترددات فوق العالية. كما أن من أهم مزاياها سهولة تصنيعها، وبساطة تصميمها، وانخفاض تكلفتها [17].



الشكل (7-1): الهوائيات السلكية [15]

### 2-5-1 هوائيات الفتحة Aperture Antenna

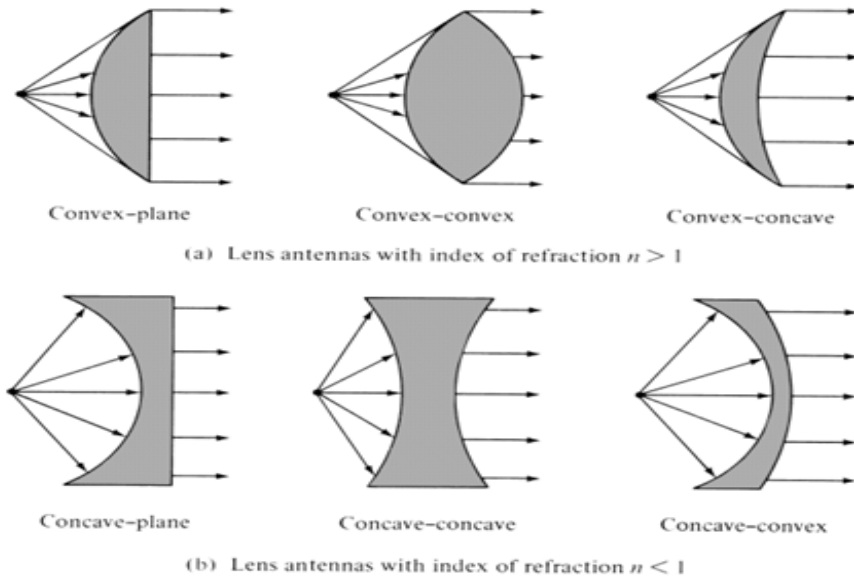
تُعد هوائيات الفتحة من الأنواع التي تُشع فيها الموجات الكهرومغناطيسية من خلال فتحة أو مجموعة من الفتحات المصممة ضمن هيكل الهوائي، كما هو موضح في الشكل (8-1). وقد شهد هذا النوع من الهوائيات انتشاراً واسعاً في الاستخدامات اليومية الحديثة، مقارنةً بما كان عليه في السابق، نتيجة للطلب المتزايد على تصاميم أكثر تطوراً. ومن أبرز مزاياها أنها تتمتع بعرض حزمة واسع، مما يجعلها مناسبة للكثير من التطبيقات المتعددة [19].



الشكل (8-1): هوائيات الفنتحة [24]

### 3-5-1 هوائيات العدسة Lens Antennas

تشير هذه التسمية إلى الهوائيات التي تستفيد من خصائص التباعد والتقارب في العدسات لنقل واستقبال الموجات الكهرومغناطيسية. يُستخدم هذا النوع من الهوائيات لتركيز الإشعاع المتولد منها وتوجيهه نحو الاتجاهات المطلوبة، مما يمنع انتشاره في اتجاهات غير مرغوبة. وتُستخدم هوائيات العدسة بشكل واسع في التطبيقات التي تعتمد على الهوائيات العاكسة، خاصة عند الترددات العالية، حيث تصبح أبعادها كبيرة جداً عند الترددات المنخفضة [25]. ويوضح الشكل (9-1) بعض أنواع الهوائيات العدسية.



الشكل (9-1): هوائيات العدسة [24]

## 4-5-1 الهوائيات الشريطية Microstrip Antennas

تم تطوير مفهوم الهوائيات الشريطية في عام 1970، مع تقدم تقنيات الدوائر الإلكترونية وتصغير حجمها. حظي هذا النوع من الهوائيات باهتمام واسع من الباحثين نظراً لتعدد استخداماته في العديد من التطبيقات اليومية، بالإضافة إلى ازدهارها التجاري في السنوات الأخيرة يعود سبب ذلك إلى انخفاض تكلفة المواد العازلة، وسهولة تصنيعها، وخفة وزنها. بذل الباحثون جهوداً كبيرة لتحسين أداء هذه الهوائيات، بهدف التغلب على هاتين الصفتين غير المرغوب فيهما [27]. نُسب تطوير الهوائيات الشريطية إلى عدة باحثين من بينهم Deschamps و Greig و Engleman، وغيرهم ممن بذلوا جهوداً كبيرة لإحداث تحسينات على هذه الهوائيات بهدف زيادة عرض النطاق الترددي وتحقيق قيمة تحصيل أعلى. كما ركزوا على تحسين معايير أخرى مثل النمط الإشعاعي، والاتجاهية، وعامل الفقد، وغيرها من الصفات الأساسية للهوائيات بشكل عام [28].

## 5-5-1 هوائيات المصفوفة Array Antennas

تشير هوائيات المصفوفة إلى مجموعة من الهوائيات الفردية (العناصر) المرتبطة معاً لتعمل كوحدة واحدة، سواء في إرسال أو استقبال الموجات الراديوية. ويُعد مبدأ التراكب الأساس النظري الذي يُبنى عليه هذا النوع من الهوائيات، حيث يتم دمج الإشارات الصادرة من العناصر المختلفة لتكوين نمط إشعاعي موحد. ويُستخدم هذا النوع من الهوائيات لتحقيق خصائص إشعاعية يصعب تحقيقها باستخدام هوائي منفرد، ومن أبرز هذه الخصائص زيادة كفاءة التحصيل (Gain). ويساعد هذا النوع من الهوائيات في تشكيل نمط إشعاعي مُحسَّن، من حيث عرض الحزمة الرئيسية (Main Lobe Width) ومستوى الحزم الجانبية (Side Lobes Level)، مما يتيح توجيه الإشارة بدقة وكفاءة. ويوضح الشكل (1-10) بعضاً من الأنواع المختلفة لهوائيات المصفوفة. وبناءً على ذلك، تُعد هوائيات المصفوفة من الوسائل الفعّالة في استقبال ومعالجة الموجات الكهرومغناطيسية القادمة من اتجاهات متعددة، مقارنة باستخدام هوائي منفرد [18].



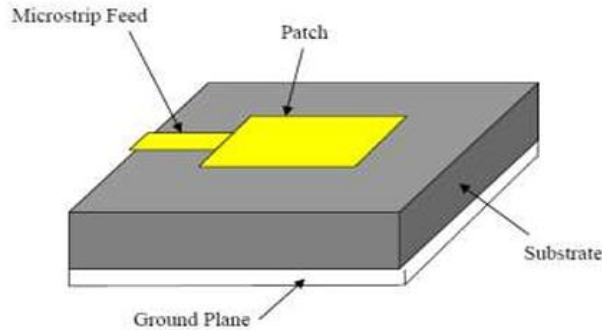
الشكل (10-1): هوائيات المصفوفة [24]

## 6-1 تقنيات التغذية

هناك عدة طرق لتغذية الهوائيات الشريطية وبشكل عام، يمكن تصنيف طرق تغذية الهوائيات الشريطية إلى قسمين: التغذية المباشرة (Direct Feed)، حيث يكون خط التغذية متصلًا مباشرة بالمشع، والتغذية غير المباشرة (Indirect Feed)، التي تتم عن طريق الاقتران الكهرومغناطيسي (Electromagnetic Coupling) بين المشع والخط الشريطي [29]. تنقسم طرق التغذية المباشرة إلى نوعين:

### 1-6-1 التغذية بالخط الشريطي

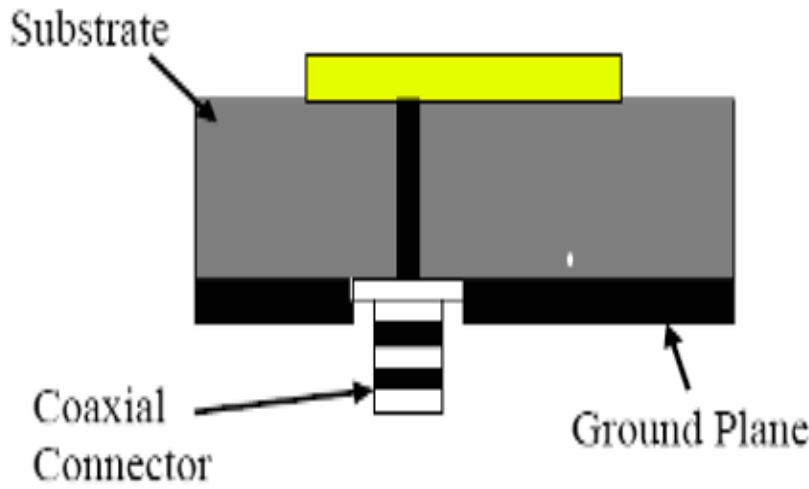
في هذه الطريقة، يتم توصيل الخط الشريطي بالمشع بشكل مباشر، ويمكن اعتبار الخط الشريطي امتداداً للرقعة، حيث يتواجد كل من الخط الشريطي والمشع على نفس الطبقة العازلة، كما هو موضح في الشكل (11-1). ورغم سهولة هذه التقنية، إلا أنها تحمل بعض العيوب، منها زيادة الموجات السطحية كلما ازداد سمك الركيزة العازلة، بالإضافة إلى تعرضها لمستوى مرتفع نسبياً من إشعاع التغذية العرضي الزائف، بسبب عدم فصل الهوائي عن شبكة التغذية [30].



الشكل (11-1): التغذية بالخط الشريطي [30]

## 2-6-1 التغذية بالكابيل المحوري

هذا النوع من التغذية يكون شائع الاستخدام في الهوائيات الشريطية وذلك لأن هذه الطريقة تكون أكثر كفاءة من طرق التغذية الأخرى ويعزى ذلك الى ان ميكانيكية التغذية تكون باتصال مباشر مع الهوائي. في حين أن شبكة التغذية تكون بمعزل عن المشع مما يؤدي الى تقليل الاشعاع العرضي الزائف الذي ينتج من شبكة التغذية [25]. إن المغذي المحوري يمتلك موصلين أحدهما داخلي والآخر خارجي، يتم ربط الموصل الداخلي للمغذي المحوري بالمشع عن طريق عمل فتحة بالشريحة العازلة والقاعدة، في حين يتم توصيل الموصل الخارجي بالقاعدة الموصلة وكما هو موضح في الشكل (12-1).

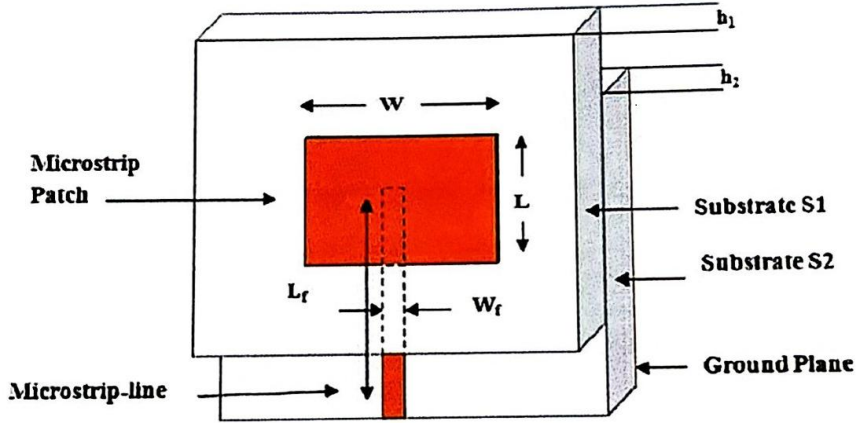


الشكل (12-1): التغذية بالخط المحوري [31]

تنقسم طرق التغذية غير المباشرة إلى:

## 3-6-1 التغذية بالاقتران القريب

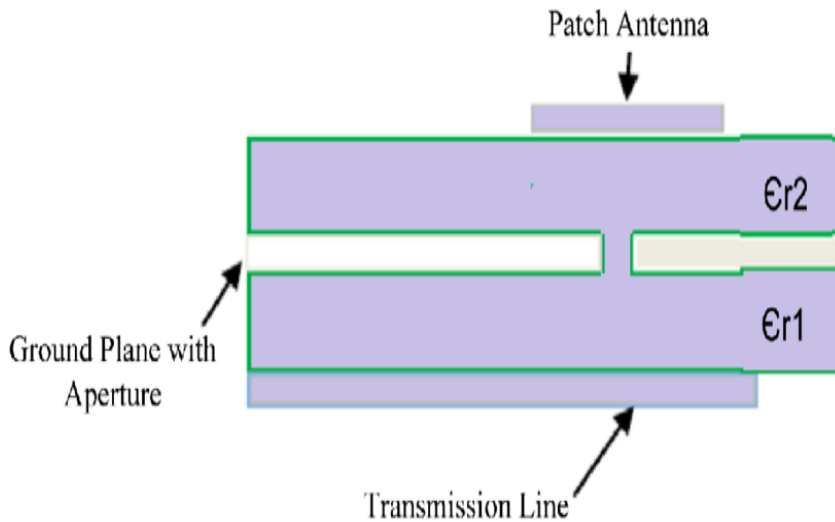
يُطلق على هذا النوع من التغذية اسم نظام الاقتران الكهرومغناطيسي، حيث يُستخدم فيه ركيزتان عازلتان يفصل بينهما خط التغذية. يُثبت المشع فوق الركيزة العازلة العليا، ولا توجد قاعدة تفصل بين الركيزتين العازلتين، كما هو موضح في الشكل (13-1). ومن الجدير بالذكر بعض عيوب هذا النوع من التغذية، أبرزها صعوبة تصنيع هذه الهوائيات، خاصةً أنها غالبًا ما تكون متعددة الطبقات [32].



الشكل (13-1): التغذية بالاقتران القريب [33]

#### 4-6-1 التغذية باقتران الفتحة

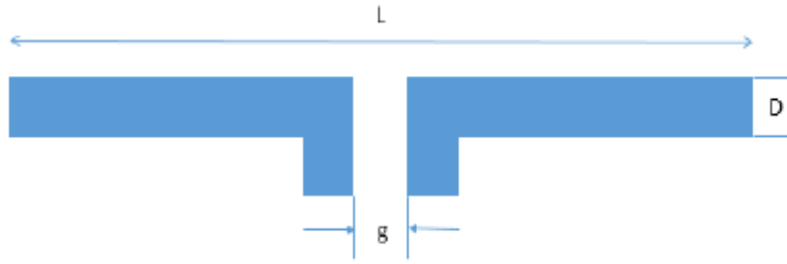
في هذا النوع من التغذية، يتم الفصل بين خط التغذية والمشع بواسطة القاعدة، ويتم إجراء الاقتران من خلال فتحة موجودة في القاعدة، كما هو موضح في الشكل (14-1). يُوضع موقع الفتحة بحيث يكون تحت المشع مباشرةً لتحقيق أكبر مجال مغناطيسي ممكن لتحسين الاقتران، من الجدير بالذكر أن الركيزتين العازلتين تتمتعان بمعاملات وسط مختلفة من حيث ثابت العزل وسمك كل منهما، وذلك لتحسين عرض الحزمة. ويمكن تحقيق ذلك باستخدام مادة عازلة سميكة ذات ثابت عزل كهربائي منخفض للركيزة العليا، في حين تكون الركيزة السفلى خفيفة السمك وذات ثابت عزل كهربائي عالي [34].



الشكل ( 14-1 ): التغذية باقتران الفتحة [35]

## 1-6-5 التغذية باستخدام ثنائي القطب الكهربائي

تعتمد هذه الطريقة في التغذية على وضع ثنائي القطب داخل المادة العازلة، حيث تولد المجالات الكهرومغناطيسية المحيطة به تيارات سطحية تُعد المسؤولة عن إشعاع الموجات الكهرومغناطيسية إلى الفضاء الخارجي. في حالة الهوائي الشريطي الملفوف ذي الحلقة المشعة الواحدة أو الحلقتين المشعيتين، تم وضع أربعة مغذيات من نوع ثنائي القطب بالقرب من إحدى حواف المشعات، وذلك بغرض تحسين معاملات الهوائي. ويوضح الشكل (1-15) ثنائي القطب الذي يتألف من سلكين موصلين يفصل بينهما فجوة (g) تُستخدم لغرض التغذية، بينما يشير البُعد (D) إلى سمك كل سلك موصل [36].



الشكل (1-15): التغذية باستخدام ثنائي القطب الكهربائي [36]

### جدول 1-1: مقارنة بين تقنيات التغذية

طريقة التغذية	المميزات	العيوب
التغذية بالخط الشريطي (Microstrip Line Feed)	سهولة التصميم والتصنيع، قليلة التكلفة، مناسبة للهوائيات المطبوعة	عرض الحزمة محدود نسبياً
التغذية بالكابل المحوري (Coaxial Feed)	مطابقة ممانعة جيدة وتقليل الفقد	صعوبة في التصنيع والتركيب
الاقتزان القريب (Proximity Coupling)	عرض حزمة واسع وكفاءة عالية	تصميم معقد ويتطلب طبقات متعددة
اقتزان الفتحة (Aperture Coupling)	تقليل الإشعاع غير المرغوب وتحسين الأداء	تكلفة أعلى وتعقيد في التصنيع
التغذية باستخدام ثنائي القطب الكهربائي (Dipole Feed)	إشعاع جيد وسهولة الربط مع بعض الأنظمة	حجم أكبر وتعقيد في التركيب

تم اختيار التغذية بالخط الشريطي (Microstrip Line Feed) في هذا العمل بسبب بساطة التصميم وسهولة التصنيع وانخفاض التكلفة، إضافةً إلى توافرها الجيد مع الهوائيات المطبوعة المستخدمة في تطبيقات الاتصالات الحديثة. كما توفر هذه الطريقة إمكانية تحقيق مطابقة ممانعة مناسبة مع الحفاظ على حجم صغير للهوائي، مما يجعلها مناسبة لتطبيقات الجيل الخامس والأنظمة اللاسلكية الحديثة.

## 7-1 ميكانيكية الإشعاع

تتكون الهوائيات الشريطية من طبقات من العوازل والموصلات، وعند تغذيتها بإحدى الطرق التي ذُكرت سابقاً، تتولد مجالات كهرومغناطيسية داخل الشريحة العازلة، والتي تُعتبر المسؤولة عن تحفيز التيارات الكهربائية والمغناطيسية على الأسطح المختلفة لهذه الهوائيات [37]. يوجد آليتان تتحكمان في توزيع الشحنات على السطوح الموصلة العلوية والسفلية، الأولى هي آلية الجذب التي تحدث بين الشحنات المختلفة الواقعة بين القاعدة والسطح السفلي للمشع، مما يؤدي إلى تكوين كثافة تيار داخل العازل أسفل الرقعة. أما الآلية الثانية فهي آلية التنافر بين الشحنات المتماثلة، التي تحرك الشحنات من أسفل الرقعة إلى الأعلى، مما يُنتج التيار كما هو موضح في الشكل (16-1). ونتيجة لذلك، تتجمع التيارات بكثافة عالية عند حواف الموصلات، حيث تؤدي هذه الزيادة في كثافة الشحنات إلى تكوين مجالات الحافة (Fringing Fields) التي تلعب دوراً رئيسياً في عملية الإشعاع إلى الفضاء الخارجي [38].

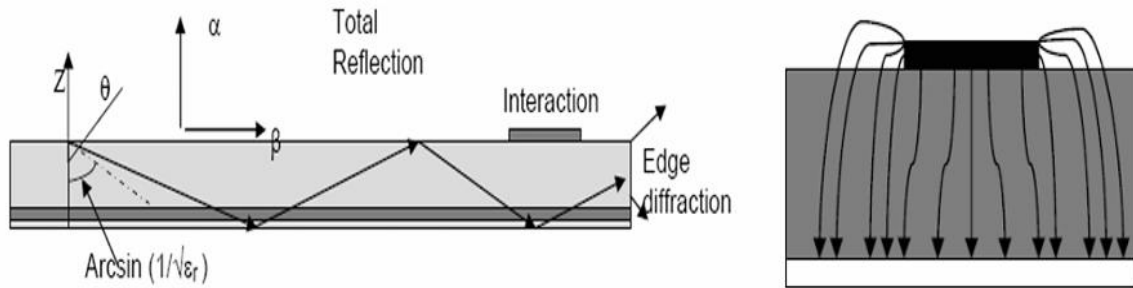


Figure 1.2. Surface waves

الشكل (16-1): ميكانيكية الإشعاع [39]

## 8-1 المراجعة التاريخية Literature Survey

في الوقت الحاضر، وبسبب الحاجة المتزايدة إلى تصغير حجم الهوائيات بما يتماشى مع تصغير الدوائر الإلكترونية، ركّز الباحثون في جميع أنحاء العالم على تطوير هوائيات الرقعة الشريطية ذات خصائص إشعاعية فعّالة مع المحافظة على صغر حجمها. فيما يلي استعراض لأبرز الدراسات والأبحاث في هذا المجال:

تعرض هذه الدراسة [40] تصميم هوائي رقعى دائري صغير الحجم لتطبيقات WLAN يغطي عرض نطاق من 5.15 إلى 5.825 جيجاهرتز. تم تصميم الهوائي باستخدام ركيزة FR-4 بسماكة 1.4 مم (ذات خسائر) وبمعامل سماحية نسبية 4.4، وتم استخدام خط تغذية شريطي دقيق. تم اختيار نصف قطر الرقعة الدائرية 7.62 مم. لتقليل الحجم وتحسين أداء الهوائي المقترح، تم تحميل فتحة دائرية على الرقعة الدائرية ونقش فتحة مربعة على مستوى الأرض بأبعاد 30 مم × 30 ملم. تم تنفيذ تصميم الهوائي باستخدام برنامج محاكاة CST Microsoft Studio.

[41] تم اقتراح تصميم هوائي شريطي دائري لتطبيقات WLAN/WiMAX. يتم تحميل الفتحة الدائرية في الفتحات المربعة وفتحات التقاطع على شكل Y المتناظرة على الرقعة، ويتم نقش الفتحة الدائرية على لوحة الأرضية لإنشاء بنية DGS. الهدف هو استخدام هوائيات شريطية مُغذاة عبر CPW مع بنية أرضية مختلة (DGS) للاتصالات اللاسلكية التي تولد عرض نطاق مقاومة قدره 2.46 جيجاهرتز للنطاق العلوي لتغطية معيار IEEE 802.11 لشبكات WLAN في النطاق 5.2 جيجاهرتز (5.15-5.35 جيجاهرتز) و5.8 جيجاهرتز (5.72-5.82 جيجاهرتز) ومعيار WiMAX في النطاق 5.5 جيجاهرتز (5.25-5.85 جيجاهرتز). الطبيعة المرنة لبنية DGS تسهل تحسين أداء الهوائيات الشريطية.

قدمت دراسة من قبل [42] لهوائي رقائقي دائري صغير الحجم (CMSA) تم تصميمه عند تردد 5.5 جيجاهرتز باستخدام برنامج CST Microwave Studio لتطبيقات الشبكات المحلية اللاسلكية (WLAN) (5.15-5.825 جيجاهرتز). يستخدم الهوائي ركيزة FR-4 ذات فقدان 1.5 ملم مع رقعة دائرية قطرها 7 ملم. تظهر النتائج خسارة عودة مقدارها -45.3 ديسيبل، وكسب 3.87 ديسيبل، وتوجيهية 4.35 ديسيبل آي، وكفاءة 89.5%، مما يجعله مناسباً للأنظمة اللاسلكية الحديثة.

استعرض الباحثون في [43] أحدث الدراسات حول الهوائيات الميكروية الدائرية المشقوقة العاملة في نطاق C Band، والتي تُستخدم في الاتصالات عبر الأقمار الصناعية و WLAN و WiMAX و Wi-Fi. وتبين أن إضافة الشقوق بأشكال متنوعة ساعدت في تحسين الكسب، والنطاق الترددي، وخسارة العودة. [44] كذلك، تم تصميم هوائي دائري مزدوج النطاق مزود بفتحة لتطبيقات WLAN، جرت محاكاته باستخدام برنامج HFSS.

[45] صُمم هوائي ميكروي دائري ضيق النطاق عالي الكسب لتغطية نطاق GSM1800. أظهرت النتائج خسارة عودة بلغت -21 ديسيبل عند 1.8 جيجاهرتز مع  $VSWR \leq 2$ . كما زاد الكسب من 7.5

ديسيبل إلى 8.5 ديسيبل عند استخدام رقعة دائرية معلقة مقلوبة بنفس الأبعاد، وارتفع كذلك من 8.2 إلى 8.5 ديسيبل بزيادة المسافة بين الرقعتين من 1 ملم إلى 4 ملم.

في [46]، صمم الباحثون هوائي رقعة دائرية يعمل عند 5 جيجاهرتز لتطبيقات C Band ، باستخدام Ansoft HFSS v13. بيّنت دراسة أجريت في [47]، أن إضافة الشقوق يزيد النطاق الترددي ويحسن الكسب ويساهم في تصغير حجم الهوائي.

[48] اقترح الباحثون تصميم هوائي دائري معدل مزود بشقوق، يعمل عند ترددات 2.4، 5، و5.5 جيجاهرتز. أظهر التصميم أداءً محسناً من حيث انخفاض خسائر الإرجاع وزيادة الكسب مقارنة بالتصاميم التقليدية. كذلك، تناول هذا البحث تطوير هوائي رقعة دائرية يعمل عند 5.8 جيجاهرتز. جرى تصميمه وتحليله باستخدام HFSS ، مع مقارنة بين التصميم التقليدي والهوائي الدائري المركب على ركيزة FR-4 ( $\epsilon_r=4.4$ ). أظهر الهوائي الدائري زيادة في الكسب بنسبة 38% وخفض خسائر الإرجاع بنسبة 7.17%، مما يعكس تحسن كفاءة الإشعاع

[50] تم اقتراح تصميم هوائي ميكروي دائري واسع النطاق عالي الكفاءة. يتضمن هذا التصميم تركيب رقعة دائرية على مادة عازلة من نوع FR-4 ذات ثابت عازل نسبي ( $\epsilon_r$ ) مقداره 4.4. كما تم حفر شق دائري في وسط الرقعة الدائرية لتحقيق خاصية النطاق العريض. في [48] تم تنفيذ تصميم الهوائي ومحاكاته باستخدام أداة المحاكاة الهيكلية عالية التردد (HFSS<sup>TM</sup>) المعتمدة على طريقة العناصر المحدودة (FEM). اقترح تصميم مصفوفة هوائيات دائرية  $2 \times 2$  تعمل عند 28 جيجاهرتز، باستخدام أربعة هوائيات شريطية دقيقة دائرية لتحقيق تشكيل شعاعي بتوجيه يصل إلى 13 ديسيبل، مما يساهم في تقليل خسائر المسار في اتصالات الجيل الخامس (5G) في نطاق الموجات المليمترية.

يتميز الهوائي الدائري المقترح في [51] بوجود فتحات مستطيلة ودائرية موضوعة بشكل استراتيجي في الرقعة ومستوى الأرض، مما يمنحه نطاق ترددي واسع يصل إلى 3 جيجاهرتز للتردد الأول 28 جيجاهرتز، و2 جيجاهرتز للتردد الثاني 38 جيجاهرتز. كما يحقق الهوائي كسباً عالياً يصل إلى 4.5 و7 ديسيبل عند الترددين على التوالي، مع كفاءة تشغيلية مرتفعة.

[52] يقدم هذا البحث تصميم هوائي ميكروي دائري مدمج لتطبيقات WLAN، بحيث يغطي النطاق الترددي الممتد من 5.15 إلى 5.825 جيجاهرتز. تم تصميم الهوائي باستخدام ركيزة من مادة FR-4 بسمك 1.4 ملم (وهي مادة ذات خسائر)، مع ثابت عازل نسبي مقداره 4.4، وتم استخدام تغذية بخط ميكروي. وقد اختير نصف قطر الرقعة الدائرية ليكون 7.62 ملم. ولغرض تصغير الحجم وتحسين الأداء،

تم تحميل الرقعة الدائرية بشق دائري، بالإضافة إلى حفر شق مربع في مستوى التأريض بأبعاد 30×30 ملم. تم تنفيذ التصميم باستخدام برنامج المحاكاة CST Microwave Studio Simulation Software.

[53] في هذا البحث، تم تصميم ومحاكاة هوائي ميكروي ذو رقعة دائرية. يتكون هذا الهوائي من دائرتين متداخلتين، حيث يبلغ نصف قطر الدائرة الأولى 2.5 ملم، ونصف قطر الدائرة الثانية 1 ملم، مع سماكة مقدارها 0.35 ملم. استخدمت تقنية التغذية بخط الإزاحة (Inset Feed Transmission Line) لمطابقة خط التغذية الميكروي ذو الممانعة 50 أوم مع الرقعة المشعة. تم إجراء عملية الحسابات والتحليل باستخدام برنامج Computer Simulation Technology Microwave Studio

[54] قدم هذا البحث تصميمًا وتحليلًا لهوائي ميكروي دائري مدمج مناسب لتطبيقات تقنية الموجات المليمترية في الجيل الخامس (5G) تبلغ أبعاد الرقعة المقترحة 5.959 × 5.959 مم × 1.400 ملم يعمل الهوائي عند تردد رنين يبلغ 28 جيجاهرتز، تم تحقيق تحسين ملحوظ في كل من النطاق الترددي والكسب تمت عمليات التصميم، والتحليل، والتحسين باستخدام برنامج High Frequency Structure Simulator (HFSS)، الذي يعتمد على الطريقة العددية المعروفة بـ طريقة العناصر المحدودة (FEM).

[55] تم تصميم ومحاكاة هوائي ميكروي دائري مزدوج النطاق بهدف تحقيق تصغير الدوائر الإلكترونية للهوائي في شبكات المنطقة المحلية اللاسلكية عالية السرعة. يحتوي الهوائي المقترح على طبقة ركيزة من نوع FR-4 ذات خسائر، مع ثابت عازل نسبي مقداره 4.9، ويوجد رقعة دائرية على الطبقة العلوية للركيزة. تم استخدام تغذية بواسطة (Coaxial Probe Feed) لتحفيز الهوائي المطلوب، مما يقلل من الإشعاعات غير المرغوب فيها ويؤدي إلى كفاءة جيدة. تم إدخال شق على شكل حرف E في الرقعة المشعة للحصول على ترددات رنين مزدوجة، مع توزيع تيار أقصى على سطح الرقعة. تمت مقارنة نتائج المحاكاة التي أُجريت باستخدام برنامج Computer Simulation Technology (CST)

## 9-1 الغاية من الدراسة Aim of Study

تستخدم الهوائيات الشريطية (Micro strip Patch Antenna) في إرسال البيانات والمعطيات الخاصة بالجسم المحمول إلى المحطة الأرضية أثناء ظروف التشغيل. يهدف هذا البحث إلى تصميم وتصنيع هوائي دائري الشكل يتم تغذيته بواسطة الخط الشريطي ودراسة خصائص الهوائي الشريطي الدائري والوصول إلى أفضل النتائج كي يعمل الهوائي بدقة عالية وهذه الخصائص تشمل تغير أبعاد الهوائي الدائري المشع وعمل مصفوفات من هذه الهوائيات MIMO، زيادة عدد العناصر لهذه المصفوفات، تغير المسافة الفاصلة بين هذه العناصر، وكتعزيز لهدف الدراسة الحالية وللوقوف على مدى إمكانية استخدام هذا الهوائي لتوجيه هيكل الإشعاع تأثير أبعاد الهوائي، على خصائص الإشعاع.

## 10-1 تنظيم الرسالة Thesis Organization

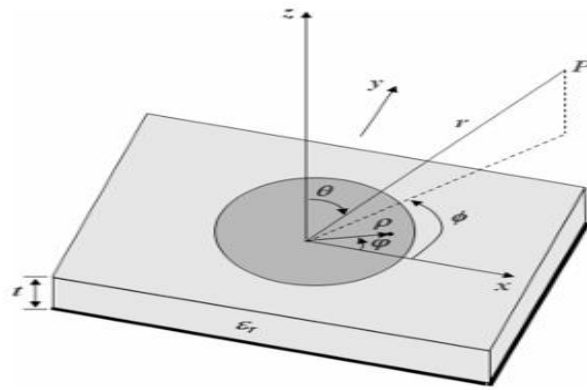
تتوزع هذه الرسالة على أربعة اافصل تحت عرض الجزء النظري في الفصل الأول منها. اما الفصل الثاني فنتم مناقشة النظرية للهوائي الشريطي الدائري مع عرض نتائج المحاكاة للتصميم المقترح ومقارنة النتائج النظرية بالنتائج العملية وقد تم عمل مصفوفة لتطبيقات ال MIMO ودراسة خواص المصفوفة منة التحصيل والاتجاهية ومعاملات ال MIMO مثل ECC، TARC، DG، CCL ومقارنة النتائج النظرية مع النتائج العملية. خصص الفصل الثالث لمعالجة مشكلة اقتران المتبادل بين عناصر المصفوفة واثرها على خواص المصفوفة وتقديم نموذج مقترح من اجل تقليل الاقتران فضلا عن دراسة معاملات مصفوفة ال MIMO . في حين تناول الفصل الرابع الاستنتاجات والعمل المستقبلي. اما المصادر فهي مثبتة في نهاية الرسالة.

الفصل الثاني

الجزء النظري

## 1-2 المقدمة

ينتج إشعاع الطاقة من الهوائي الشريطي بشكل رئيسي بسبب مجالات الحافة Fringing Fields وهي تمثل المجالات المتولدة عند حواف المشع [56]. تتوفر الهوائيات الشريطية الدقيقة بأنماط مشع متعدد الأشكال، منها المستطيلة والدائرية والمربعة والمثلثة وغيرها. ومن بين هذه الأشكال، يُعد الهوائي ذو المشع المستطيل والدائري والمربع الأكثر شيوعًا، نظرًا لبساطة تصميمها وسهولة تحليل أدائها [10]. وبما أن هوائي الرقعة الدائرية يُحدد بواسطة معامل تصميم واحد فقط وهو نصف القطر، فإنه أبسط من حيث التصميم، كما يمكن التحكم بسهولة في خصائصه الإشعاعية [57] فضلًا عن ذلك، فإن حجم الهوائي الدائري يكون أصغر بنحو 16% مقارنةً بالهوائي المستطيل العامل عند نفس التردد التصميمي [12]. واستجابةً للطلب المتزايد على الهوائيات المدمجة سهلة التصنيع ذات الأداء الجيد لمختلف أنظمة الاتصالات اللاسلكية، تم تطوير العديد من تصاميم الهوائيات الدائرية خلال العقد الماضي. ومع ذلك، تواجه هذه الهوائيات قيودًا أساسية، من أبرزها عرض النطاق الترددي الضيق والكسب المنخفض. ورغم هذه التحديات، تتميز الهوائيات الدائرية بعدة مزايا، فهي ذات هيكل منخفض الارتفاع، ومثانة ميكانيكية عالية، وخفيفة الوزن، قليلة التكلفة، ومدمجة التصميم. وغالبًا ما يتم تصنيعها باستخدام تقنيات الطباعة الضوئية، كما أنها تدعم أوضاع الاستقطاب الخطي والدائري معًا. وتُعد طرق التغذية من العناصر الأساسية لضخ طاقة الترددات اللاسلكية داخل هوائي الرقعة. من أكثر طرق التغذية شيوعًا مسبار التغذية بخط شريطي دقيق محوري اقتران الفتحة [56]. في التصميم المقترح للهوائي الدائري، تم استخدام طريقة التغذية بخط شريطي دقيق. وتعتمد هذه الطريقة على شريط موصل ضيق لنقل الطاقة الكهرومغناطيسية مباشرة إلى الرقعة المشعة عن طريق التلامس. ورغم الانتشار الكبير لاستخدام الهوائيات الشريطية الدقيقة في الأنظمة اللاسلكية المختلفة، لا يزال هناك حاجة ملحة لتطوير هوائيات عالية الأداء قادرة على تحقيق فقد عودة منخفض، ومعدلات بيانات عالية، وتوجيهية كبيرة، وعرض نطاق ترددي أوسع [58].



الشكل (1-2): الهوائي الدائري [59]

## 2-2 حل معادلة الموجه باستخدام دليل الموجه الدائري

باعتبار ان الهوائي الدائري يعامل معاملة دليل الموجه الدائري بجدران مغناطيسية نظرا لجود القاعدة الموصلة والمشع. لذا سيتم في هذا الفصل معالجة الهوائي الدائري بطريقة نموذج الفجوة الرنينية Cavity Model عن طريق حل معادلة الموجه (معادلات ماكسويل) للأنماط المستعرضة Transverse Modes الكهربائية Electric والمغناطيسية Magnetic اي، TE و TM [60].

نستخدم معادلات ماكسويل للالتفاف للمجالين الكهربائي والمغناطيسي المعتمدة على الزمن

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (2-1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} = j\omega\epsilon\mathbf{E} \quad (2-2)$$

حيث ان D,B تمثل الفيض المغناطيسي و الازاحة الكهربائية على التوالي وتعطى بالعلاقة الاتية :

$$\left. \begin{array}{l} \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} \\ \mathbf{D} = \epsilon_0 \mathbf{E} \end{array} \right\} \quad (2-3)$$

حيث  $\epsilon_0$  و  $\mu_0$  تمثل المغناطيسية و السماحية الكهربائية للفراغ .

من المعادلة الأولى (1) نستخدم الضرب الاتجاهي للمعادلة بالمعامل  $\nabla$

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu_0(\nabla \times \mathbf{H}) \quad (2-4)$$

باستخدام المتطابقة المتجهية و التعويض ب المعادلة (2) نجد ان

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{A} = \nabla(\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}$$

$$\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -j\omega\mu_0(i\omega\epsilon\mathbf{E})$$

$$\nabla \cdot (\nabla \times \mathbf{E}) - \nabla^2 \mathbf{E} = -j^2\omega^2\mu_0\epsilon\mathbf{E}$$

وسط خالي من الشحنات  $\rho = 0$  نجد ان

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = 0 = \epsilon_0 \nabla \cdot \mathbf{E} = 0$$

حيث ان  $\rho = 0$  في الفضاء الحر وباستخدام معادلة (3)

$$-\nabla^2 \mathbf{E} = -j^2 \omega^2 \mu_0 \epsilon_0 \mathbf{E}$$

حيث ان

$$\omega^2 \mu_0 \epsilon_0 = k^2$$

$$\nabla^2 \mathbf{E} = k^2 \mathbf{E}$$

حيث ان  $K = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$  تمثل ثابت الانتشار للفراغ

$$\therefore \nabla^2 \mathbf{E} = k^2 \mathbf{E} \quad (2-4)$$

تمثل المعادلة (4-2) معادلة الموجة للمجال الكهربائي .

باستخدام نفس الطريقة نجد ان معادلة الموجة للمجال الكهربائي

$$\nabla^2 H = k^2 H \quad (2-5)$$

وبصور عامة، نجد

$$\therefore \nabla^2 \Psi = k^2 \Psi$$

حيث  $\Psi$  تمثل E او H

يمكن إيجاد حل هذه المعادلة باستخدام طريقة فصل المتغيرات حيث ان

$$\Psi = R(r)\varphi(\varphi)Z(z)$$

$$\nabla^2 \Psi = \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial \Psi}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \left( \frac{\partial^2 \Psi}{\partial \varphi^2} \right) + \frac{\partial^2 \Psi}{\partial Z^2} = K^2 \Psi$$

$$\frac{\Phi Z}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial R}{\partial r} \right) + \frac{RZ}{r^2} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} \right) + R\Phi \left( \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} \right) = k^2 R\Phi Z$$

سوف نقوم بقسمه الطرفين على  $R\Phi Z$  سوف نحصل على

$$\frac{1}{Rr} \left( r \frac{\partial R}{\partial r} \right) + \frac{1}{\Phi r^2} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} \right) + \frac{1}{Z} \left( \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} \right) = k^2 \quad (2-6)$$

نفرض ان

$$\frac{1}{Z} \left( \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} \right) = -k_z^2 \quad (2-7)$$

بإعادة ترتيب المعادلة (2-7) نجد

$$\therefore \frac{\partial^2 Z}{\partial z^2} + k_z^2 Z = 0 \quad (2-7)$$

الحل العام للمعادلة التفاضلية اعلاه سوف يكون

$$Z = A \sin k_z z + B \cos k_z z \quad (2-8)$$

من المعادلة (6-2) و(7-2) والضرب بالمقدار  $r^2$  سوف نحصل على الاتي

$$\frac{1}{Rr} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial R}{\partial r} \right) + \frac{1}{\Phi r^2} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} \right) - k_z^2 = r^2$$

$$\frac{r}{R} \frac{\partial}{\partial r} \left( r \frac{\partial R}{\partial r} \right) + \frac{1}{\Phi} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} \right) - (k_z^2 + \gamma^2) k^2 r^2 = 0 \quad (2-9)$$

نظرا للتناظر المحوري فان المعادلة تكون فريدة واحادية القيمة

$$\frac{1}{\Phi} \left( \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} \right) = -n^2 \quad (2-10)$$

نرتب المعادلة (10-2) ونضربها في  $(\Phi)$  فنحصل على المعادلة الاتيه

$$\frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} + n^2 \Phi = 0$$

ويكون الحل العام لهذه المعادلة هو

$$\Phi = An \sin n\varphi + Bn \cos n\varphi \quad (2-11)$$

وهكذا نكون قد حصلنا على قيم  $\Phi$ ,  $Z$ . الان من المعادلة (9-2) و (10-2) سوف نحاول استخراج قيمه  
R

$$\frac{r}{R} \frac{d}{dr} \left( r \frac{dR}{dr} \right) - \{n^2 + (k_z^2 + k^2)r^2\} = 0$$

حيث ان كل  $k_z^2 + k^2 = k_c^2$  يمثل العدد الموجي للقطع Cut-off wavenumber

$$\therefore \frac{r}{R} \frac{d}{dr} \left( r \frac{\partial R}{\partial r} \right) - \{n^2 + K_c^2 r^2\} = 0$$

$$\frac{r}{R} \frac{d}{dr} \left( r \frac{dR}{dr} \right) - \{n^2 + (k_c r)^2\} = 0 \quad (2-12)$$

نضرب المعادلة (12-2) بـ R لنحصل على المعادلة الآتية

$$r \frac{d}{dr} \left( r \frac{dR}{dr} \right) - \{n^2 + (k_c r)^2\}R = 0 \quad (2-13)$$

المعادلة (13-2) تمثل معادلة Bessel التفاضلية وحلها سوف يتمثل بالمعادلة الآتية

$$R = C_n J_n(k_c r) + D_n N_n(k_c r) \quad (2-14)$$

حيث  $J_n(K_c r)$  و  $N_n(K_c r)$  هما دالة بسل ونيومان من النوع الأول. الان يمكننا كتابه معادلة الموجة

$$\Psi = C_n J_n(K_c r) + D_n N_n(K_c r) [A_n \sin n\varphi + B_n \cos n\varphi] [A_n \sin k_z z + B_n \cos k_x z] \quad (2-15)$$

إذا كان انتشار الموجه على المحور Z تصبح بذلك معادلة الموجة

$$\Psi = C_n J_n(k_c r) + D_n N_n(k_c r) [A_n \sin n\varphi + B_n \cos n\varphi] e^{-jk_z z}$$

بتطبيق الشروط الحدودية عليها

$$\neq r = 0 \rightarrow N_n \rightarrow \infty, \quad \therefore D_n = 0, \neq \Phi = 0, \quad \therefore A_n = 0$$

$$\therefore \Psi = [B_n \cos n\varphi] C_n J_n(K_c r) e^{-jk_z z}$$

$$\therefore \Psi = \Psi_0 \cos n\varphi J_n(K_c r) e^{-jk_z z} \quad (2-16)$$

للنمط الكهربائي المستعرض TE، أي أن

$$E_z = 0 \text{ and } H_z \neq 0$$

$$\therefore H_z = H_{0z} \cos n\varphi J_n(K_c r) e^{-jk_z z}$$

$$\therefore E_z = E_{0z} \cos n\varphi J_n(K_c r) e^{-jk_z z}$$

### 3-2 نموذج التجويف Cavity modal

تُعد الهوائيات الشريطية هياكل مستوية تعمل كتجاويف رنينية (Resonant Cavities) عند إثارته. تسمح التجاويف الرنينية بتكوّن موجات واقفة (Standing Waves) وعند إثارته بترددات رنينية معينة، تبدأ هذه التجاويف بتسريب الطاقة من حوافها مما يؤدي إلى حدوث الإشعاع الكهرومغناطيسي [61]، في أبسط أشكالها تتكون الهوائيات الميكروية من شرائح معدنية رقيقة جداً تُعرف باسم "المشعات (Patches)"، توضع على مسافة صغيرة فوق مستوى تأريض (Ground Plane) وتُفصل الرقعة عن مستوى التأريض بطبقة عازلة تُسمى الركيزة (Substrate) [62]، ويتم تصنيعها على شكل ركيزات مرنة لإنتاج هوائيات منخفضة التكلفة، منخفضة الارتفاع، وتتمتع بقدرة عالية على مقاومة الصدمات والاهتزازات. تتكوّن الرقعة المعدنية الدائرية من نصف قطر يُرمز له بـ  $a$ ، ونقطة إثارة تقع عند موضع  $r$  بزاوية  $\varphi$  تُقاس من المحور  $X$ . وكما هو الحال مع الهوائي الشريطي المستطيل، يتم فصل الرقعة عن مستوى التأريض بمسافة  $h$ ، وتفصل بينهما ركيزة ذات ثابت عزل. يمكن تحديد الأنماط (Modes) التي يدعمها هوائي الرقعة الدائرية من خلال اعتبار الرقعة، ومستوى التأريض، والمادة العازلة بينهما كأنها تجويف دائري (Circular Cavity) [61]. الأنماط التي يدعمها الهوائي الدائري، عندما يكون ارتفاع الركيزة صغيراً جداً هي الأنماط المغناطيسية العرضية. يُعد نصف قطر الرقعة هو العامل الوحيد الذي يمكن من خلاله التحكم في أنماط الهوائي لا يمكن تحليل هوائي الرقعة الدائرية بطريقة عملية إلا باستخدام نموذج التجويف (Cavity Model) وذلك من خلال اتباع إجراء مشابه لما يُستخدم في تحليل الرقعة المستطيلة، ولكن باستخدام الإحداثيات الأسطوانية (Cylindrical Coordinates) بدلاً من الإحداثيات الدائرية.

[10]

$$(\nabla^2 + k^2)\vec{E} = 0 \quad k = \frac{2\pi}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r}$$

$$E_z = E_0 \cos n\phi J_n(k\rho) = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_r} = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_r}$$

حيث  $J_n(k\rho)$  دالة بسل Bessel function

إذا كانت  $E$  على محور  $Z$  تكون المعادلة

$$H_\rho = \frac{j}{\omega\mu\rho} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} = -\frac{nj_n}{\omega\mu\rho} E_0 J_n(k\rho) \sin n\phi$$

$$H_\phi = -\frac{j}{\omega\mu} \frac{\partial E_z}{\partial \rho} = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J_n(k\rho) \cos n\phi$$

حيث تشير الإشارة إلى الاشتقاق بالنسبة إلى  $(k\rho)$ ، وهو المتغير في الدالة، بينما تكون مركبات المجال الأخرى معدومة داخل التجويف.

$$E_\rho = E_\phi = H_z = 0$$

شرط الحدود للمجال المغناطيسي عند الجدار يُعرّف على النحو التالي:

$$H_\phi(\rho = a) = 0$$

طريقة بديلة للتعبير عن حالة حدود الجدار المغناطيسي من حيث تيار السطح الكهربائي عند حافة القرص المغناطيسي يؤدي المجال داخل التجويف إلى ظهور التيار الكهربائي المستحث والتيارات على السطح الداخلي للقرص الدائري يمكن حسابها من

$$\vec{J} = -\hat{z} \times \vec{H} = \hat{\rho} H_\phi - \hat{\phi} H_\rho$$

حيث إن  $\hat{\rho}$  و  $\hat{\phi}$  ما متجهات وحدة في اتجاهي  $\rho$  و  $\phi$  على التوالي، وعند حافة القرص يجب أن يندم التيار السطحي  $J_\rho$

$$J_\rho(\rho = a) = H_\phi(\rho = a) = 0$$

$a$  يمثل نصف القطر

$$J_n(ka) = 0$$

$$ka = \chi_{nm}$$

حيث تمثل جذور  $\chi_{nm}$  دوال بسل ومشتقاتها

$$k = \frac{\chi_{nm}}{a} \quad (2-17)$$

$$\frac{2\pi}{\lambda_{nm}} = \frac{\chi_{nm}}{a}$$

$$\frac{2\pi}{c/f_{nm}} = \frac{\chi_{nm}}{a} \rightarrow f_{nm} = \frac{\chi_{nm}c}{2\pi a}$$

تردد الرنين بدلالة النمط الكهربائي

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm}c}{2\pi a} \quad (2-18)$$

حيث

c سرعة الضوء

a نصف قطر القرص

يمكن إيجاد القيم التي تؤدي إلى حدوث الرنين (resonance)، والذي يتوافق مع الجذور الصفرية  $\chi_{nm}$  لمشتقات دالة بسل بحسب الجدول (1-2)

جدول 1-2: جذور دالة بسل ومشتقاتها  $\chi_{nm}$  [62]

m \ n	1	2	3	4
0	0	3.832	7.016	10.173
1	1.841	5.331	8.536	11.706
2	3.054	6.706	9.969	13.170
3	4.201	8.015	11.346	14.586
4	5.317	9.282	12.682	15.964

حيث تمثل n و m الانماط الرنينية للنمط المستعرض الكهربائي  $TM_{nm}$  Transvers Electric Mode والنمط المستعرض المغناطيسي  $TM_{nm}$  Transvers Magnetic Mode. بالنسبة لنمط المستعرض

المغناطيسي  $TM_{nm}$  Transvers Magnetic Mode ( $H_z = 0$ ) فان مركبات المجال الكهربائي والمغناطيسي.

$$\left. \begin{aligned} E_z &= E_0 J_1(k\rho) \cos \varphi \\ H_\rho &= -j_\varphi = -\frac{jn}{\omega\mu\rho} E_0 j_1(k\rho) \sin \varphi \\ H_\varphi &= j_\rho = -\frac{jk}{\omega\mu} E_0 J_1(k\rho) \cos \varphi \end{aligned} \right\} \quad (2-19)$$

### 1-3-2 تردد الرنين Resonant Frequency

تردد الرنين، بالأخذ بنظر الاعتبار مجالات الحافة، للنمط المستعرض المغناطيسي  $TM_{nm}$  يمكن ايجاده من العلاقة (18-2) حيث [10]

$$f_{nm} = \frac{\chi_{nm} c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2-20)$$

حيث  $\epsilon_r$  تمثل ثابت العزل النسبي. نصف قطر المشع المؤثر  $a_e$  في العلاقة اعلاه نتيجة مجالات الحافة على طول حافة المرنان resonator. للنمط  $TM_{nm}$  للمشح الدائري، والذي تم اقتراحه من قبل [62]

$$a_e = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi a}{2h} + 1.7726 \right) \right\}^{1/2} \quad (2-21)$$

حيث  $h$  تمثل ارتفاع الطبقة العازلة و  $a$  نصف القطر الفيزيائي.

### 4-2 برنامج المحاكاة (Simulation Software)

يُعد برنامج High-Frequency Structure Simulator (HFSS) (محاكي البنى عالية التردد) أداة تجارية تعتمد على طريقة العناصر المحدودة Finite Element Method (FEM) لتحليل الهياكل الكهرومغناطيسية وطريقة المعادلة التفاضلية Integral Equation IE بطريقة العزوم Method of Moments MoM، وهو من تطوير شركة Ansys يستخدم المهندسون برنامج HFSS بشكل أساسي لتصميم ومحاكاة الأجهزة الإلكترونية عالية السرعة والتردد، مثل أنظمة الرادار، وأنظمة الاتصالات، والأقمار الصناعية، والرقائق الإلكترونية الدقيقة، والدوائر المطبوعة، ومنتجات إنترنت الأشياء، وغيرها من الأجهزة الرقمية وأجهزة الترددات اللاسلكية. كما يُستخدم البرنامج لمحاكاة السلوك الكهرومغناطيسي لأجسام كبيرة مثل السيارات والطائرات.

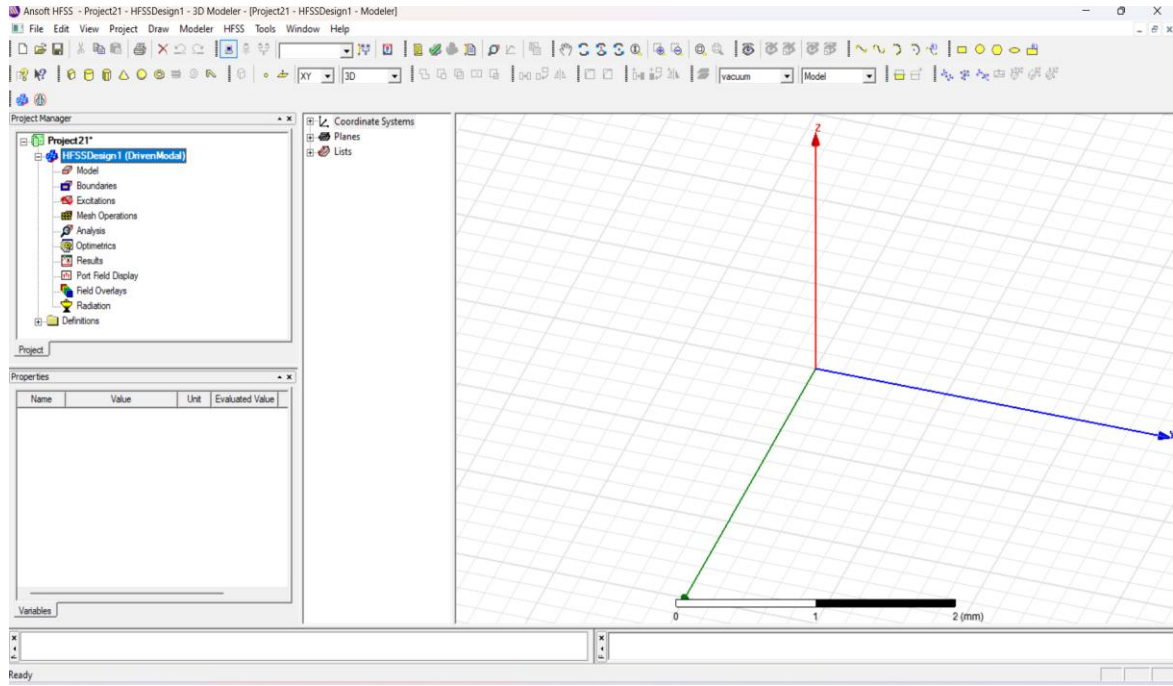
يتيح HFSS لمصممي الأنظمة والدوائر القدرة على دراسة المشكلات الكهرومغناطيسية بدقة، مثل فقد الناتج عن التوهين، التداخل والاقتران، الإشعاع، الانعكاس. وتكمن فائدة محاكاة سلوك الدوائر في الترددات العالية بدقة عالية عبر الحاسوب في تقليل الحاجة إلى اختبارات التحقق النهائية المكثفة، فضلا عن تجنب بناء نماذج أولية عديدة مرتفعة التكلفة، وهو ما يوفر الوقت والمال في عملية تطوير المنتجات [63]. لكي تتمكن من معرفة كيفية أداء تصاميم المكونات الإلكترونية في العالم الحقيقي، من الضروري أن تمتلك وسيلة دقيقة وسريعة لتحليلها، حيث يعتمد أداء الأجهزة الإلكترونية بشكل مباشر على سلوكها الكهرومغناطيسي. وينبغي تنفيذ هذه المحاكاة التصميمية قبل وقت طويل من إنتاج أي نموذج أولي فعلي. وهنا تأتي أهمية برنامج HFSS، إذ يوفر للمستخدم الثقة الكاملة في التصميم من خلال تكنولوجيا متقدمة قادرة على تقديم نتائج دقيقة مع أقل تدخل يدوي من المستخدم. يُعد فهم البيئة الكهرومغناطيسية أمرًا بالغ الأهمية لمهندسي ومصممي المنتجات الإلكترونية، إضافة إلى القدرة على التنبؤ بدقة بكيفية أداء المكوّن أو النظام أو المنتج النهائي في أرض الواقع، وكذلك تأثيره على أداء المكوّنات الأخرى المجاورة له.

يعتمد البرنامج على مجموعة من تقنيات المحاكاة المتقدمة، التي تمكّن المستخدمين من اختيار الحل الأنسب لأي نوع من عمليات المحاكاة. ويُعتبر كل حل (Solver) داخل HFSS بمثابة معالج تلقائي قوي، حيث يقوم المستخدم بتحديد الهندسة المطلوبة، خصائص المواد، النطاق الترددي للحل. وبناءً على هذه المدخلات، يقوم البرنامج بإنشاء شبكة محاكاة دقيقة وفعّالة تتناسب مع الدراسة، مما ينتج عنه أعلى مستوى من دقة النتائج الممكنة [63].

تم تطوير برنامج HFSS في الأصل على يد البروفيسور زولتان سينديس (Zoltan Cendes) الحاصل على درجة الدكتوراه، مع طلابه في جامعة كارنيغي ميلون. وكان هذا البرنامج أول منتج برمجي للأغراض العامة يُستخدم لحل مسائل الحقول الكهرومغناطيسية ثلاثية الأبعاد بشكل عشوائي، بما في ذلك توزيع الطاقة الكهرومغناطيسية وحساب معاملات S في البنى المعقدة [64].

## 2-4-1 واجهة البرنامج

برنامج HFSS من تطوير شركة Ansys هو أداة احترافية لتحليل وتصميم الأنظمة الكهرومغناطيسية ثلاثية الأبعاد، بما في ذلك الهوائيات، خطوط النقل، ومرشحات الراديو. توفر الواجهة إمكانية تصميم النماذج والمحاكاة وتفسير النتائج بطريقة تفاعلية وسهلة الاستخدام [63].



الشكل ( 2-2 ): واجهة برنامج المحاكاة HFSS [64]

## 2-4-2 طرق الحل Solution Methods

يستخدم برنامج HFSS™ تقنية رقمية تُعرف باسم طريقة العناصر المحددة وهي إجراء يتم فيه تقسيم البنية إلى العديد من الأجزاء الفرعية الصغيرة التي تُسمى عناصر محددة. العناصر المحددة التي يستخدمها HFSS هي رباعيات الوجوه، وتُسمى المجموعة الكاملة من هذه الرباعيات الشبكة (Mesh). يتم إيجاد حل للمجالات الكهرومغناطيسية داخل كل عنصر من هذه العناصر، وتُربط هذه المجالات ببعضها البعض بحيث تُحقق معادلات ماكسويل على الحدود بين العناصر. وبذلك يتم الحصول على حل شامل لجميع المجالات في البنية الأصلية بالكامل. وبمجرد التوصل إلى هذا الحل، يتم حساب حل مصفوفة التبعثر المعممة (Generalized S-Matrix Solution) من الناحية الرياضية، يقوم HFSS بحل المجال الكهربائي باستخدام المعادلة (1) وذلك في ظل تأثير الإثارات وظروف الشروط الحدودية [65]:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu_r} \nabla \times E \right) - K_0^2 \epsilon_r E = 0$$

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} , \quad \epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} , \quad K_0^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 = \frac{\omega^2}{c^2}$$

حيث يقوم HFSS بحساب المجال المغناطيسي H باستخدام المعادلة ادناة:

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

ما سبق يُشير بوضوح إلى أن HFSS يعمل من خلال المجالات الكهربائية والمغناطيسية، وليس من خلال المفاهيم الشائعة مثل الجهد والتيار. ولذلك، فمن المهم جداً أن تشمل المحاكاة في HFSS حجماً (volumetric domain) يحتوي على وجود فعلي للمجالات الكهربائية والمغناطيسية. عادةً ما تشمل هذه الأحجام مواد موصلة وكذلك مواد عازلة، بما في ذلك الهواء، المحيط بالموصلات، يوفر برنامج HFSS ثلاث طرق مختلفة لحل النماذج الكهرومغناطيسية، ويُحدد اختيار نوع الحل بناءً على طبيعة التطبيق والغرض من المحاكاة. كل نوع من هذه الحلول مصمم ليتناسب مع حالات معينة في التصميم والتحليل، سواء كنت تعمل على هوائي، أو شبكة توصيل عالية السرعة، أو تبحث في الاستجابة الزمنية لنظامك [65].

### 1-2-4-2 الحل النمطي (Driven Modal Solution)

هذا النوع من الحلول يُستخدم عندما تريد تحليل استجابة النموذج عند تردد معين أو مجموعة من الترددات. يعتمد على حساب الأنماط الكهرومغناطيسية التي يمكن أن تنتشر عبر المنافذ، ومن خلال ذلك يتم حساب مصفوفة التبعثر (S-Parameters) يستخدم، عند تحليل الهوائيات، تصميم المرشحات (Filters) ودراسة توافق المنافذ وخطوط النقل. يُعد هذا الخيار هو الأكثر شيوعاً، خاصة عند الرغبة في دراسة الخصائص الترددية لنظام ما [66].

### 2-2-4-2 الحل الطرفي (Driven Terminal Solution)

يشبه هذا النوع إلى حد كبير الحل النمطي، لكنه يُركّز على الفولتية والتيارات عند الأطراف (Terminals) بدلاً من الأنماط الموجية. هذا يجعله أكثر ملاءمة لتحليل التركيبات المعقدة التي تحتوي على أكثر من موصل، مثل خطوط النقل التفاضلية يتم استخدامه في تحليل التوصيلات عالية السرعة (High-Speed Interconnects) وعند الحاجة إلى بيانات دقيقة عن الجهد أو التيار في النظام وفي تصميمات الإشارات التفاضلية (Differential Signaling). يُفضل استخدام هذا الحل في المجالات التي تركز على الأداء الكهربائي الدقيق بدلاً من المجال الكهرومغناطيسي العام [66].

### 3-2-4-2 حل المجال الزمني (Transient Solution)

إذا أردنا معرفة كيف يتصرف النظام عبر الزمن، فإن هذا النوع من الحلول هو الأنسب. بدلاً من التركيز على الترددات، يتم تحليل استجابة النظام لنبضة أو إشارة زمنية معينة، مثل موجة مربعة أو نبضة قصيرة. يستخدم لفهم تأثير التغيرات الزمنية على الأداء وتحليل الانعكاسات أو التداخلات في الإشارات

الرقمية وكذلك لدراسة استجابة النظام للنبضات واسعة النطاق (Broadband Pulses). هذا النوع من الحلول مفيد جداً في تصميم الدوائر الرقمية أو عند التعامل مع إشارات متغيرة بسرعة [66].

## 3-4-2 طرق الاثارة Excitation Methods

يُتيح برنامج HFSS للمستخدم اختيار نوع الإثارة المناسبة لنموذجه الكهرومغناطيسي، يوجد نوعين من الاثارة المستخدمة في هذا البرنامج وهي كالآتي [67]:

### 1-3-4-2 منافذ موجية (Wave Ports)

تُستخدم لتحليل الأنظمة التي تنتشر فيها الموجات الكهرومغناطيسية مثل أدلة الموجة والهوائيات. المنفذ الموجي (Wave Port) هو أكثر أنواع الإثارة استخداماً في برنامج HFSS. ويُعتبر هذا النوع من المنافذ مفيداً جداً في إثارة خطوط النقل مثل (Coaxial Waveguides) لكن من المهم أن يُطبَّق هذا المنفذ فقط على أحد الوجوه الخارجية، أي أنه لا ينبغي وضعه داخل النموذج أو على الأسطح الداخلية [67].

### 2-3-4-2 المنافذ المجمعمة (Lumped Ports)

مناسبة للأنظمة ذات الاتصالات الموضعية مثل خطوط النقل القصيرة أو المكونات الدقيقة (مثل مقاومات أو مكثفات). المنافذ المجمعمة (Lumped Ports) هي النوع الآخر الشائع من الإثارة في برنامج HFSS. يشبه هذا النوع من المنافذ مصدر تيار سطحي، ويمكن استخدامه أيضاً لإثارة أنواع شائعة من خطوط النقل. كما تُعد المنافذ المكافئة مفيدة بشكل خاص في إثارة فجوات الجهد أو في الحالات التي لا يكون فيها المنفذ الموجي مناسباً. ومن المهم أن يتم تطبيق هذا النوع من المنافذ داخل النموذج فقط، وليس على الحواف الخارجية [67].

أن الفرق الرئيسي بين المنافذ المجمعمة (Lumped Ports) والمنافذ الموجية (Wave Ports) يكمن في مكان تطبيقها داخل النموذج. المنفذ الموجي يجب أن يُطبَّق فقط على الوجوه الخارجية للنموذج أما المنفذ المكافئ فيُستخدم فقط داخل النموذج، أي على الأسطح الداخلية.

## 4-4-2 الشروط الحدودية (Boundary Conditions)

يستخدم برنامج HFSS الحدود لهدفين رئيسيين إما لإنشاء نموذج كهرومغناطيسي مفتوح أو مغلق، أو لتبسيط التعقيد الكهرومغناطيسي أو الهندسي للنموذج الكهرومغناطيسي. في برنامج HFSS، يوجد اثنا عشر نوعاً من الحدود (Boundaries) تُستخدم لتحديد كيفية تفاعل الحقول الكهرومغناطيسية مع الأجسام

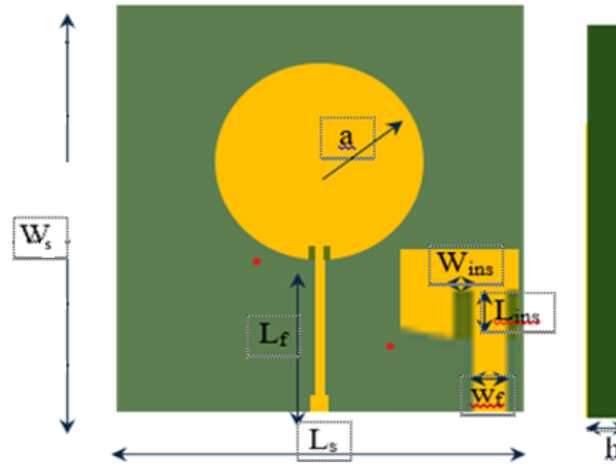
داخل بيئة المحاكاة. تُطبَّق هذه الحدود إما على أسطح ثنائية الأبعاد أو على أوجه أجسام ثلاثية الأبعاد. الأنواع هي [68]:

1. موصل كهربائي مثالي (Perfect Electric Conductor PEC): وهو الحد الافتراضي في HFSS، يُستخدم لإغلاق نموذج المحاكاة بالكامل وإنشاء نموذج مغلق.
2. الإشعاع (Radiation): يُستخدم لإنشاء نموذج مفتوح يسمح بانتشار الموجات إلى الخارج.
3. الطبقة المطابقة المثالية (Perfect Matched Layer PML): تُستخدم أيضًا لإنشاء نموذج مفتوح، وتُعد الخيار الأفضل لمحاكاة الهوائيات.
4. موصلية محدودة (Finite Conductivity): تُستخدم لنمذجة الموصلات بطبقة واحدة بموصلية حقيقية.
5. الممانعة الطباقية (Layered Impedance): تُستخدم لنمذجة الموصلات متعددة الطبقات أو المواد العازلة الرقيقة.
6. الممانعة (Impedance): تُستخدم لنمذجة المواد ذات الممانعة المحددة بالأوم لكل مربع (Ohm/square).
7. مكونات RLC المجمعة (Lumped RLC): تسمح بإدخال مكونات كهربائية مثالية مثل المقاومة والمحث والمكثف.
8. التماثل (Symmetry): تُستخدم لفرض حدود التماثل لتقليل زمن المحاكاة وحجم النموذج.
9. الحد الرئيسي (Master) يُستخدم: مع الحد التابع (Slave) لمحاكاة المصفوفات المتكررة إلى ما لا نهاية.
10. الحد التابع (Slave): يُستخدم مع الحد الرئيسي لنفس الغرض في النماذج الدورية.
11. ممانعة الحجب (Screening Impedance): تُستخدم لمحاكاة الشاشات أو الشبكات الكبيرة التي تحجب الحقول.
12. الحد المثالي المغناطيسي (Perfect H): يُستخدم لفرض مستوى تماثل مغناطيسي، وغالبًا ما يُستخدم في نماذج الهوائيات.

## 5-2 تصميم الهوائي الشريطي الدائري Circular Patch Antenna Design

في هذا البند سنقوم بتصميم هوائي شريطي دائري يستخدم في تطبيقات شبكات الجيل الخامس (5G). الهدف الأساسي من هذا التصميم هو تطوير هوائي دائري يتميز بكسب عالٍ ونمط إشعاع أكثر تركيزًا. تم تصميم الهوائي ليعمل عند تردد رنين قدره 5.8 جيجا هرتز. يتم استخدام طريقة التغذية بالخط الشريطي نظرًا لمزاياها في تبسيط مطابقة ممانعة الإدخال من خلال ضبط موضع التغذية. إن تحقيق مطابقة مقاومة صحيحة ضروري للحصول على عرض النطاق الترددي المطلوب، وإلا ستأثر كفاءة الهوائي سلبًا.

ولضمان عرض نطاق ترددي مثالي، تم الحفاظ على سُمك الركيزة في حدوده الدنيا، وفقاً للتوجيه التالي (  $0.003\lambda_0 < h < 0.05\lambda_0$  ) تم استخدام مادة FR4-Epoxy كركيزة بسبب سماحتها النسبية المنخفضة ( $\epsilon_r$ ). في بنية الهوائي، تم وضع الرقعة وخط الشريط المغذي في الطبقة العلوية، في حين تشكل الركيزة الطبقة الوسطى، ويقع المستوى الأرضي في الأسفل. يتضمن التصميم المقترح تثبيت رقعة دائرية ذات نصف قطر يساوي 7.2 ملم فوق ركيزة من مادة FR-4 ذات سماحية نسبية  $\epsilon_r$  تبلغ 4.4. أبعاد ركيزة FR-4 هي  $27 \times 27 \times 1.6$  ملم<sup>3</sup> مع تقنيات التغذية بالخط الشريطي. تم حساب نصف قطر الرقعة الفعّال من العلاقة (18-2) للنمط  $TM_{11}$ .



الشكل (3-2): ابعاد الهوائي الشريطي الدائري

جدول 2-2: أبعاد الهوائي المقترح (جميع الأبعاد بوحدة المليمتر)

Parameter	Value	Parameter	Value
$W_s$	27	$L_s$	27
A	7.2	$W_f$	0.5
$L_f$	9.2	$W_{ins}$	0.5
$L_{ins}$	1	H	1.6

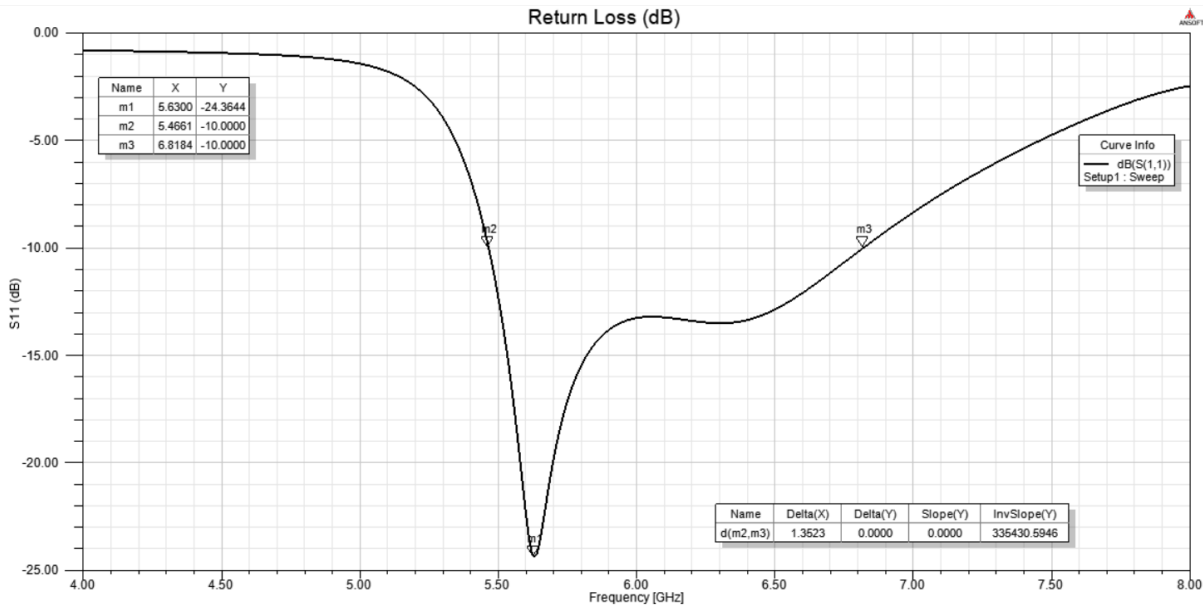
### 1-5-2 نتائج محاكاة الهوائي الشريطي الدائري المفرد

يتضمن التصميم المقترح تثبيت رقعة دائرية ذات نصف قطر يساوي 7.2 ملم فوق ركيزة من مادة FR-4 ذات سماحية نسبية  $\epsilon_r$  تبلغ 4.4. أبعاد ركيزة FR-4 هي  $27 \times 27 \times 1.6$  ملم<sup>3</sup> مع تقنيات التغذية بالخط الشريطي. تم حساب نصف قطر الرقعة الفعّال من العلاقة (18-2) للنمط  $TM_{11}$ . يمثل الشكل (3-2) الهوائي الدائري المفرد الذي تم تصميمه ويتم تغذيته بواسطة الخط الشريطي. تم تصميم خط التغذية

بعرض يبلغ 0.5 ملم، مع الحفاظ على مقاومة مميزة قدرها 50 أوم. لتحقيق مقاومة إدخال قدرها 50 أوم، تم إدخال شقين متماثلين داخل الرقعة، يبلغ طول كل منهما 1 ملم وعرضه 0.5 ملم كما هو موضح في الشكل (2-3) وحسب الأبعاد التي تم ذكرها في الجدول. بعد إجراء محاكاة الهوائي المقترح باستخدام برنامج HFSS كأداة، تم فحص عدد من النتائج المستهدفة مثل معامل الانعكاس ( $S_{11}$ )، ونسبة الموجة الراجعة (VSWR)، وممانعة الدخول ( $Z_{in}$ ).

## 2-1-5-2 الخسارة الراجعة

أول نتيجة تم تحليلها هي معامل الانعكاس  $S_{11}$ ، كما هو موضح في الشكل (2-4). وقد تم الحصول على عرض النطاق الترددي (Band width) باستخدام الأبعاد المذكورة للرقعة والركيزة، حيث بلغ تقريباً 1.27 GHz حول التردد المركزي 5.8 GHz، وذلك عندما تكون قيمة  $S_{11}$  أقل من -10 dB وهذه القيمة تُشير إلى تطابق جيد في الممانعة (أي أن القدرة المنعكسة منخفضة جداً).

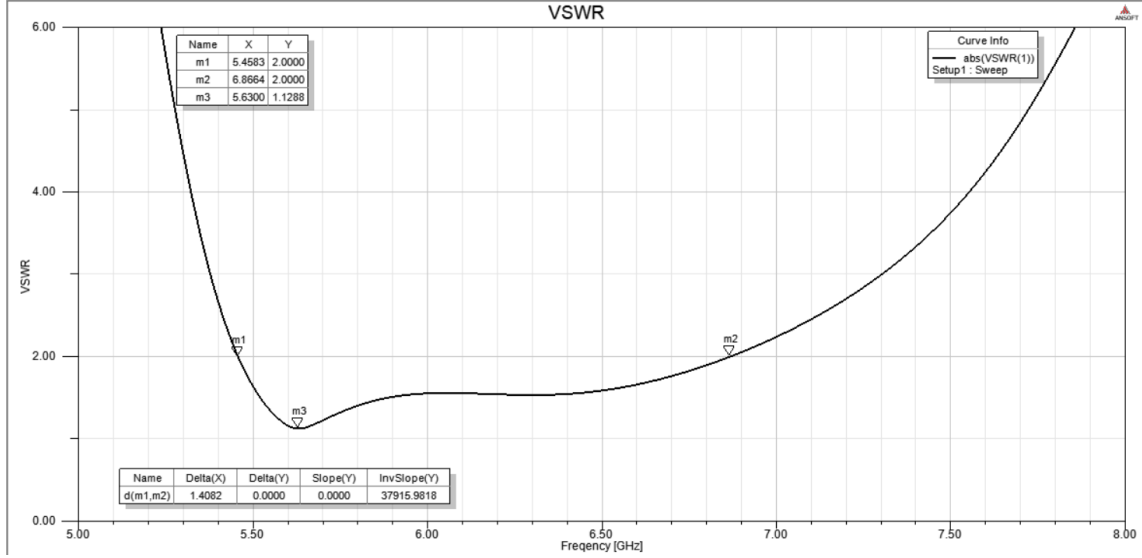


الشكل (2-4): الخسارة الراجعة مقابل التردد للهوائي الدائري المفرد

## 2-1-5-2 نسبة الموجة الواقفة

يعرض الشكل (2-5) العلاقة بين التردد (GHz) ونسبة الموجة الراجعة (VSWR) يمثل المحور الأفقي التردد، بينما يُظهر المحور العمودي قيمة VSWR، وهي مؤشر على مدى تطابق الممانعة بين الهوائي وخط التغذية. من خلال قراءة الرسم البياني نجد عند التردد 5.6281 GHz، كانت قيمة VSWR تساوي 1.7823. وعند التردد 6.997 GHz، ارتفعت قيمة VSWR إلى 2.1595. ونجد أقل قيمة لـ VSWR تظهر بالقرب من التردد 5.8 GHz، وهو ما يمكن ملاحظته من شكل المنحنى رغم أنها ليست محددة بدقة عددية في الرسم. بشكل عام، تُعتبر قيمة VSWR التي تقترب من 1.0 إلى 1.5 مؤشراً على تطابق

ممتاز في الممانعة، حيث تعني أن القليل جدًا من الطاقة ينعكس مرة أخرى إلى المصدر. أما القيمة 1.78 فهي لا تزال جيدة وتشير إلى أن الهوائي يعمل بكفاءة مقبولة، لكنه ليس في الحالة المثالية تمامًا من حيث تطابق الممانعة.

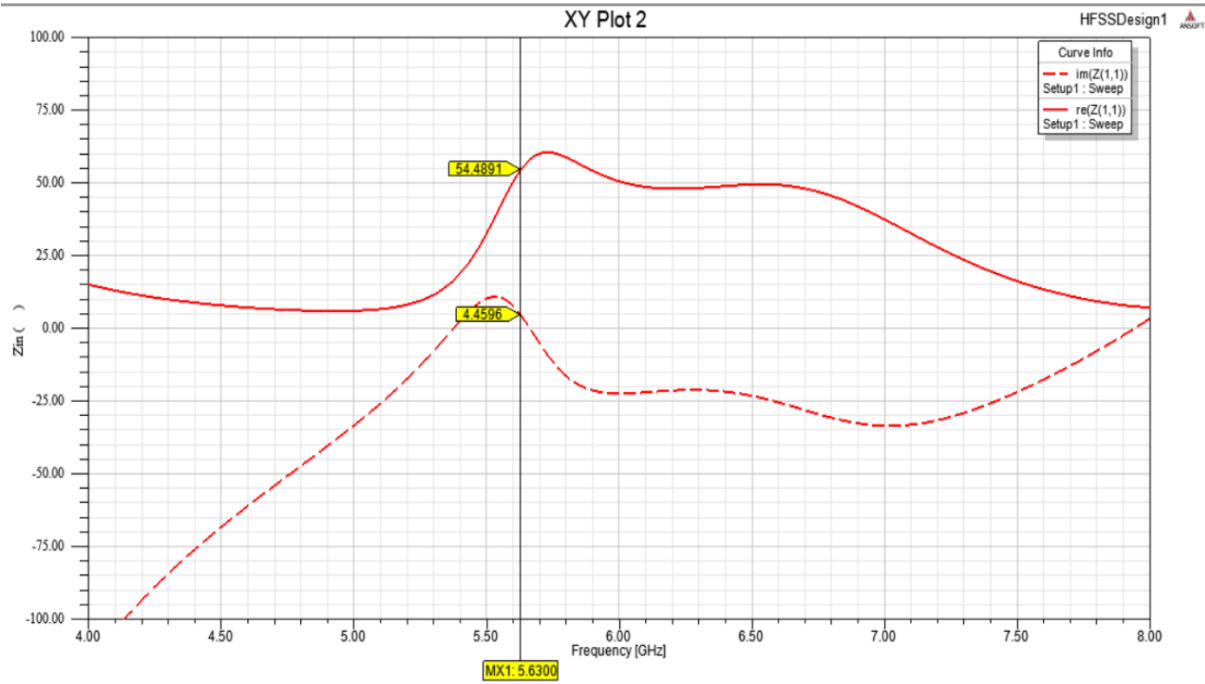


الشكل (5-2): الموجة الواقفة (VSWR)

### 3-1-5-2 ممانعة الادخال

يوضح الشكل (6-2) العلاقة بين التردد (GHz) والمعاوقة (Z) للهوائي. المحور الأفقي يمثل التردد، بينما يمثل المحور العمودي قيمة المعاوقة. يُظهر الرسم منحنيين رئيسيين، المنحنى الأحمر يُمثل الجزء الحقيقي من الممانعة  $Re(Z_{11})$  أما المنحنى الأحمر المتقطع يُمثل الجزء الخيالي من الممانعة  $Im(Z_{11})$ . عند التردد 5.8 GHz، لوحظ أن الجزء الحقيقي للممانعة يبلغ حوالي 54.5 أوم، وهي قيمة قريبة من القيمة المثالية (50 أوم)، مما يعني وجود تطابق جيد في الممانعة بين الهوائي وخط التغذية. أما الجزء التخيلي للممانعة كان صغيرًا جدًا، حوالي 4.5 أوم، وهو ما يدل على أن الهوائي في حالة رنين جيد، أي أنه يعمل بكفاءة عالية في هذا التردد، مع الحد الأدنى من المكونات التخزينية للطاقة (الحثية أو السعوية).

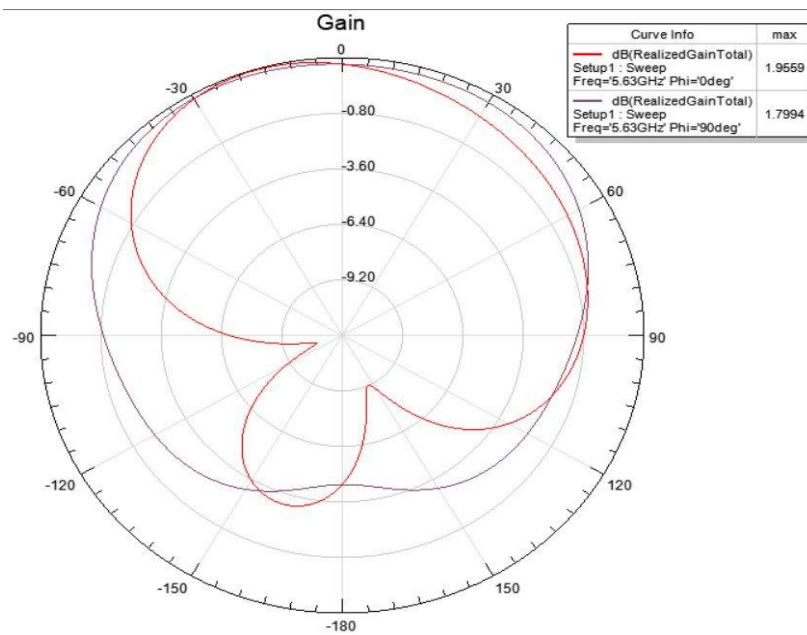
هذا السلوك يُعتبر مؤشرًا قويًا على أن الهوائي مضبوط بشكل جيد عند هذا التردد، وأنه يحقق الأداء المطلوب من حيث الكفاءة وتطابق الممانعة، وهو أمر مهم جدًا لتقليل الانعكاس وتحقيق أقصى قدر من الإشعاع أو الاستقبال.



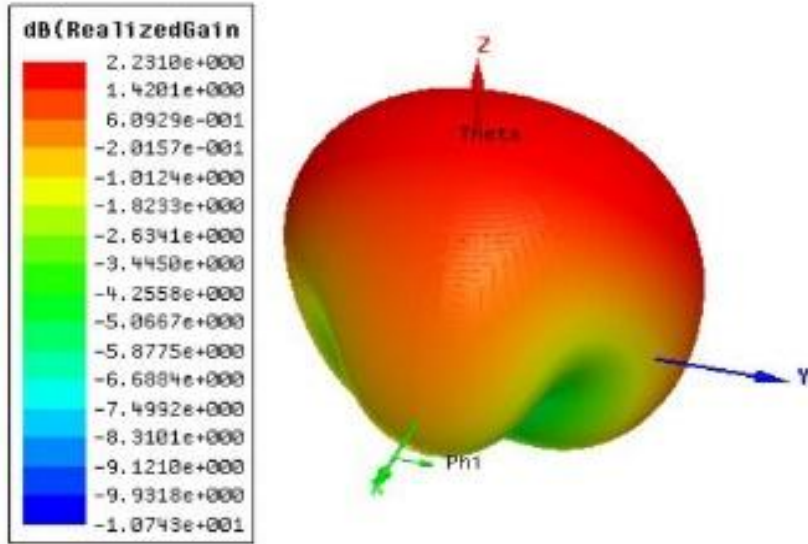
الشكل (6-2): ممانعة الادخال في الهوائي

#### 4-1-5-2 هيكل الاشعاع

في الشكلين (7-2) و (8-2) نجد ان الشكل غير دائري، مما يدل على أن الإشعاع ليس متساويًا في جميع الاتجاهات. نمط الإشعاع يُظهر وجود Lobes (فص خلفي) مما يشير إلى أن الهوائي يوجه الطاقة بشكل مفضل في الاتجاه العلوي.



الشكل (7-2): الهيكل الاشعاعي للهوائي الدائري المفرد



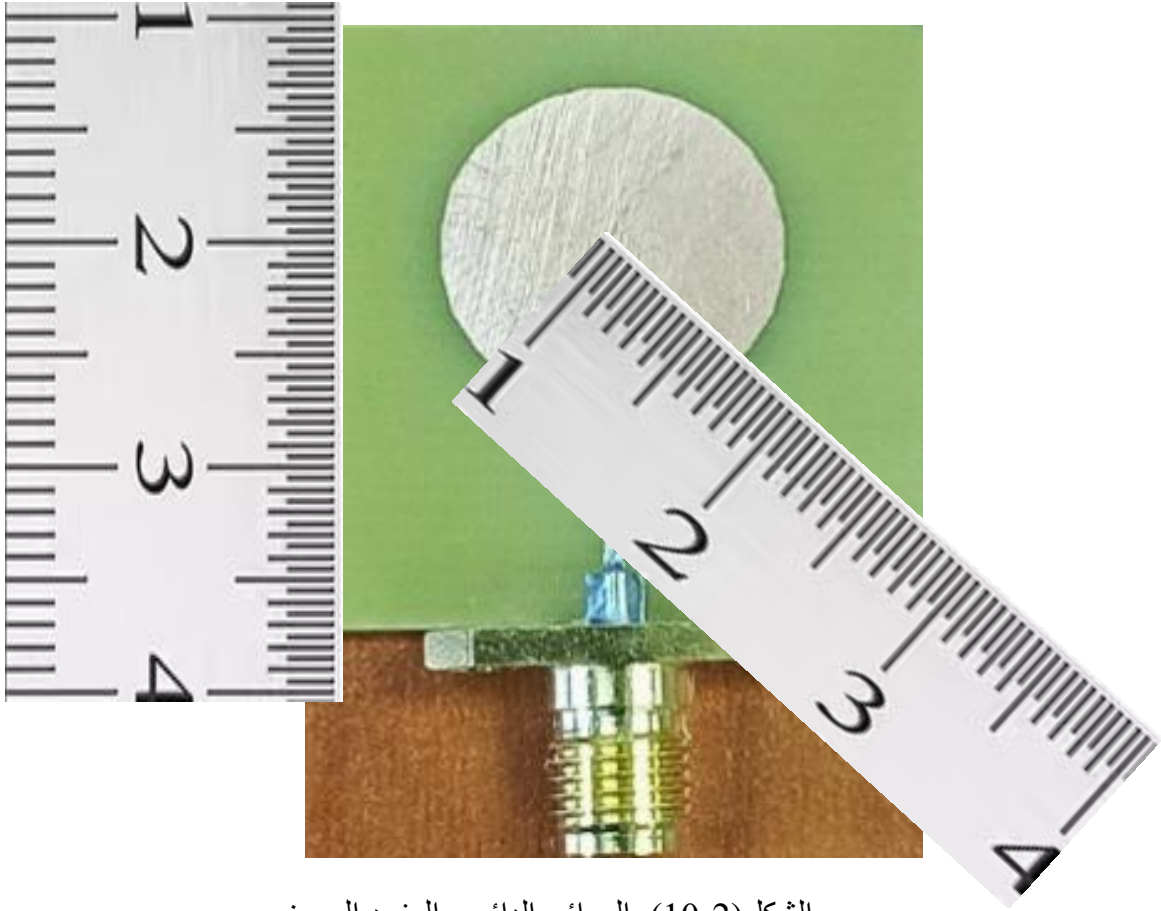
الشكل (8-2): الهيكل الاشعاعي ثلاثي الابعاد

## 2-5-2 النتائج العملية

تم تنفيذ النموذج في هيئة البحث العلمي في وزارة العلوم والتكنولوجيا وقياس الخسارة الراجعة ونسبة الموجة الواقفة في جهاز محلل الدوائر الاتجاهي Vector Star Analyzer VNA كما في الشكل(9-2)



الشكل(9-2): جهاز VNA

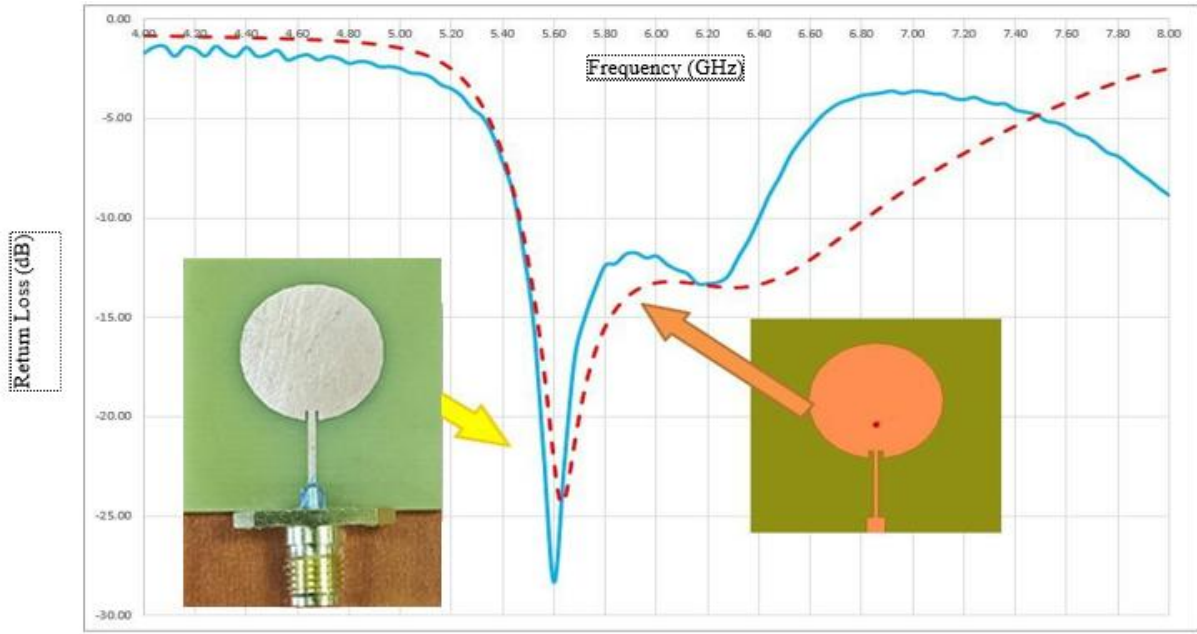


الشكل(2-10): الهوائي الدائري المفرد المصنع

جهاز Anritsu VectorStar VNA يمثل منصة تحليل متقدمة، تجمع بين التغطية الترددية الواسعة، الدقة العالية، سرعة القياس، ومرونة كبيرة في تحليل وتصحيح أداء الهوائيات ومكونات RF الحديثة السلسلة تغطي نطاقات ترددية تبدأ من 70 kHz وحتى 70، 110، 125، 145، 220 GHz بحسب الطراز والموديلات المرفقة. يستخدم VNA من فئة VectorStar على نطاق واسع في قياس S-Parameters مثل ( $S_{21}$  و  $S_{11}$ ) لتقييم تطابق الهوائيات وكفاءة الإرسال (Return Loss) ، (VSWR) مناسب جداً لتحليل الهوائيات بترددات عالية وفي أشكال متعددة مثل HFSS والاختبارات الصناعية .

### 1-2-5-2 الخسارة الراجعة

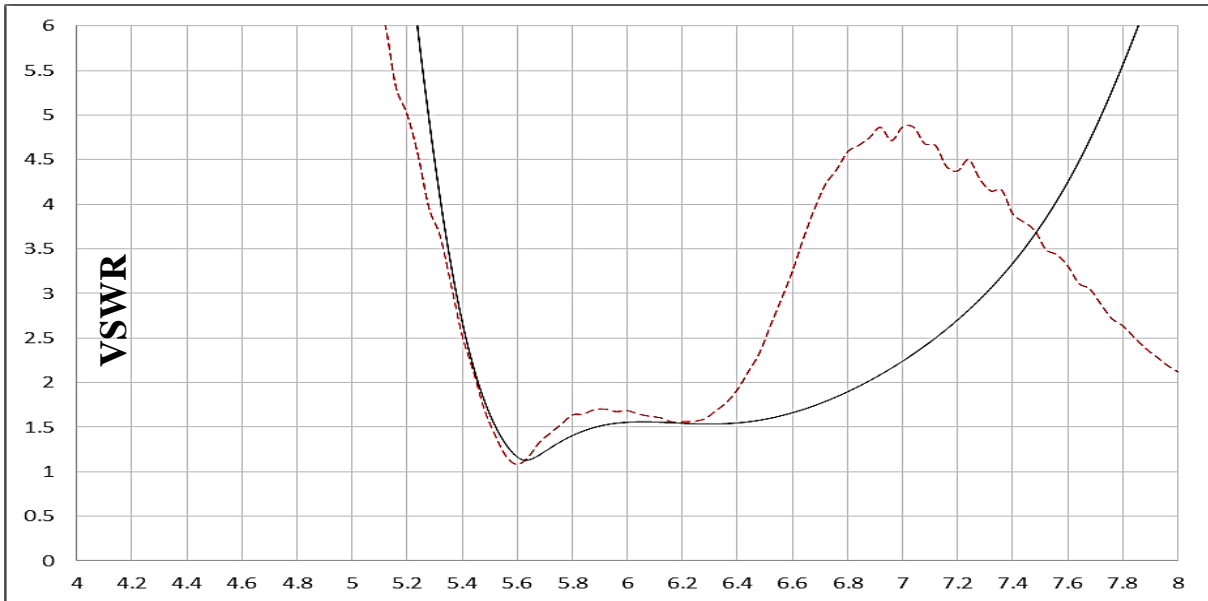
نلاحظ ان النتائج الخاصة بتصميم الهوائي الدائري المفرد باستخدام برنامج المحاكاة HFSS متطابقة بشكل جيد مع النتائج التي تم الحصول عليها من النموذج العملي ويلاحظ ان هناك إزاحة قليلة في التردد المركزي وكذلك عرض الحزمة الترددية ويعزى ذلك أن الاختيارات المصممة ضمن برنامج المحاكاة تأخذ الحالة المثالية للتصميم ككل ولا تأخذ بنظر الاعتبار مناطق اللحام.



الشكل (11-2): الخسارة الراجعة (---) النظري و العملي (—)

## 2-2-5-2 نسبة الموجة الواقفة

يبين الشكل (12-2) مقارنة بين النتائج النظرية (المحاكاة) والنتائج العملية لنسبة الموجة الواقفة للفولتية VSWR ويلاحظ ان النسبة 2:1 متحققة ضمن المدى 5.5-6.5 GHz والتي تبين ان نسبة الموجة



الشكل (12-2): نسبة الموجة الواقفة VSWR للهوائي المقترح (—) النتائج لنظرية (---) النتائج العملية

المنعكسة تكون قليلة بالمقارنة بالموجة الساقطة الامر يعكس ان حسابات خط التغذية كانت جيدة كما مبين سابقا في الشكل (6-2). كذلك هناك اتفاق جيد بين النتائج العملية والنتائج النظرية.

### 1-6-2 المقدمة

تُعد تقنية الإدخال المتعدد -الإخراج المتعدد (MIMO) من تقنيات الاتصالات اللاسلكية القادرة على الإرسال والاستقبال المتزامن لعدة إشارات ضمن قناة تردد واحدة. تُعزز هذه الطريقة من سرعة نقل البيانات، وتوسع سعة الشبكة، وتحسن جودة الإشارة من خلال استخدام عدة هوائيات في طرفي الإرسال والاستقبال على حد سواء. من أبرز فوائد تقنية MIMO ما يلي [69]:

1. معدلات بيانات أعلى نتيجة للبت والاستقبال المتزامن لعدة تدفقات بيانات (data streams).
2. تحسين جودة الإشارة، إذ تُمكن الهوائيات المتعددة من تقليل تأثيرات التلاشي متعدد المسارات وتشويه الإشارة.
3. مدى تغطية أطول ناتج عن تقليل تدهور الإشارة الناجم عن الأبنية والتداخل متعدد المسارات، مما يؤدي إلى زيادة مدى الشبكات اللاسلكية.
4. زيادة في سعة الشبكة بفضل القدرة على خدمة عدد أكبر من المستخدمين والأجهزة بشكل متزامن.

وعلى الرغم من المزايا المتقدمة التي تقدمها تقنية MIMO ، إلا أنها تعاني من بعض العيوب:

1. تُضيف تعقيدًا إلى أنظمة الاتصالات اللاسلكية من خلال الحاجة إلى عدد أكبر من الهوائيات، والاعتماد على تقنيات معالجة إشارة معقدة، مما يجعل التصميم والتنفيذ أكثر تحديًا.
2. تُضيف هذه التقنية تكاليف إضافية على النظام نظرًا لحاجتها إلى أجهزة وبرمجيات إضافية.
3. تكون معرضة للتداخل الناتج عن أجهزة لاسلكية أخرى تعمل على نفس النطاق الترددي .
4. تعاني من الاقتران المتبادل (mutual coupling) بين عناصر الإشعاع في هوائيات MIMO ، وهو ما يؤدي إلى تدهور جودة الإشارة وانخفاض معدل نقل البيانات.

## 2-6-2 معاملات الـ MIMO

### 1-2-6-2 معامل الارتباط المغلف (Envelope Correlation Coefficient -ECC)

يعبر معامل ارتباط المغلف (Envelope Correlation Coefficient -ECC) عن العلاقة بين عامل العزل (isolation factor) وعدد عناصر الهوائي. وفي الظروف المثالية، تكون قيمة هذا المعامل تساوي صفرًا. يقوم هذا المعامل بقياس وجه التشابه لهوائيين أو أكثر [70].

$$ECC = \frac{|S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{22}|^2}{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2)(1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}|^2)} \quad (2-22)$$

حيث ان

$S_{11}$  تمثل معامل الانعكاس عن المنفذ 1

$S_{12}$  تمثل معامل الاقتران المتبادل بين المنفذين 1 و 2

$S_{21}$  تمثل معامل الاقتران المتبادل بين المنفذين 2 و 1

$S_{22}$  تمثل معامل الانعكاس عن المنفذ 2

### 2-2-6-2 معامل الانعكاس النشط الكلي (Total Active Reflection Coefficient -TARC)

معامل الانعكاس النشط الكلي (Total Active Reflection Coefficient -TARC)، يمثل النسبة لمجمل القدرة المنعكسة للقدرة الساقطة اخذا بنظر الاعتبار الاقتران المتبادل بين عناصر المصفوفة، ويُفضل أن تكون قيمته صفرًا في الهوائيات المخصصة لـ MIMO ويُحسب هذا المقياس لهوائي ثنائي المنافذ باستخدام معاملات (S-parameters) ويُعبّر عنه بوحدة الديسيبل (dB) [71].

$$TARC = \frac{\sqrt{(S_{11} + S_{12})^2 + (S_{21} + S_{22})^2}}{\sqrt{2}} \quad (2-23)$$

### 3-2-6-2 فقد سعة القناة (Channel Capacity Loss -CCL)

فقد سعة القناة (Channel Capacity Loss -CCL) يُمثل أقصى كمية من المعلومات يمكن إرسالها عبر وصلة اتصالات مع عامل فقد منخفض في القناة. وفي أنظمة MIMO، تكون القيمة النموذجية لـ CCL اقل من 0.4 بت/ثانية/هرتز [72].

$$CCL = -\log_2(\psi) \quad (2-24)$$

حيث ان

$$\psi = \begin{bmatrix} \varphi_{11} & \varphi_{12} \\ \varphi_{21} & \varphi_{22} \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

$$\varphi_{11} = 1 - (|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2)^2 \quad (2-26a)$$

$$\varphi_{22} = 1 - (|S_{22}|^2 + |S_{21}|^2)^2 \quad (2-26b)$$

$$\varphi_{12} = S_{11}^* S_{12} + S_{21}^* S_{12} \quad (2-26c)$$

$$\varphi_{21} = S_{22}^* S_{21} + S_{12}^* S_{21} \quad (2-26d)$$

#### 4-2-6-2 كسب التنوع (Diversity Gain -DG)

كسب التنوع (Diversity Gain -DG) هو معامل يُستخدم لتحديد جودة منظور هوائيات MIMO في أنظمة الاتصالات اللاسلكية. لذلك، يُعد هذا المقياس من المؤشرات المهمة لتقييم أداء الهوائيات في البيئات التي تعاني من تلاشي الإشارة (fading) أو تداخل المسارات المتعددة (multipath interference). يجب أن يكون كسب التنوع (DG) مرتفعاً - حوالي 10 ديسيبل - (dB) ضمن النطاق الترددي المقبول. ويعتمد كسب التنوع أيضاً على معاملات (S-parameters) حسابها (S-parameters) كلما كانت قيمة معامل ارتباط الغلاف (ECC) أقل، كان كسب التنوع (DG) أفضل [73].

$$DG = 10\sqrt{1 - |0.99ECC|^2} \quad (2-27)$$

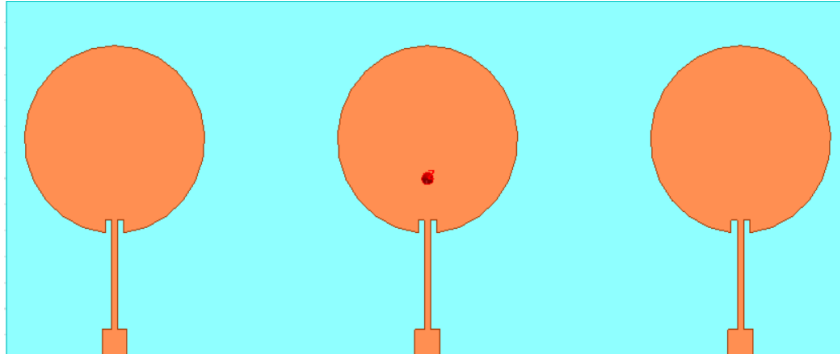
ويمثل الجدول (1-2) ملخصاً لتلك المعاملات مع شرح مبسط للمعنى الفيزيائي لها مع الحد الأدنى للقيم الممكنة وما يمكن استنتاجه من تلك القيم.

جدول 2-3: ملخص لمعاملات مصفوفة MIMO الخطية

الرمز	الاسم	المعنى الفيزيائي	القيمة المثالية	ما نستنتجه
ECC	(Envelope Correlation Coefficient) معامل الارتباط بين الهوائيات	يقيس مدى التشابه بين إشارات الهوائيين (كلما زاد التشابه قلّ التنوع)	$ECC < 0.5$ يفضل $ECC > 0.1$	يعني إشارات مستقلة، مما يزيد من كفاءة النظام
DG	(Diversity Gain) كسب التنوع	يعبر عن مدى التحسن في جودة الإشارة بسبب التنوع	قريب من 10 dB	يدل على فعالية النظام في تقليل التلاشي
CCL	(Channel Capacity Loss) فقد السعة القنوية	انخفاضه يعني أداء أفضل للنظام	أقل من 0.5 bit/s/Hz	كلما قلت CCL كان نقل البيانات أكثر كفاءة
TARC	(Total Active Reflection Coefficient) المعامل الكلي للانعكاس الفعال	يعبر عن كفاءة الإرسال الكلي عند تغذية كل المنافذ	أقل من -10 dB	إذا ارتفع، يعني وجود تداخل قوي بين العناصر
EMG	(Mean Effective Gain) الكسب الفعال الوسطي	يقيس توازن استقبال الطاقة بين العناصر في بيئة متعددة المسارات	القيمتان متقاربتان ( $\Delta EMG < 3$ dB)	توازن جيد في الاستقبال وتوزيع طيفي متجانس

## 7-2 تصميم مصفوفة MIMO الهوائيات الدائرية الخطية

يُظهر الشكل (2-13) هندسة مصفوفة هوائيات دائرية مكونة من ثلاثة عناصر. تتكون هذه المصفوفة من ثلاثة هوائيات شريطية دائرية منخفضة الارتفاع تم تصميمها مسبقاً بتغذية غائرة (Inset Feed)، ولكل منها نفس الأبعاد الموضحة في الجدول 2-2. وجد ثلاثة منافذ (تتراوح مقاومتها بين 50 أوم) لكل هوائي، بالإضافة إلى ثلاثة خطوط تغذية انتقالية يبلغ طول كل منها ربع الطول الموجي التشغيلي ( $\lambda/4$ ). تم تنفيذ تصميم الهوائي والمحاكاة باستخدام أداة المحاكاة الهيكلية عالية التردد ( $HFSS^{TM}$ ) المعتمدة على طريقة العناصر المحددة (FEM).



الشكل (2-13): تصميم مصفوفة الهوائيات الدائرية ببرنامج المحاكاة HFSS.

## 8-2 نتائج معاملات الـ MIMO الهوائيات الدائرية الخطية

### 1-8-2 النتائج النظرية

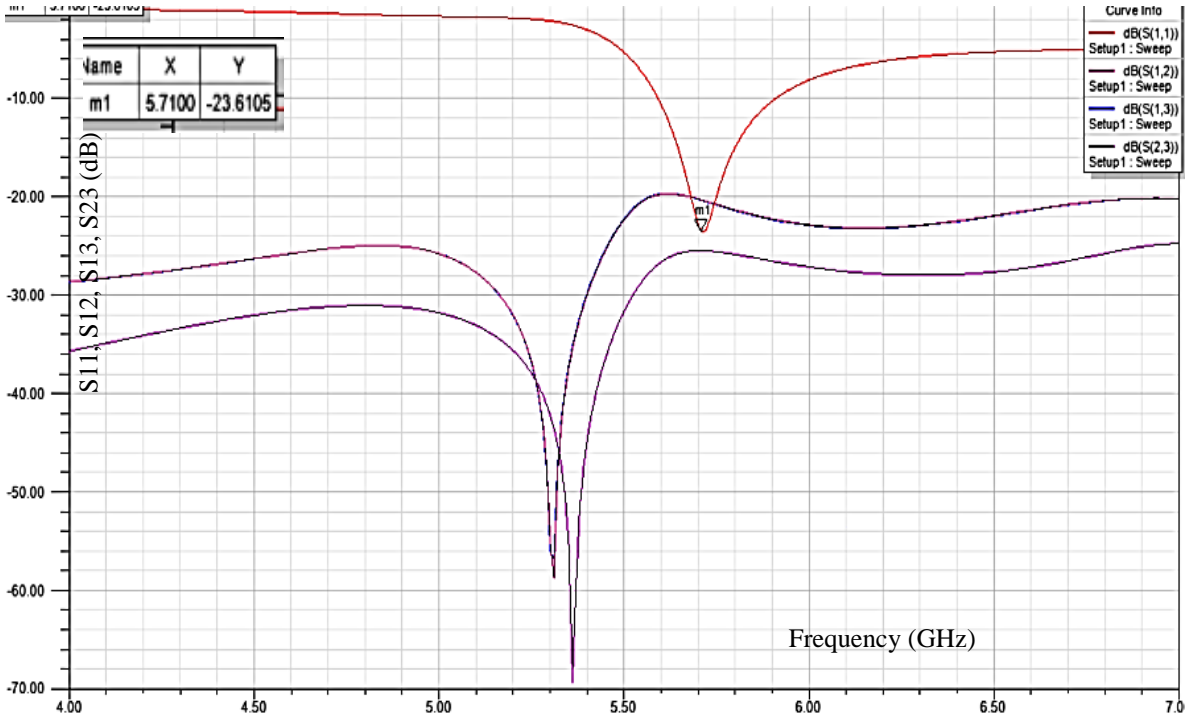
بعد إجراء محاكاة هوائي المصفوفة الدائرية المتكونة من ثلاثة عناصر باستخدام برنامج HFSS ، تم فحص عدد من النتائج المستهدفة التي سنتطرق لها الان:

#### 1-1-8-2 الخسارة الراجعة

أظهرت نتائج تحليل معاملات التشتت الموضحة بالشكل (2-14) أن الهوائي المدروس يعمل بكفاءة عالية عند التردد 5.71 GHz، حيث كانت قيمة معامل الانعكاس  $S_{11}$  عند هذا التردد حوالي -23.6 dB. هذه القيمة تشير إلى أن نسبة الطاقة المنعكسة من الهوائي قليلة جداً، أي أن معظم الطاقة المرسله من المنفذ تم امتصاصها أو إشعاعها، مما يعني أن هناك تطابقاً جيداً في الممانعة عند هذا التردد، وهو ما يُعد من مؤشرات الأداء الجيد للهوائي.

#### 2-1-8-2 معامل الاقتران

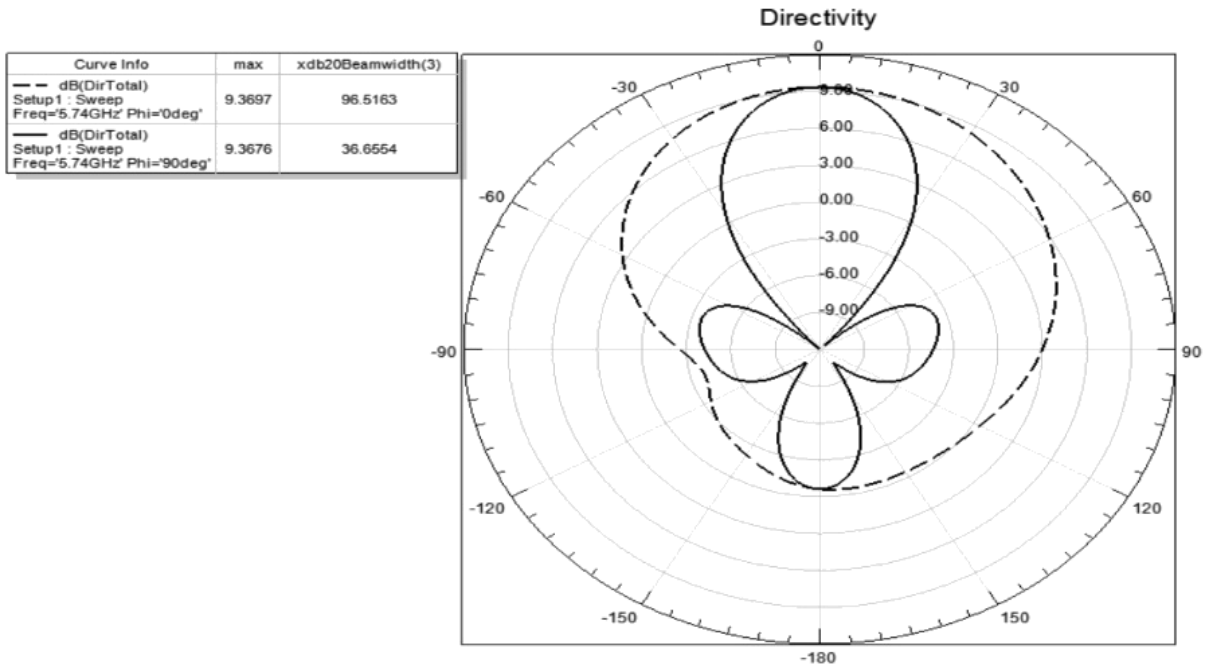
تم تحليل معامل الاقتران بين الهوائيات كما في الشكل (2-14) من خلال دراسة معاملات الانتقال بين المنافذ (S-parameters) مثل  $S_{12}$  ،  $S_{13}$  ،  $S_{23}$  وغيرها. أظهرت النتائج أن جميع قيم معامل الاقتران النظرية عند التردد المركزي (5.71 GHz) كانت أقل من -20 dB، وهي نتيجة ممتازة جداً. هذه القيم المنخفضة تدل على أن مقدار التداخل أو التأثير المتبادل بين عناصر الهوائي مناسب، الامر الذي يتوجب معه تقليل معامل الاقتران وجعله منخفضاً لكي يؤدي الى تقليل الضوضاء والتداخل بين القنوات، مما يُحسن أداء النظام ككل من ناحية الكفاءة وجودة الإشارة.



الشكل (2-14): عناصر مصفوفة الاستطارة S-matrix

### 3-1-8-2 هيكل الإشعاع

يوضح الشكل (2-15) الاتجاهية للهوائي عند التردد 5.8GHz في المستويين الأساسيين، حيث يمثل الخط الأسود المنقط المستوي الأساسي الكهربائي E-Plane والخط الأسود يمثل المستوى الأساسي المغناطيسي H-Plane. من خلال الرسم، يمكن ملاحظة أن الإشعاع في المستوى العمودي أكثر تركيزاً وتوجيهاً، وتصل قيمة الإشعاع العظمى إلى حوالي 9.36 dB، وعرض اشعاع Beam width مقداره  $\theta_E = 95.5^\circ$  و  $\theta_H = 36.6^\circ$  للمستويين الأساسيين على الترتيب. مما يدل على أن الهوائي يتمتع باتجاهية عالية ويتركز الطاقة في اتجاه محدد بكفاءة جيدة. أما في المستوى الأفقي، فإن نمط الإشعاع يبدو موزعاً على عدة اتجاهات مع قيمة إشعاع أقل نسبياً. كما أن الفصوص الجانبية في كلا المستويين منخفضة، وهو ما يُشير إلى تقليل الإشعاع غير المرغوب فيه، وبالتالي تحسين كفاءة الهوائي. تُظهر هذه النتائج أن تصميم الهوائي ناجح في تحقيق إشعاع موجه بكفاءة عالية، مما يجعله مناسباً للتطبيقات التي تتطلب تغطية دقيقة مثل أنظمة MIMO أو الاتصالات اللاسلكية الموجهة.



الشكل (2-15): الاتجاهية الكلية في المستويين الأساسيين E و H عند التردد 5.74 GHz

## 2-8-2 النتائج النظرية لمعاملات الـ MIMO للمصفوفة الخطية

### 1-2-8-2 معامل الارتباط المغلف (ECC)

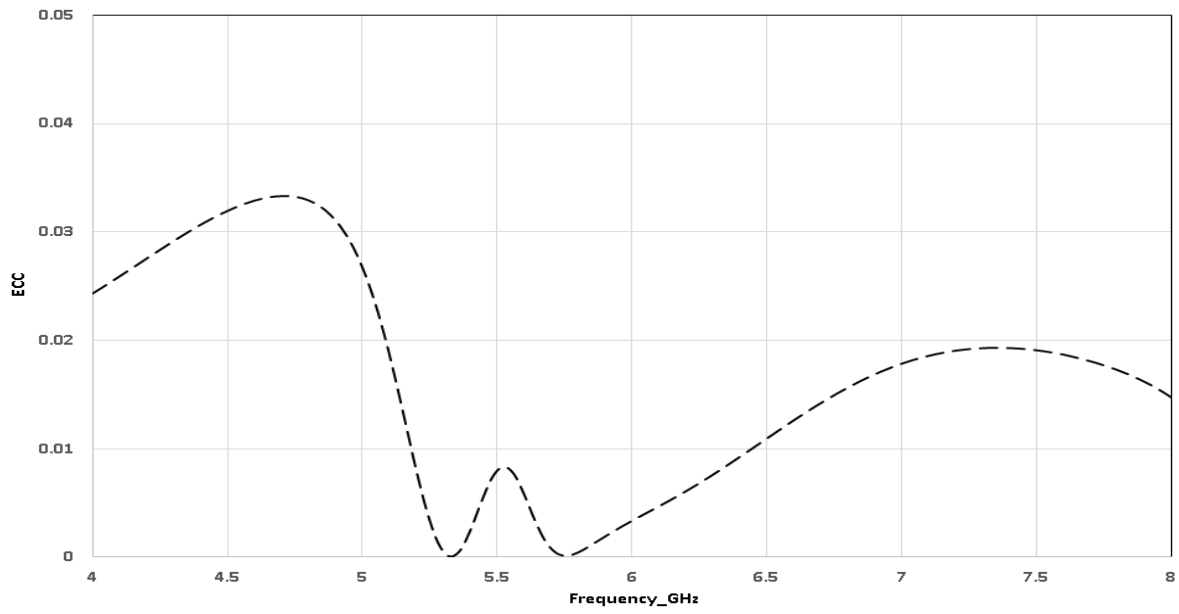
اعتمادًا على مصفوفة معاملات الاستطارة، تم حساب مجموعة من مؤشرات أداء النظام. كانت قيمة معامل الارتباط المغلف (ECC) أقل من 0.03 عبر كامل النطاق ضمن المدى 5-8 GHz، مما يشير إلى استقلالية شبه تامة بين العناصر، وبالتالي فإن الهوائي المقترح يمتلك خصائص تنوع (Diversity) ممتازة. كما موضح في الشكل (2-16).

### 2-2-8-2 المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC)

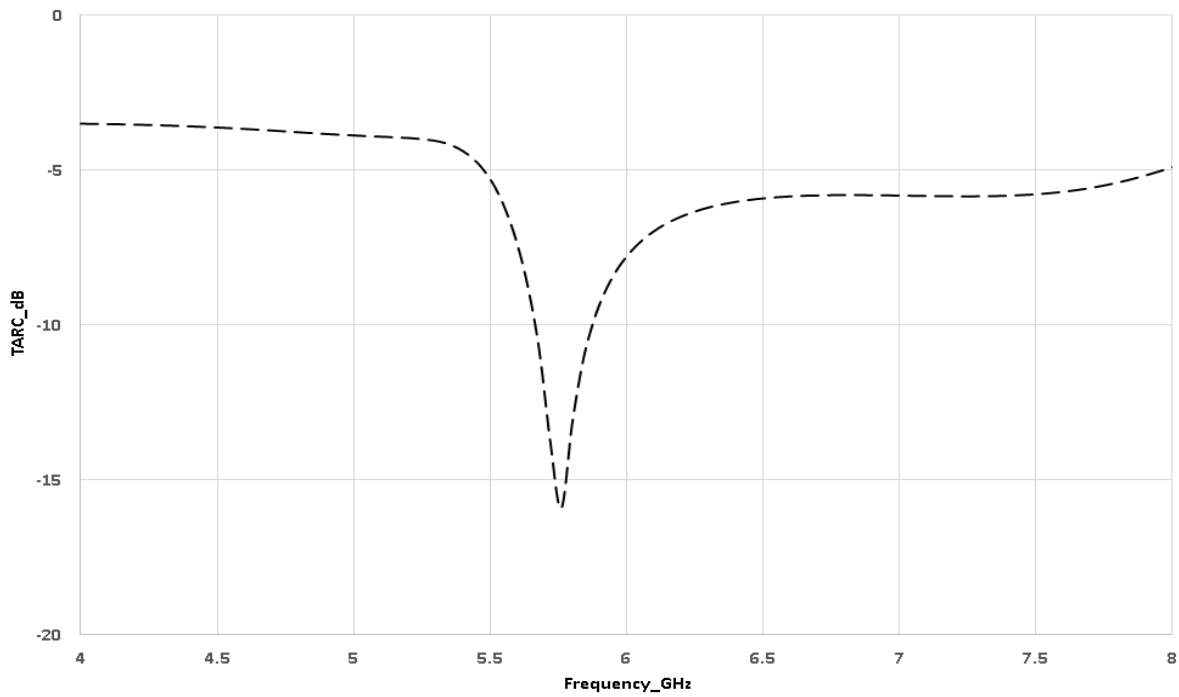
كانت قيمة المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC) الموضحة بالشكل (2-17) أقل من 15 dB - عند التردد المركزي، مما يعكس استقرار التغذية وانخفاض القدرة المنعكسة عند التشغيل المتزامن للمنافذ.

### 3-2-8-2 فقد السعة القنوية (CCL)

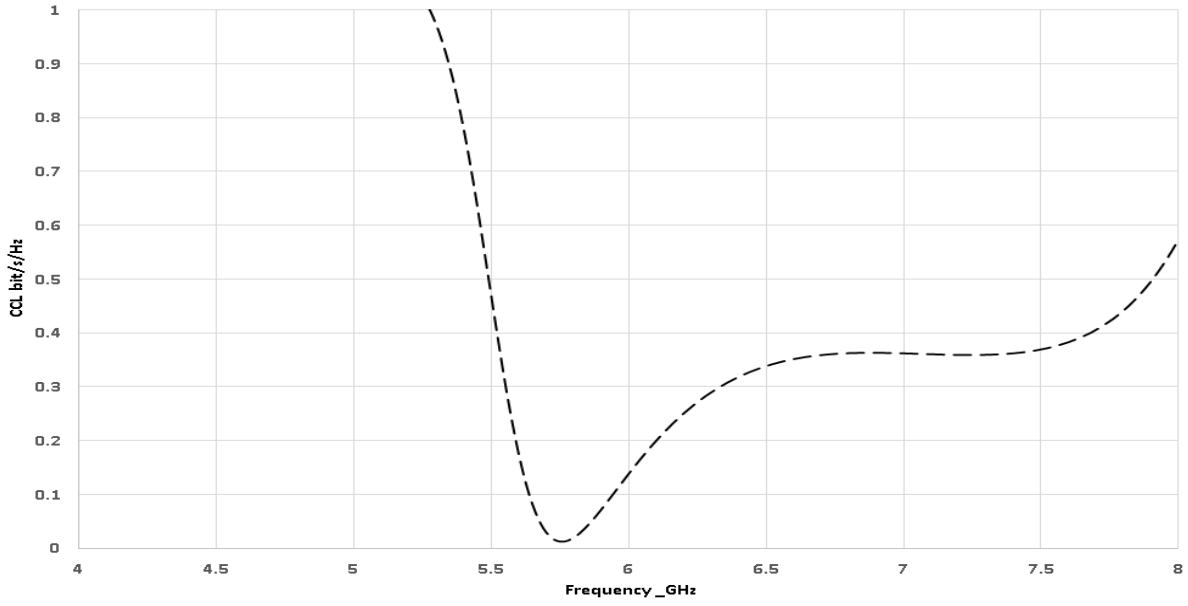
يبين الشكل (2-18) نتائج فقد السعة القنوية (CCL) وكانت ضمن المدى الترددي 5.5-6.3 GHz أقل من 0.3 bit/s/Hz، وهو ما يؤكد أن التصميم يحقق كفاءة عالية في نقل البيانات ضمن القناة اللاسلكية.



الشكل (16-2): معامل الارتباط المغلف ECC نتائج المحاكاة مقابل التردد



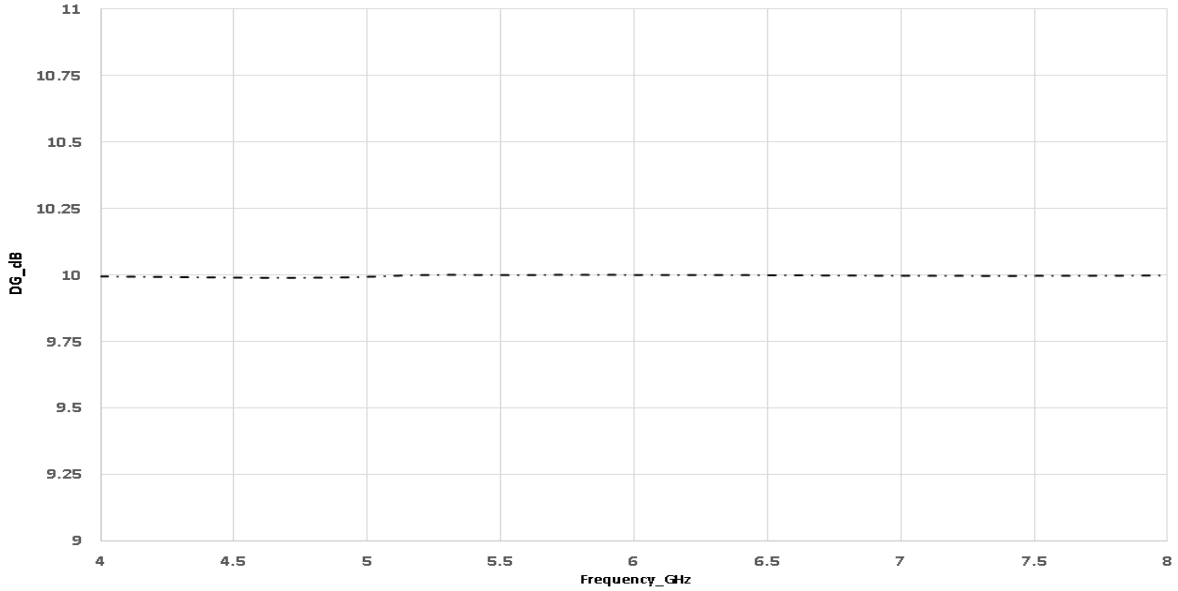
الشكل (17-2): معامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC) مقابل التردد



الشكل (18-2): فقد السعة القنوية (CCL) مقابل التردد

#### 4-2-8-2 كسب التنوع (DG)

أما كسب التنوع (DG) فقد بلغ حوالي 9.9 dB وهو قريب جداً من القيمة المثالية (10 dB) ، مما يعزز فعالية النظام في مقاومة تأثيرات التلاشي متعددة المسارات Multipath Fading كما موضح بالشكل (19-2).



الشكل (19-2): كسب التنوع (DG) مقابل التردد

## 2-8-3 النتائج العملية

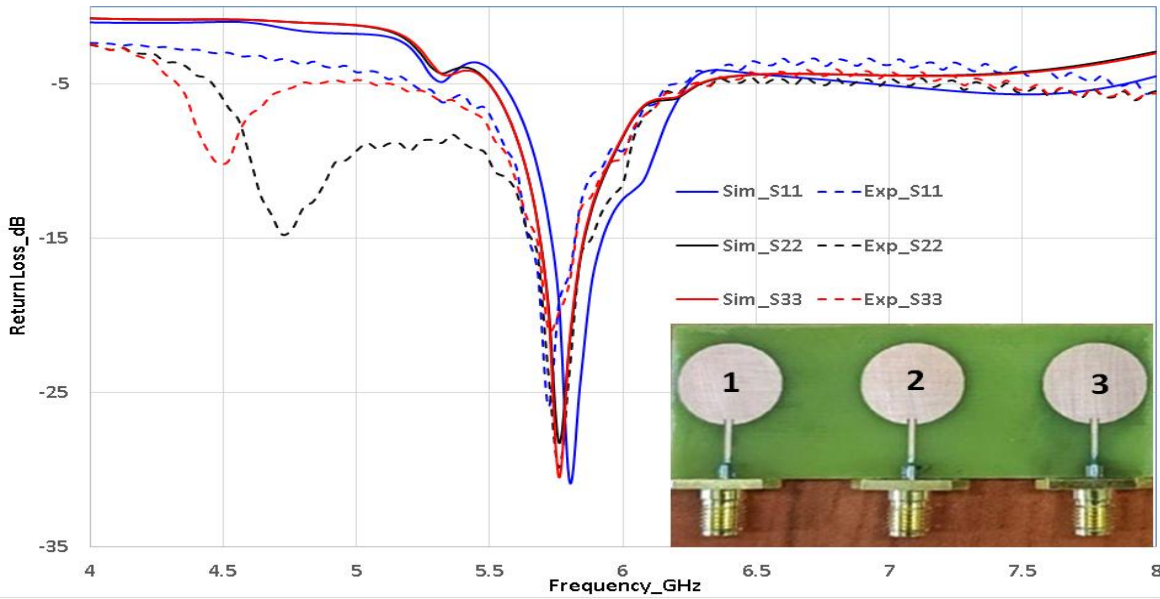
تم تنفيذ تصميم النموذج في هيئة البحث العلمي في وزارة العلوم بواسطة استخدام جهاز محلل الدوائر الاتجاهي Vector Star Analyzer VNA كما تم ذكره سابقا كما موضح بالشكل (2-20). وكانت النتائج التي تم الحصول عليها عمليا لكل من معامل الانعكاس ومعاملات الاقتران المتبادل. وكما موضح في البنود التالية



الشكل (2-20): التصميم العملي للمصفوفة المقترحة

### 2-8-3-1 الخسارة الراجعة

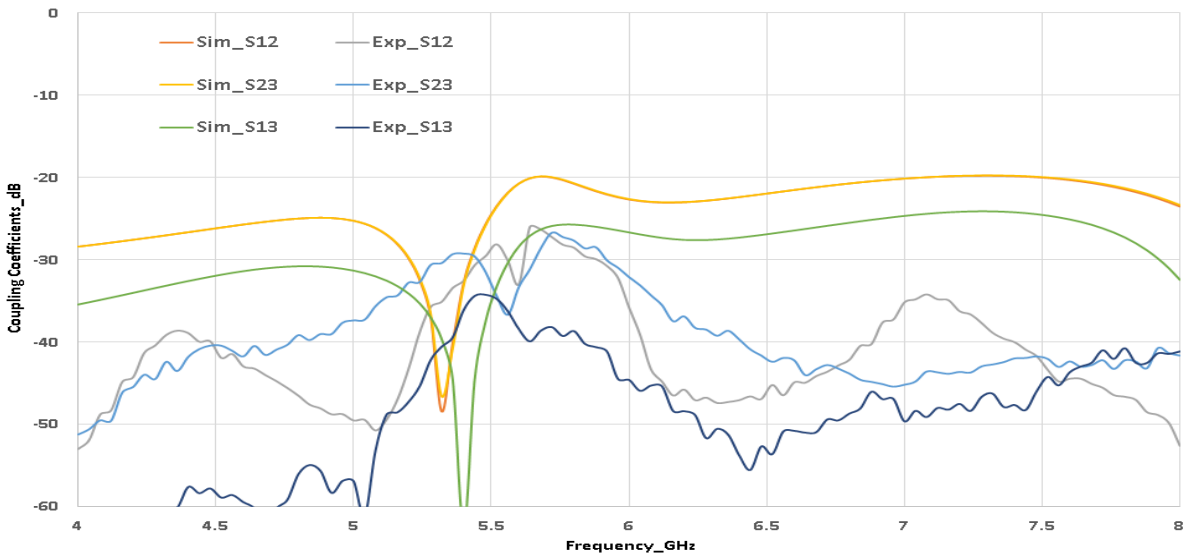
في الشكل (2-21) يظهر نتائج معاملات الانعكاس ( $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$ ) لثلاث هوائيات دائرية ضمن المصفوفة مع مقارنة بين النتائج المحاكاة (Simulated) والنتائج العملية (Experimental) فالخطوط المتصلة تمثل نتائج المحاكاة اما الخطوط المتقطعة فتمثل النتائج العملية. نجد ان جميع الهوائيات الثلاثة تُظهر استجابة رنين واضحة قرب 5.8 GHz، وهو التردد المصمم له. ما يشير إلى مطابقة ممتازة (Good Impedance Matching) في هذا النطاق الترددي. نلاحظ وجود انزياح بسيط في التردد الرنيني مقداره حوالي 0.05–0.1 GHz بين القيم المحاكاة والعملية، وهو متوقع نتيجة الى تفاوت ثابت العزل للمادة ( $\epsilon_r$ ) في التطبيق العملي وفقدان إضافي في الموصل أو المادة العازلة وكذلك أخطاء في عملية التصنيع أو اللحام. الهوائيات الثلاثة تعمل عند نفس النطاق الترددي تقريبا (حوالي 5.8 GHz)، مما يجعلها مناسبة لتطبيقات مصفوفة هوائيات MIMO في نطاق WLAN أو 5 GHz sub-6 G.



الشكل (21-2): نتائج معاملات الانعكاس ( $S_{33}$ ،  $S_{22}$ ،  $S_{11}$ ) لمصفوفة الهوائيات مقارنة بين النتائج المحاكاة (Simulated) والنتائج العملية (Experimental)

## 2-3-8-2 معامل الاقتران

أظهرت النتائج في الشكل (22-2) ان جميع المنافذ تعمل عند التردد 5.8 GHz و نتائج المحاكاة والنتائج العملية متقاربان وهذا يدل على وجود تماثل في الأداء بين المنفذين 1 و 3 وبالتالي احتمال أن الاقتران المتبادل بين 1 و 3 قليل جدا اما المنفذ  $S_{22}$  يظهر عمقا اقل عند بعض الترددات وهذا يدل على احتمال تزايد الاقتران على هذا المنفذ من كلا الجانبين اذا العنصر الأوسط يتعرض لاقتران مزدوج (إلى اليسار واليمين) بينما العنصران الجانبيان يتعرضان لاقتران من جهة واحدة بشكل مماثل اذا نجد ان الاقتران موجود ولكن بنسبة قليلة جدا.

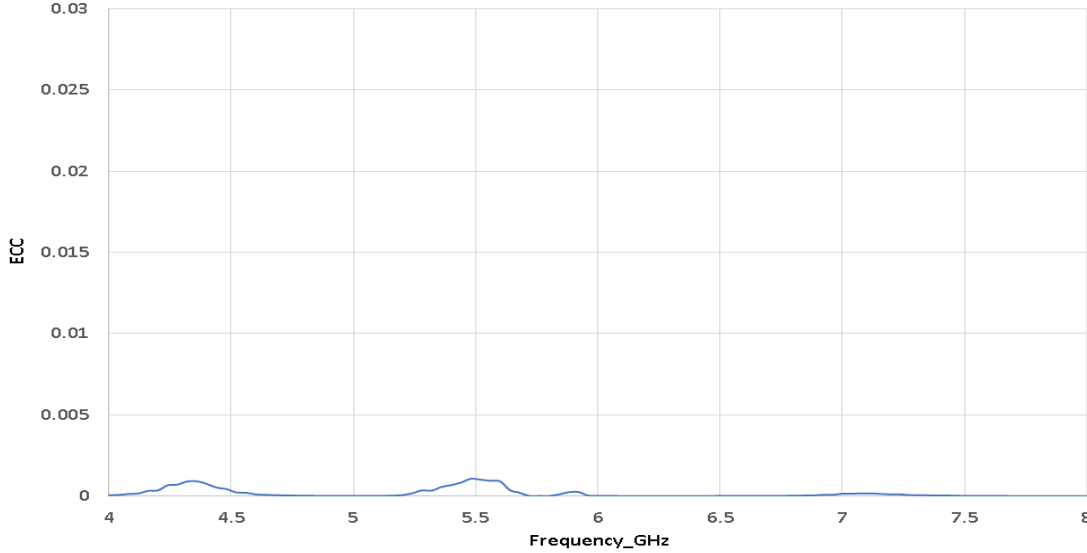


الشكل (22-2): نتائج معاملات الاقتران المتبادل ( $S_{23}$ ،  $S_{13}$ ،  $S_{12}$ ) لمصفوفة الهوائيات مقارنة بين النتائج المحاكاة (Simulated) والنتائج العملية (Experimental)

## 2-8-4 نتائج معاملات الـ MIMO العملية

### 2-8-4-1 معامل الارتباط المغلف (ECC)

اعتمادًا على مصفوفة معاملات الاستطارة ضمن النتائج العملية، تم حساب مجموعة من مؤشرات أداء النظام. كانت قيمة معامل الارتباط المغلف (ECC) أقل من 0.005 عبر كامل النطاق ضمن المدى 4-8 GHz، مما يشير إلى استقلالية شبه تامة بين العناصر، وبالتالي فإن الهوائي المقترح يمتلك خصائص تنوع (Diversity) ممتازة. كما موضح في الشكل (2-23).



الشكل (2-23): معامل الارتباط المغلف ECC النتائج العملية مقابل التردد

### 2-8-4-2 المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC)

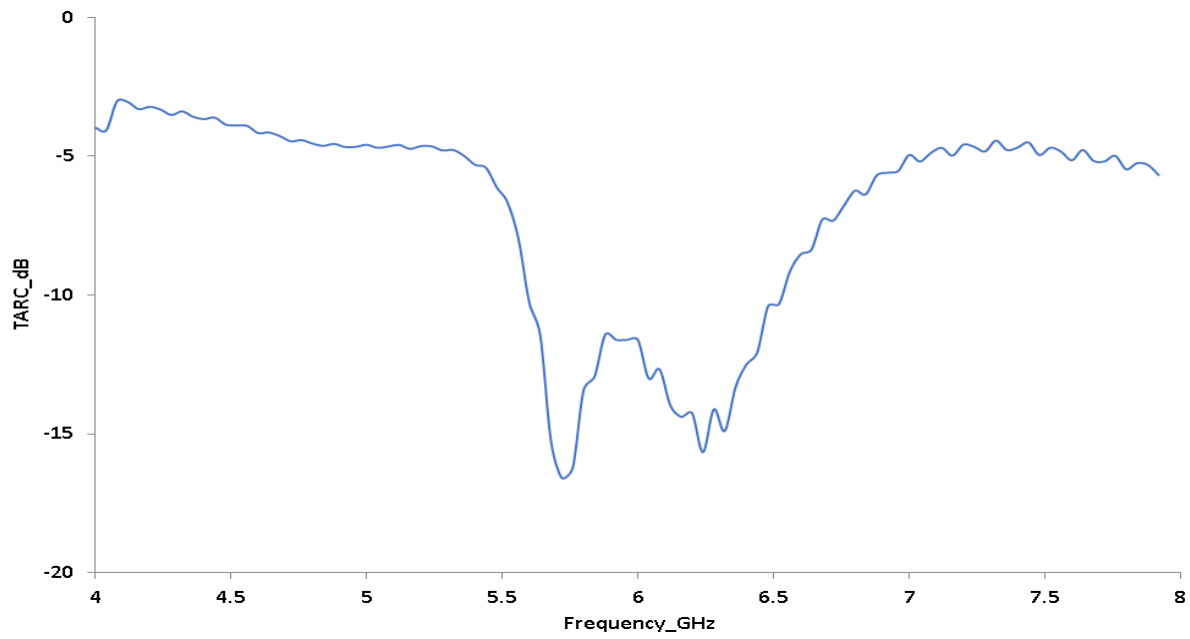
كانت قيمة المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC) الموضحة بالشكل (2-24) أقل من 10 dB - ضمن المدى 5.5-6.5 GHz، مما يعكس استقرار التغذية وانخفاض القدرة المنعكسة عند التشغيل المتزامن للمنافذ.

### 2-8-4-3 فقد السعة القنوية (CCL)

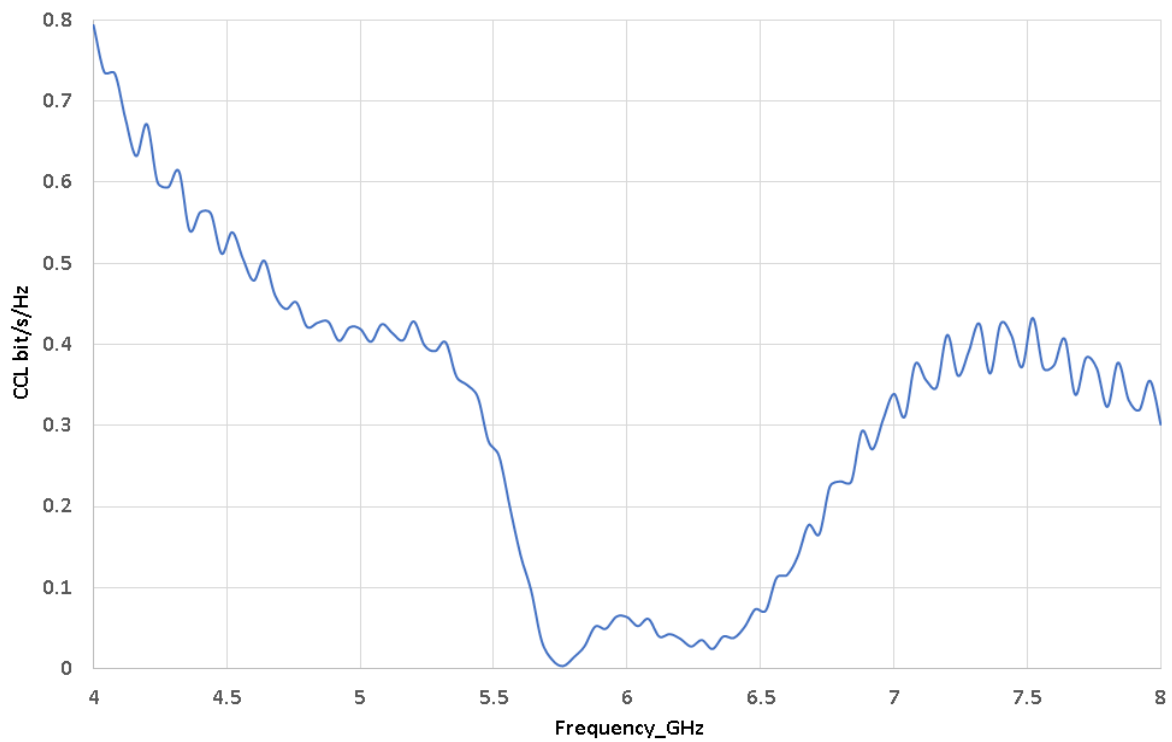
يبين الشكل (2-25) نتائج فقد السعة القنوية (CCL) وكانت ضمن المدى الترددي 5.5-7 GHz أقل من 0.3 bit/s/Hz، وهو ما يؤكد أن التصميم يحقق كفاءة عالية في نقل البيانات ضمن القناة اللاسلكية.

### 2-8-4-4 كسب التنوع (DG)

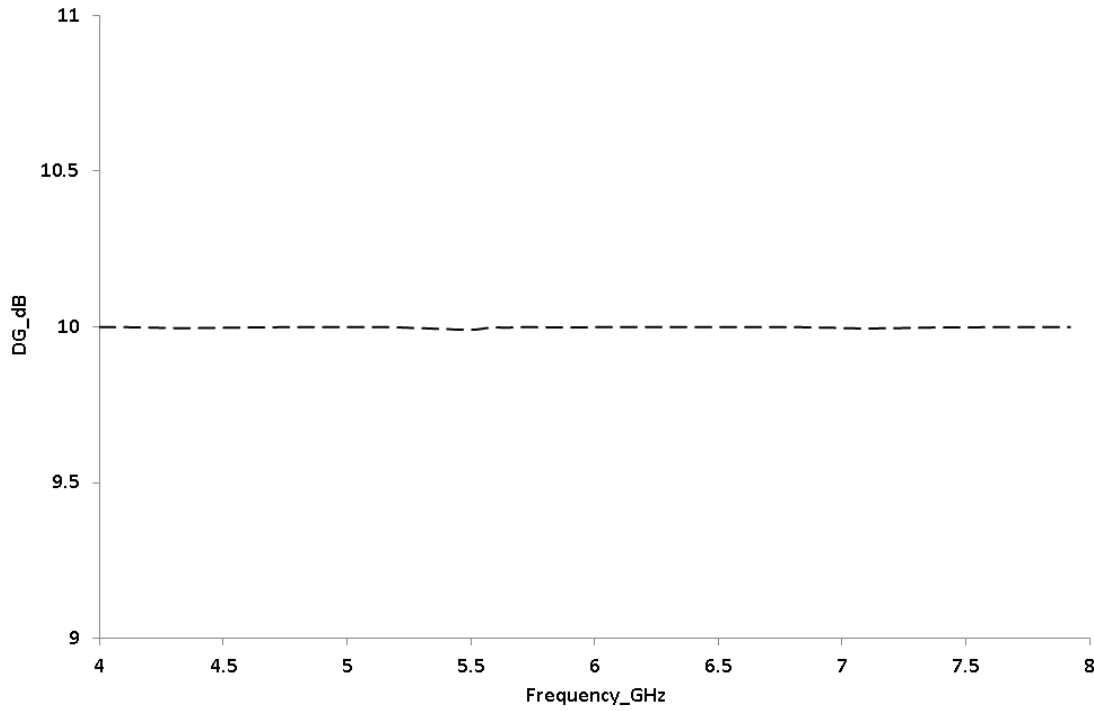
أما كسب التنوع (DG) فهو قريب جداً من القيمة المثالية (10 dB)، مما يعزز فعالية النظام في مقاومة تأثيرات التلاشي متعددة المسارات Multipath Fading كما موضح بالشكل (2-26)



الشكل (24-2): معامل الانعكاس الكلي الفعّال (TARC) للنتائج العملية مقابل التردد



الشكل (25-2): نتائج فقد السعة القنوية (CCL) النتائج العملية مقابل التردد



الشكل (26-2): كسب التنوع (DG) النتائج العملية مقابل التردد

نستنتج مما سبق للنتائج النظرية (المحاكاة) لمعاملات مصفوفة MIMO بالنسبة لمعامل الارتباط المغلف ECC كانت أقل من 0.05 مما يشير إلى استقلالية عالية بين قنوات الإرسال. فيما بينت نتائج كسب التنوع DG أنها قريب جدا من 10 dB مما يؤكد كفاءة النظام في مقاومة التلاشي. فيما كانت نتائج فقد السعة للقناة CCL أقل من 0.3 bit/s/Hz وهو ضمن الحدود المقبولة لأنظمة MIMO الحديثة. وفي النهاية فان معامل الانعكاس الكلي الفعال TARC كانت قيمته أقل من -10 dB ضمن النطاق الترددي مما يدل على فعالية التغذية المشتركة. ونصل الى استنتاج نهائي بان تصميم الهوائي المقترح يتمتع بعزل جيد وكفاءة إشعاعية ممتازة، مما يجعله مناسباً لتطبيقات MIMO في النطاق الترددي المقترح 5-6 GHz) ضمن تطبيقات الاتصالات اللاسلكية مثل WiFi وغيرها من التطبيقات ضمن المدى.

الفصل الثالث  
تقنية الـ MIMO وتقليل الاقتران  
المتبادل

### 1-3 المقدمة

منذ ظهورها لأول مرة، حققت تقنيات الاتصالات اللاسلكية والمتحركة تقدماً هائلاً. وأصبح من الضروري بشكل متزايد استخدام الهوائيات المصغرة، لضمان الاتصال الفعال. تقترح هذه الدراسة هوائي الرقعة الدائرية لأنه يتميز بكفاءة نطاق ترددي واسعة، يعتمد على معلمة تصميم واحدة هي نصف القطر، فإن تصميمه يكون أكثر سهولة، كما يمكن التحكم في خصائص الإشعاع بشكل دقيق.

### 2-3 الاقتران المتبادل في المصفوفات

عندما تكون الهوائيات قريبة من بعضها البعض، سواء كان أحدهما أو كلاهما في وضع الإرسال أو الاستقبال، فإن جزءاً من الطاقة الموجهة أساساً لهوائي معين ينتهي بها المطاف إلى الهوائي الآخر. وتعتمد كمية هذه الطاقة المتبادلة بشكل رئيسي على خصائص الإشعاع لكل هوائي، المسافة النسبية بين الهوائيات، الاتجاه النسبي لكل منهما. توجد آليات متعددة يمكن أن تؤدي إلى هذا التبادل في الطاقة. فعلى سبيل المثال، حتى في حالة قيام كلا الهوائيين بالإرسال، فإن جزءاً من الطاقة المشعة من كل منهما سيتم استقباله بواسطة الآخر، وذلك بسبب الخصائص الاتجاهية غير المثالية للهوائيات العملية. كما أن جزءاً من الطاقة الساقطة على أحد الهوائيين أو كليهما قد يُبعثر في اتجاهات مختلفة، مما يجعلها تعمل كمرسلات ثانوية. ويُعرف هذا التبادل في الطاقة باسم "الاقتران المتبادل (Mutual Coupling)"، والذي يُعقد في كثير من الأحيان تحليل وتصميم الهوائيات. علاوة على ذلك، فإنه في معظم التكوينات العملية، يصعب التنبؤ بالاقتران المتبادل تحليلياً، ومع ذلك لا بد من أخذه بعين الاعتبار نظراً لتأثيره الكبير. ونظراً لأن التأثيرات المتبادلة في أي تكوين هوائي لا يمكن تعميمها، فإننا في هذا القسم نسعى أولاً لتقديمها بصورة نوعية، ثم نناقش تأثيرها العام على سلوك خصائص الإشعاع للهوائي [74].

### 1-2-3 تأثير الاقتران المتبادل على أداء المصفوفة

يعتمد تأثير الاقتران المتبادل على أداء مصفوفة الهوائيات على عدد من العوامل، منها نوع الهوائي ومعايير تصميمه التوزيع النسبي للعناصر ضمن المصفوفة ونظام تغذية عناصر المصفوفة وكذلك حجم مجال المسح (Scan Volume) الخاص بالمصفوفة. تؤثر هذه المعايير التصميمية على أداء مصفوفة الهوائيات من خلال تغير ممانعة العناصر (Element Impedance)، ومعاملات الانعكاس (Reflection Coefficients)، والنمط العام للهوائي في مصفوفة ذات عدد محدود من العناصر، تؤدي المسارات المتعددة التي تسلكها الطاقة نتيجةً للاقتران المتبادل إلى تغيير النمط الإشعاعي مقارنةً بالحالة التي لا توجد فيها هذه التفاعلات. ومع ذلك، في حالة وجود مصفوفة منتظمة وكبيرة جداً (أي مصفوفة تحتوي على عناصر موزعة على شبكة منتظمة بعدد كافٍ يسمح بإهمال تأثيرات الحواف)، فإن الشكل

النسبي للنمط الإشعاعي يبقى ثابتًا سواء وُجد الاقتران المتبادل أو لم يوجد، مع اختلاف فقط في مستوى الشدة (Amplitude) ، أي أن التغيير يكون بمثابة تحجيم (Scaling) لأعلى أو لأسفل دون التأثير في الشكل العام للنمط. لكن هذا لا ينطبق على المصفوفات الصغيرة أو تلك التي تحتوي على عناصر موزعة بشكل غير منتظم، حيث تصبح تأثيرات الحواف ذات أهمية بالغة وتؤثر بشكل جوهري على النمط الإشعاعي [75].

### 2-2-3 طرق تقليل الاقتران المتبادل

في هوائي الرقعة الشريطي ، عندما نستخدم عدة رقع على مستوى واحد لتشكيل هوائي MIMO، تكون المسافة بينها ضيقة جدًا وغالبًا ما تكون من رتبة  $\lambda/4$ ، حينها فرصة حدوث التداخل الكهرومغناطيسي (EMC) تكون كبيرة جدا . يشير التداخل الكهرومغناطيسي في الهوائي إلى الطاقة التي يمتصها مستقبل أحد الهوائيات عندما يكون هوائي قريب آخر في حالة تشغيل. في وضع الإرسال، الطاقة التي من المفترض أن تشع بعيداً يتم امتصاصها بواسطة هوائي قريب بنفس الطريقة، وفي وضع الاستقبال، الطاقة التي كان من الممكن أن يلتقطها هوائي واحد يتم امتصاصها بدلاً من ذلك بواسطة هوائي قريب. هذا يؤدي إلى انخفاض عوامل الهوائي وبالتالي تقليل كفاءة الهوائي بشكل كبير. في السنوات القليلة الماضية، تم اقتراح العديد من الأعمال لتقليل التداخل الكهرومغناطيسي بين الرقع المتقاربة في الهوائي. هنا ناقشنا بعض التقنيات التي أظهرت تقليل التداخل الكهرومغناطيسي، وبالتالي بمجرد تقليل التداخل، تزيد عوامل الهوائي أيضًا [76].

### 1-2-2-3 الرنانات (Resonators)

المواد التي تصنع منها الرنانات العازلة مواد ذات ثابت عزل مرتفع وخسائر قليلة توضع بين عناصر الهوائي تعمل هذه الرنانات مثل المصيدة تقوم بسحب جزء كبير من الموجات المنتشرة بين الهوائيات فتمنع وصولها الى الهوائيات المجاورة [77].

### 2-2-2-3 الهياكل الأرضية المعيبة (Defected Ground Structures)

التيار المتكون على مستوى الأرض يمكن أن يُقترن بالعناصر المجاورة مما يسبب اقترانًا عاليًا يؤدي إلى تدهور عزلة نظام هوائيات MIMO والتوافق بينها. يمكن تقليل الاقتران بين عناصر الهوائي المجاورة عن طريق احداث عيب في المستوي الارضي [78]. يمكن أن تكون التغييرات على شكل شقوق أو على شكل عيوب. ويعمل كمرشح إيقاف نطاق ويحد من المجالات المقرونة بين عناصر الهوائي القريبة عن طريق تقليل التيار على مستوى الأرض. يتم تصنيف DGS بناءً على خصائصه في إيقاف النطاق حيث

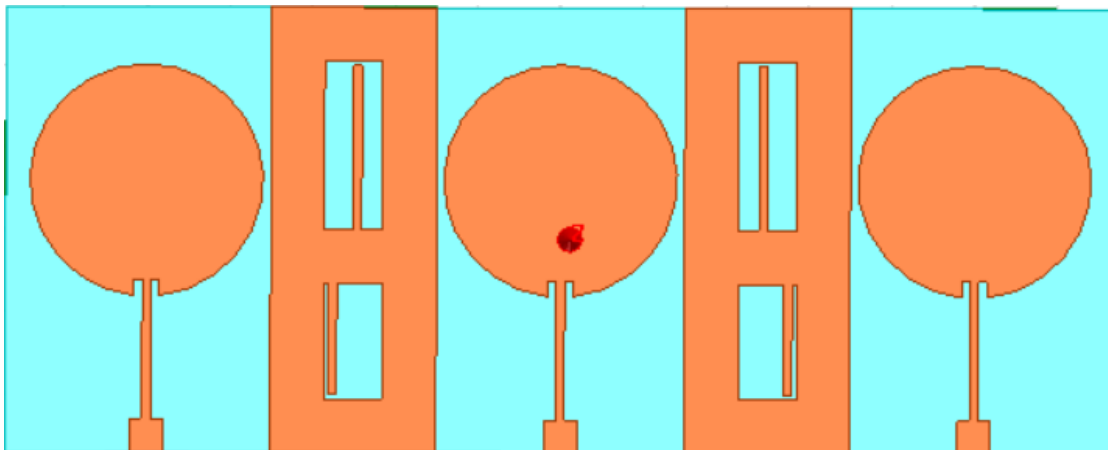
يمنع انتقال الموجات الكهرومغناطيسية. يتم وضع DGS أسفل خط النقل الذي يسحب الحقول الكهرومغناطيسية حول العيب. الحقول الكهربائية بالقرب من DGS تسبب تأثير السعة، والتيارات السطحية حول العيب تؤدي إلى تأثير الحث. يعمل DGS كمرشح إيقاف نطاق ويقلل التوافقيات العليا [79].

### 3-2-2-3 العناصر الخاملة (Parasitic element)

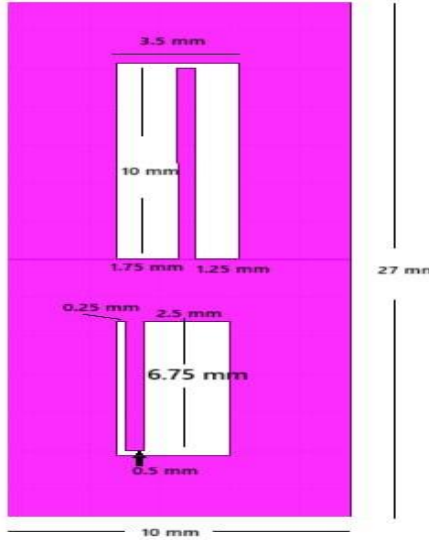
وهي عبارة عن عنصر معدني موصل يضاف قرب الهوائي من دون تغذية مباشرة له ولا مصدر طاقة خاص به لأنه سوف يتأثر بالمجال الصادر من الهوائي يسمى ب العنصر الخامل او العنصر الطفيلي لأنه يتغذى على الطاقة المشعة من الهوائي فعندما يشع الهوائي المجال الكهرومغناطيسي سوف يولد تيارا في هذا العنصر فيقوم بسحب هذه الطاقة ويقوم بإعادة اشعاعها في اتجاه مختلف يكون مثل رقعته معدنية او قضيب معدني او حلقة معدنية [80].

### 3-3 تصميم مصفوفة MIMO من الهوائيات الدائرية الشكل

في هذا التصميم سوف نقوم بالاعتماد على ابعاد المصفوفة الدائرية التي تم التأكد من خواصها في الفصل الثاني لكن سوف نقوم بإضافة عدد من الشقوق المستطيلة المتماثلة بين الهوائيات الثلاثة وذلك للتقليل من الاقتران المتبادل الذي يحصل بين هوائيات المصفوفة السابقة وكذلك لنحصل على نتائج أفضل للإشعاع. يوضح الشكل (1-3) مصفوفة الهوائيات الدائرية مع الشقوق التي تمت اضافتها اما الشكل (2-3) فيوضح ابعاد هذه الشقوق المتماثلة التي تم تصميمها بوحدة (mm).



الشكل (1-3): مصفوفة (MIMO) من ثلاث هوائيات دائرية مع شقوق مستطيلة الشكل



الشكل (2-3): أبعاد الشقوق المضافة للتصميم

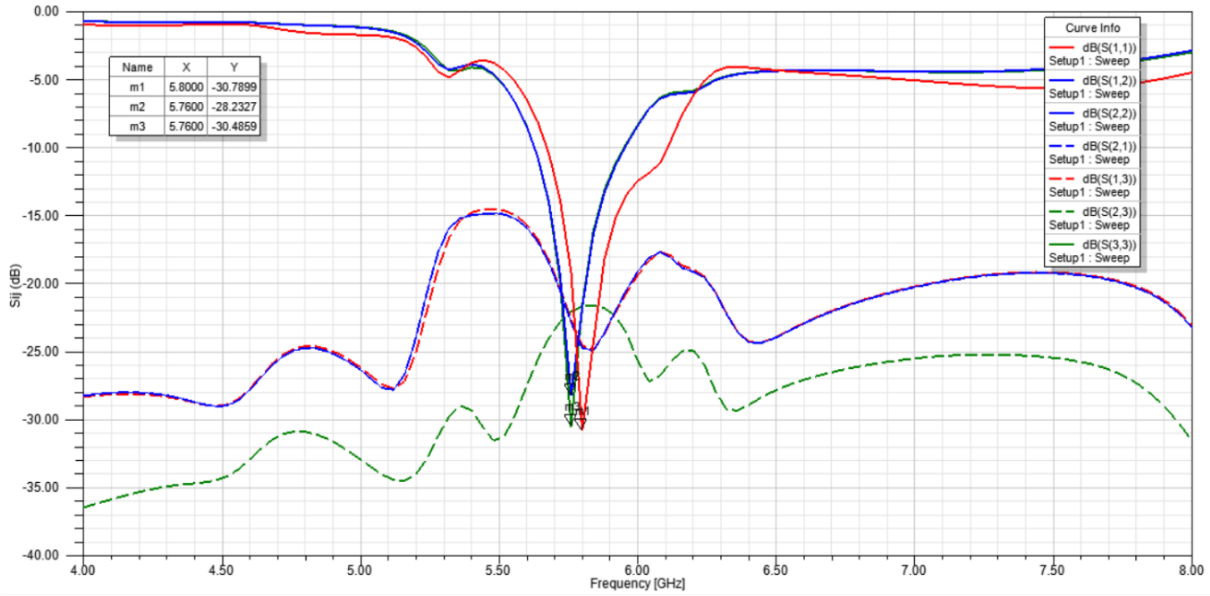
### 4-3 النتائج

#### 1-4-3 نتائج المحاكاة

تم تصميم المصفوفة للهوائيات الدائرية بمساعدة برنامج HFSS وباستخدام الأبعاد المذكورة سابقاً في الفصل الثاني حصلنا على النتائج الآتية:

#### 1-1-4-3 الخسارة الراجعة

يمثل الشكل (3-3) مخططاً لمعاملات مصفوفة التشتت (S-Matrix) النظرية، ويهدف إلى تقييم أداء الهوائي من حيث التردد الرنيني، عرض النطاق الترددي، ومستوى التداخل بين العناصر. منحى  $S_{11}$  باللون الأحمر يُظهر كفاءة الهوائي في امتصاص الإشارة عند الترددات المختلفة. نلاحظ أن أقل قيمة لـ  $S_{11}$  تقع عند التردد 5.8 GHz، حيث تصل إلى -30.79 dB، ما يدل على توافق عالي جداً وانعكاس شبه معدوم، أي أن الإشارة تُمتص بالكامل تقريباً من الهوائي في هذا التردد، وهو ما يُمثل التردد الرنيني المثالي للهوائي. عرض النطاق الترددي التشغيلي مقداره 439 MHz وهو ملائم لتطبيقات الـ MIMO، وهو نطاق مناسب لتطبيقات الاتصالات الحديثة مثل Wi-Fi أو 5G.



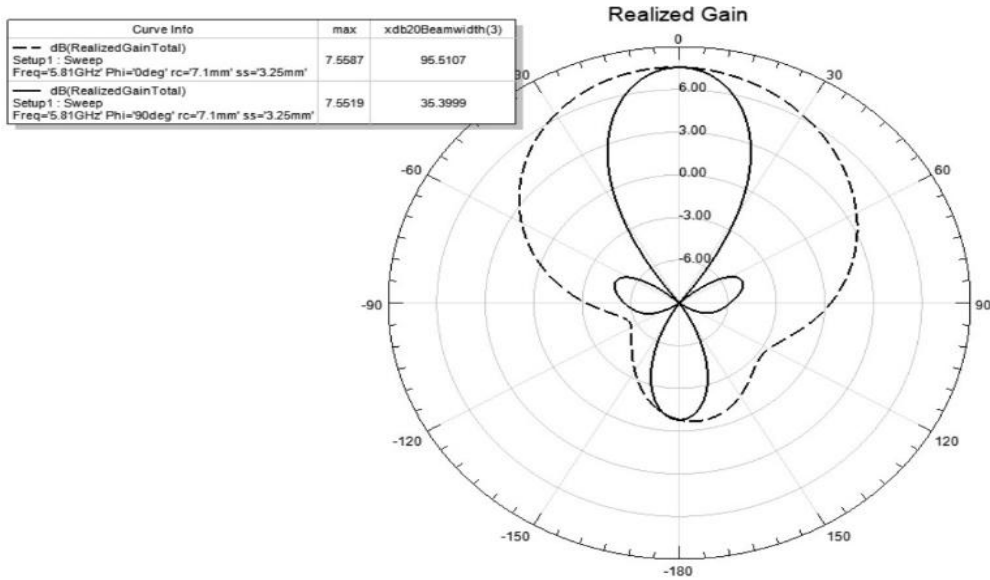
الشكل (3-3): الخسارة الراجعة مقابل التردد لمصفوفة الهوائي الدائري

### 2-1-4-3 معامل الاقتران

يُقصد بمعامل الاقتران مقدار الطاقة المنتقلة من عنصر هوائي إلى آخر داخل مصفوفة الهوائيات، ويتم التعبير عنه غالبًا باستخدام معاملات التشتت المتبادلة ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{23}$ , ..)، حيث تشير هذه القيم إلى مستوى التداخل أو التأثير المتبادل بين العناصر. من الشكل (3-3)، يظهر منحنى  $S_{12}$ ،  $S_{23}$  باللون الأزرق، وهما يمثلان الاقتران المتبادل بين العناصر. نلاحظ أن أعلى قيمة عند التردد الرنيني 5.82 GHz تبلغ تقريبًا -20 dB. وبما أن قيمة الاقتران تقاس بالديسيبل، فإن إذا كانت القيمة أقل من -15 dB، فإن الاقتران يُعد منخفضًا ومقبولًا في الأنظمة متعددة العناصر مثل هوائيات MIMO. في هذه الحالة، القيمة حول -20 dB، مما يشير إلى أن الاقتران بين العناصر ضعيف إلى متوسط، وهذا يدل على أن التصميم يحقق عزلاً جيدًا نسبيًا بين العناصر، وهو أمر مرغوب لتقليل التداخل.

### 3-1-4-3 هيكل الإشعاع

يمثل الشكل (4-3) تحليل نمط الإشعاع والكسب المحقق عند تردد 5.8 GHz. يظهر الشكل أن الهوائي يمتلك نمط إشعاع موجه (Directional pattern) وليس متساوي الخواص. الاختلاف في عرض الحزمة بين المستويين يشير إلى اختلاف توزيع الطاقة الإشعاعية في الاتجاهين العمودي والأفقي، مما يعني أن الهوائي مصمم لتوفير كسب عالٍ في اتجاه رئيسي محدد. الكسب المحقق بحدود 7.5 dB يعد جيدًا للهوائيات الميكروية ضمن تطبيقات 5.8 GHz مثل الاتصالات اللاسلكية أو أنظمة MIMO. ويوجد تجاوب متمائل تقريبًا في كلا المستويين يؤكد استقرار الأداء الاتجاهي.



الشكل (3-4): الهيكل الاشعاعي لتحصيل الهوائي عند التردد 5.8 GHz.

### 2-4-3 النتائج النظرية لمعاملات الـ MIMO مقارنة مع النتائج النظرية لمعاملات الـ

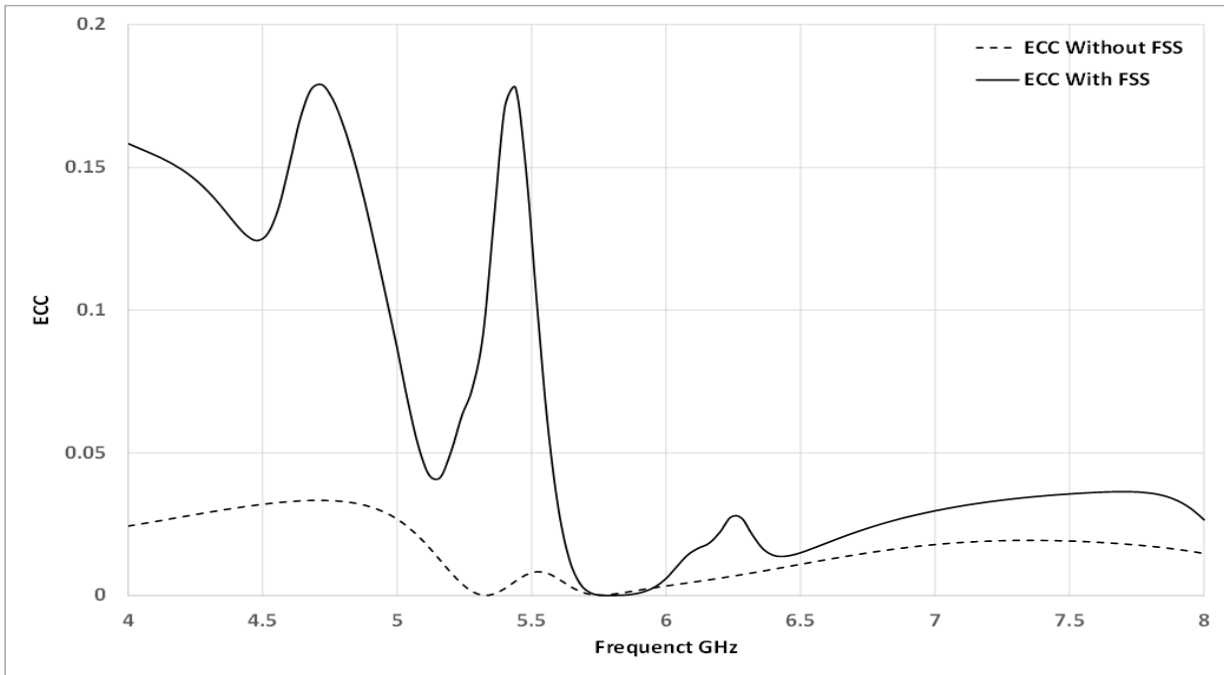
#### MIMO للمصفوفة الخطية

#### 1-2-4-3 معامل الارتباط المغلف (ECC)

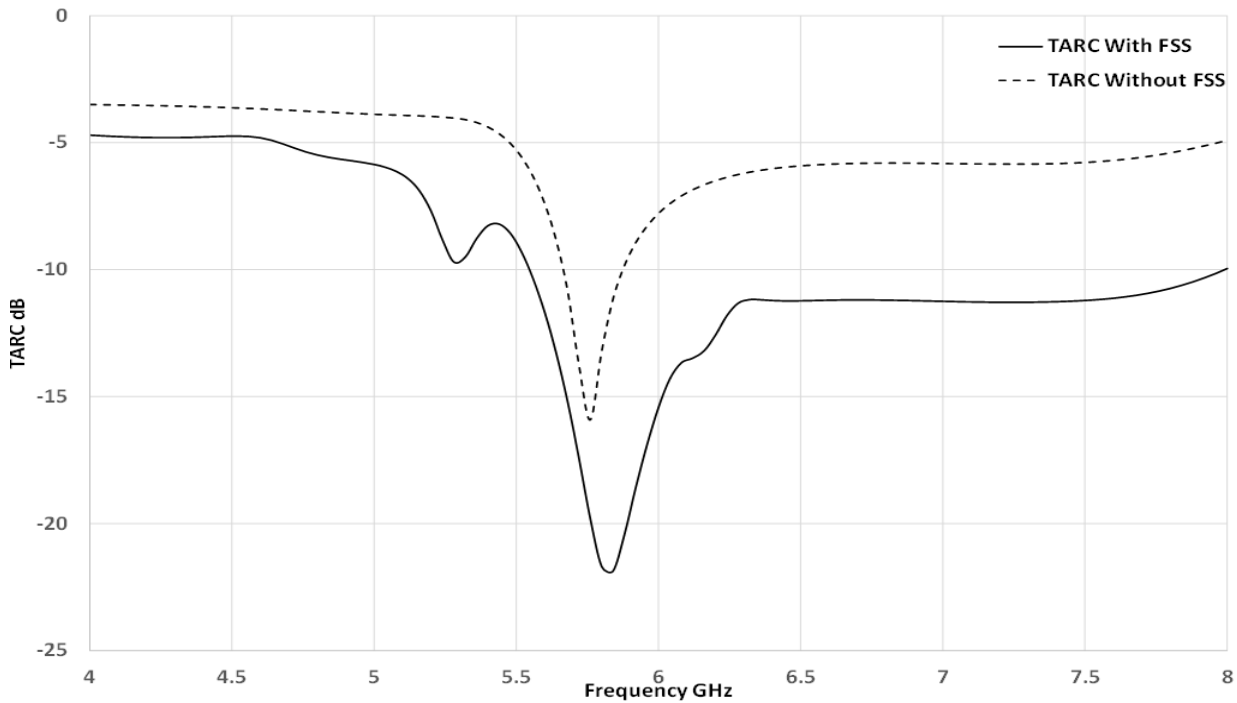
يمثل الشكل (3-5) التغيير في معامل الارتباط (ECC) مع التردد في نطاق (4 – 8 GHz) لنظام هوائي خطي MIMO. حيث يمثل الخط المتقطع نتائج ECC للمصفوفة الخطية بدون FSS والخط المتصل يمثل النتائج للمصفوفة بعد تعديلها وإضافة FSS لها. نجد ان قيمة معامل الارتباط المغلف (ECC) أقل من 0.03 عبر كامل النطاق ضمن المدى 5-8 GHz، وبالنظر لكون إضافة FSS أدى الى تقليل الاقتران المتبادل بين عناصر المصفوفة الخطية.

#### 2-2-4-3 المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC)

كانت قيمة المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC) الموضحة بالشكل (3-6) أقل من 15 dB - عند التردد المركزي، في حالة عدم وجود الـ FSS، اما في حالة وجود FSS فأنها أقل من 18 dB - مما يعكس استقرار التغذية وانخفاض القدرة المنعكسة عند التشغيل المتزامن للمنافذ



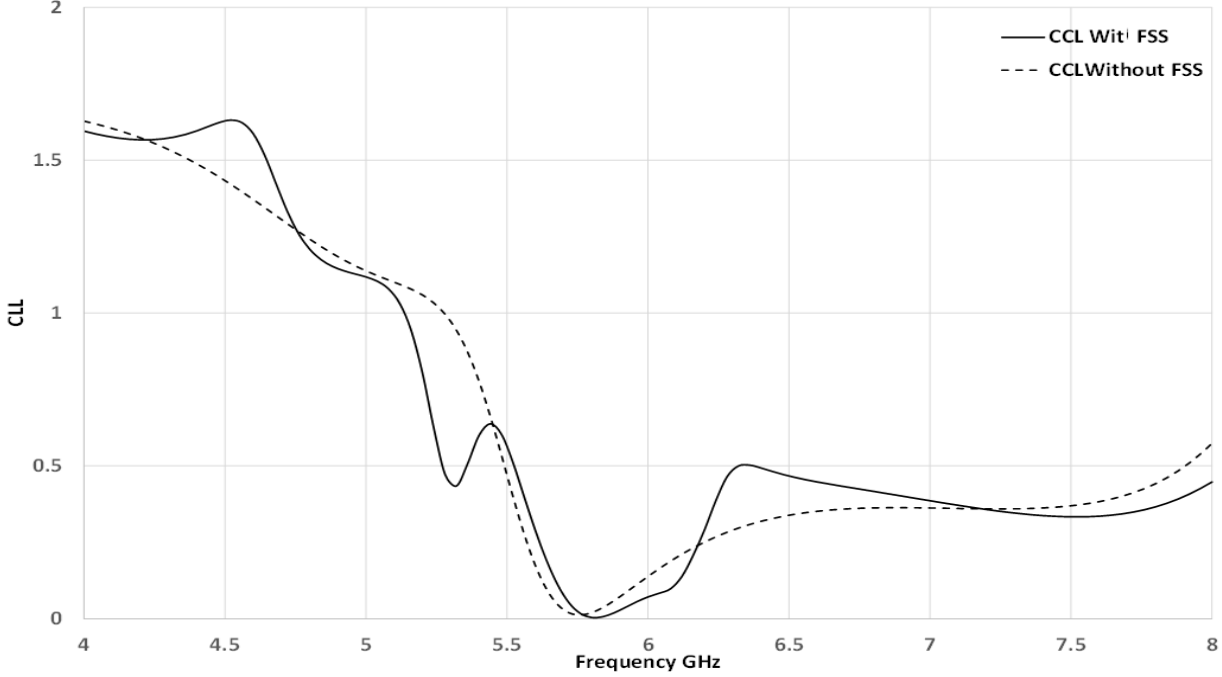
الشكل (3-5): معامل الارتباط المغلف ECC نتائج المحاكاة مقابل التردد



الشكل (3-6): معامل الكلي للانعكاس الفعال (TARC) مقابل التردد

### 3-2-4-3 فقد السعة القنوية (CCL)

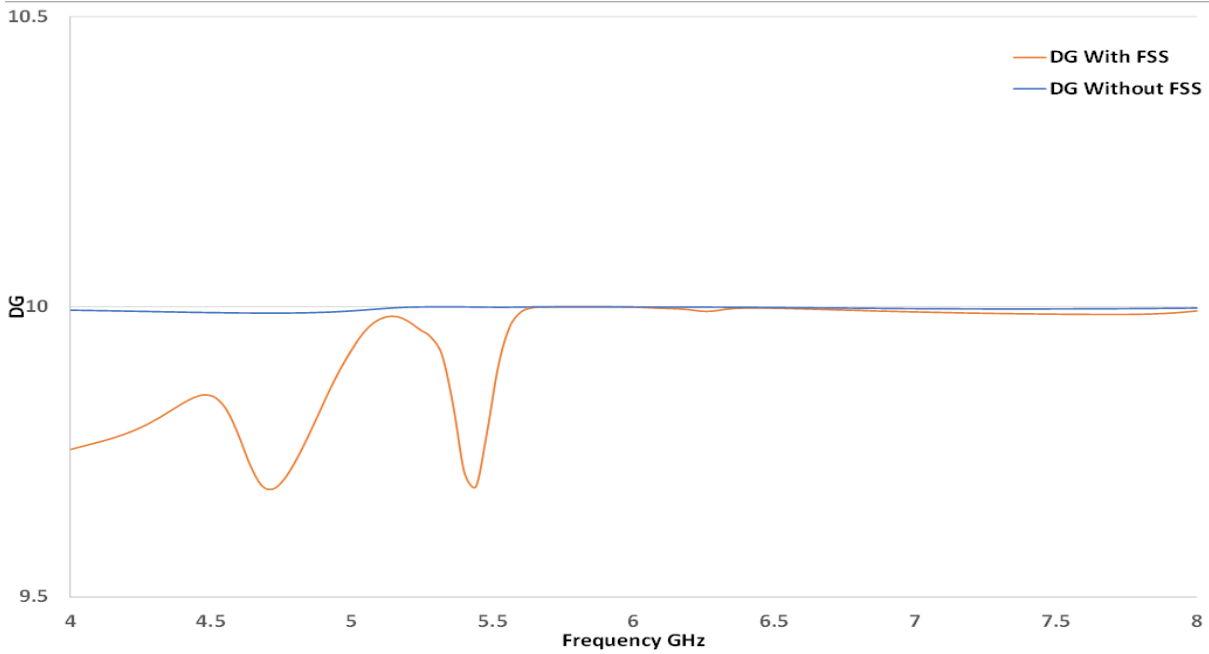
يبين في الشكل (7-3) نتائج فقد السعة القنوية (CCL) وكانت ضمن المدى الترددي 5.5-6.3 GHz أقل من 0.3 bit/s/Hz، في حالة وجود وعدم وجود FSS وهو ما يؤكد أن التصميم يحقق كفاءة عالية في نقل البيانات ضمن القناة اللاسلكية.



الشكل (7-3): فقد السعة القنوية (CCL) مقابل التردد

### 4-2-4-3 كسب التنوع DG

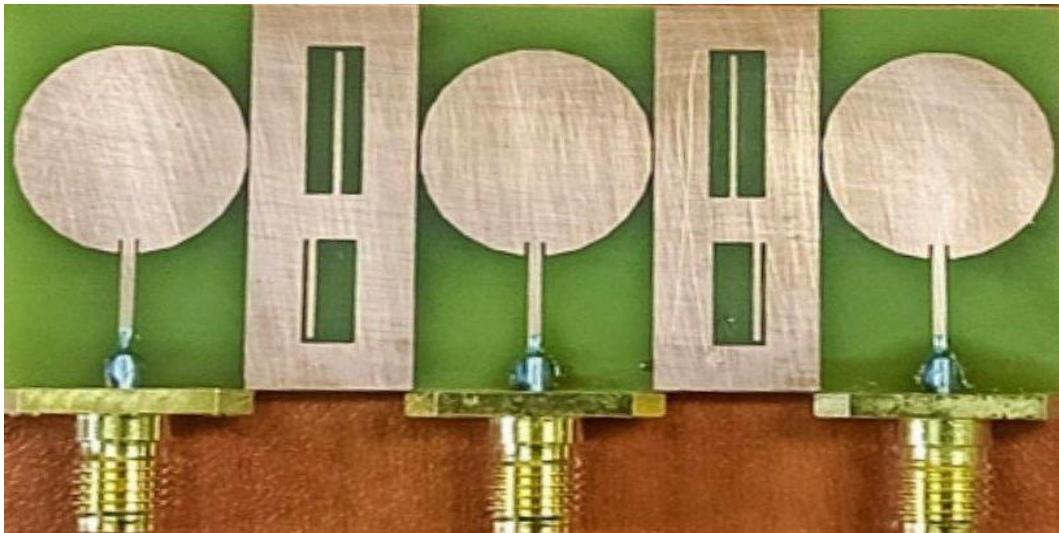
أما كسب التنوع (DG) فقد بلغ حوالي 9.9 dB وهو قريب جداً من القيمة المثالية (10 dB)، مما يعزز فعالية النظام في مقاومة تأثيرات التلاشي متعددة المسارات Multipath Fading كما موضح بالشكل (8-3)



الشكل (8-3): كسب التنوع (DG) مقابل التردد

### 3-4-3 النتائج العملية

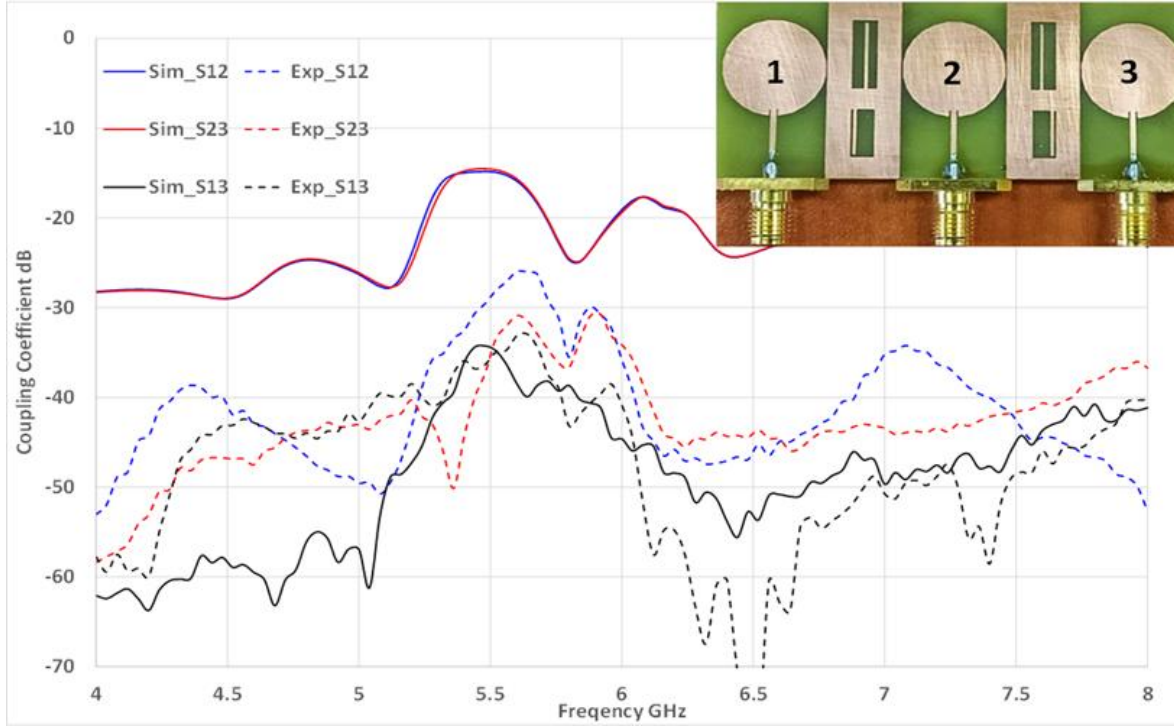
تم تنفيذ تصميم النموذج في هيئة البحث العلمي في وزارة العلوم بواسطة استخدام جهاز محلل الدوائر الاتجاهي Vector Star Analyzer VNA كما تم ذكره سابقاً كما موضح بالشكل (9-3). وكانت النتائج التي تم الحصول عليها عملياً لكل من معامل الانعكاس ومعاملات الاقتران المتبادل. وكما موضح في البنود التالية



الشكل (9-3): التصميم العملي للمصفوفة المقترحة

### 1-3-4-3 الخسارة الراجعة

في هذا الشكل يمثل الخط المتصل نتائج برنامج المحاكاة النظري اما الخط المنقطع فيمثل النتائج العملية التي قمنا بها حيث أظهرت النتائج توافقا جيدا من حيث مواقع الترددات الرنينية وقيم معاملات الانعكاس  $S_{11}$  ,  $S_{22}$  ,  $S_{33}$ . نجد ان الفرق بين نتائج المحاكاة و النتائج العملية صغير جدا وهذا يدل ان النموذج المصمم واقعي و دقيق جدا



الشكل (3-10): نتائج معاملات الاقتران المتبادل ( $S_{23}$ ,  $S_{13}$ ,  $S_{12}$ ) لمصفوفة الهوائيات مقارنة بين النتائج المحاكاة (Simulated) والنتائج العملية (Experimental)

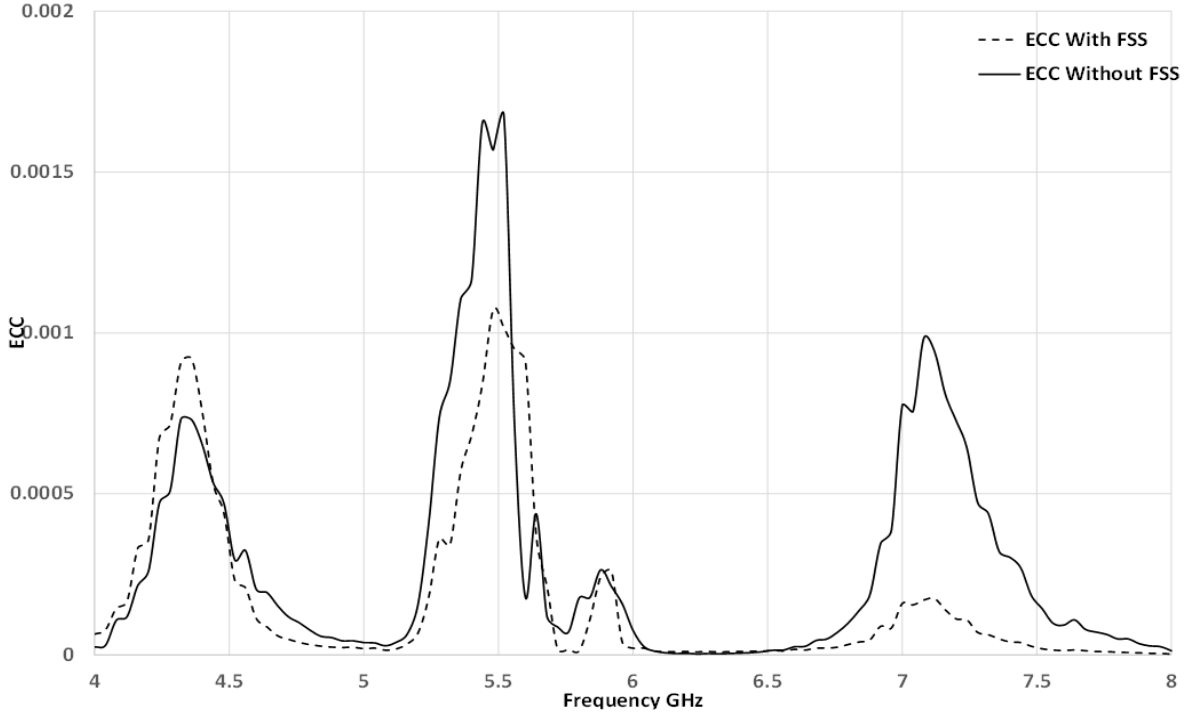
### 2-3-4-3 معامل الاقتران

أظهرت النتائج في الشكل (3-10) ان جميع المنافذ تعمل عند التردد 5.8 GHz و نتائج المحاكاة والنتائج العملية متقاربان وهذا يدل على وجود تماثل في الأداء بين المنافذ حيث أصبحت قيمة الاقتران المتبادل بين عناصر الهوائي أقل من -20 dB ضمن معظم نطاق التردد، وهي قيمة مناسبة لأنظمة MIMO كما يظهر أن أقل اقتران تحقق بين العنصرين 1 و 3 ( $S_{13}$ ) حيث وصلت القيمة إلى حوالي -70 dB عملياً، مما يدل على عزل ممتاز بين العناصر.

### 4-4-3 نتائج معاملات الـ MIMO العملية

#### 1-4-4-3 معامل الارتباط المغلف ECC

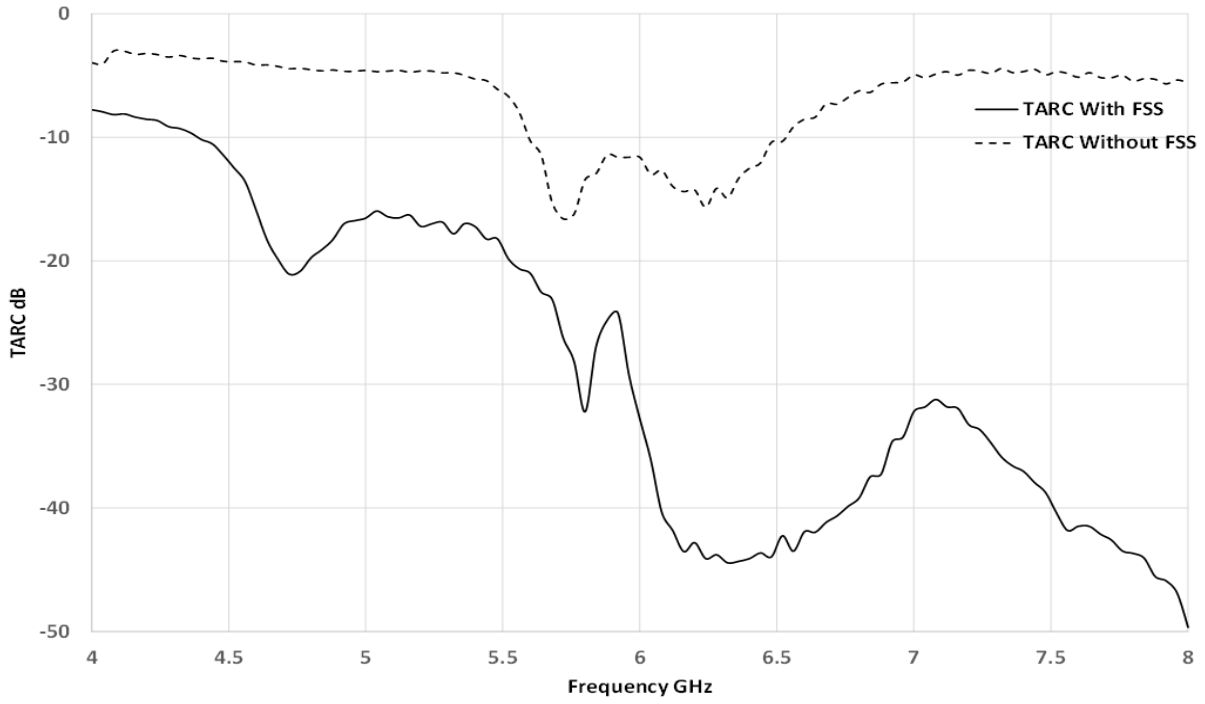
يمثل الشكل (12-3) النتائج العملية الخاصة بالصفوفة الأصلية بدون و مع FSS يلاحظ هبوط بالقيم عند المقارنة



الشكل (12-3): معامل الارتباط المغلف ECC النتائج العملية مقابل التردد

#### 2-4-4-3 المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC)

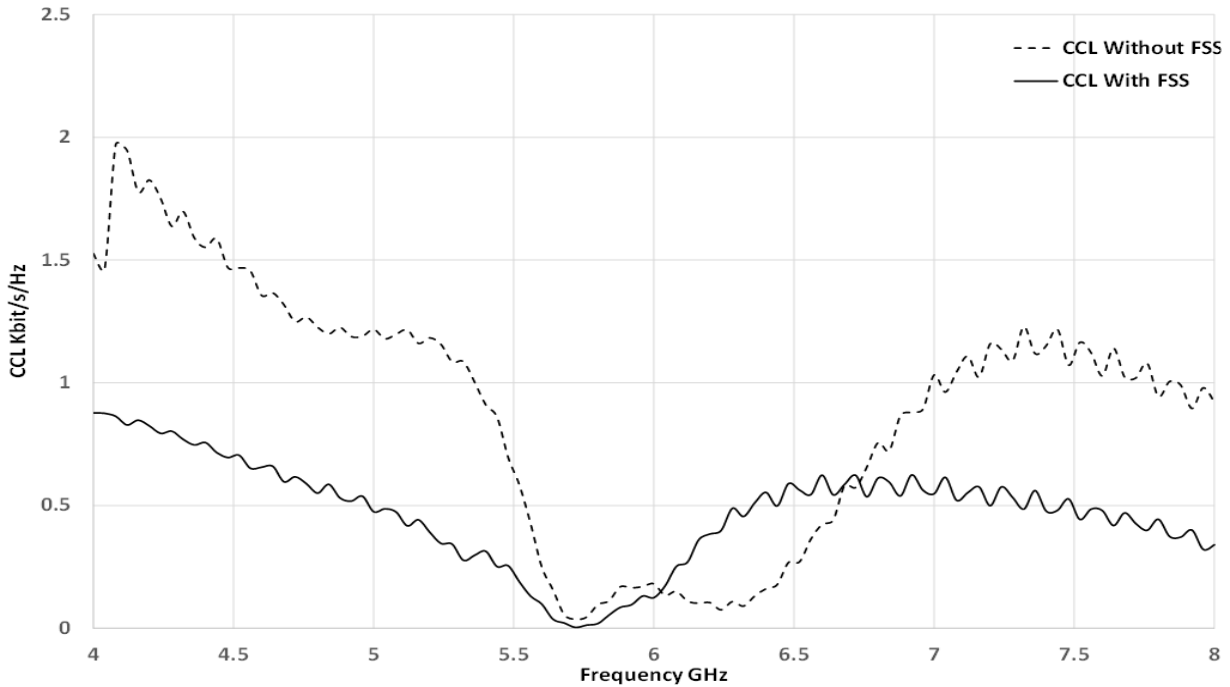
كانت قيمة المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC) الموضحة بالشكل (13-3) أقل من 10 dB - ضمن المدى 5.5-6.5 GHz، افي حالة عدم استخدام FSS و نجد ان قيمة المعامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC) قد أصبحت 30 dB - في حالة وجود FSS ما يعكس استقرار التغذية وانخفاض القدرة المنعكسة عند التشغيل المتزامن للمنافذ.



الشكل (13-3): معامل الكلي للانعكاس الفعّال (TARC) للنتائج العملية مقابل التردد

### 3-4-4-3 فقد السعة القنوية (CCL)

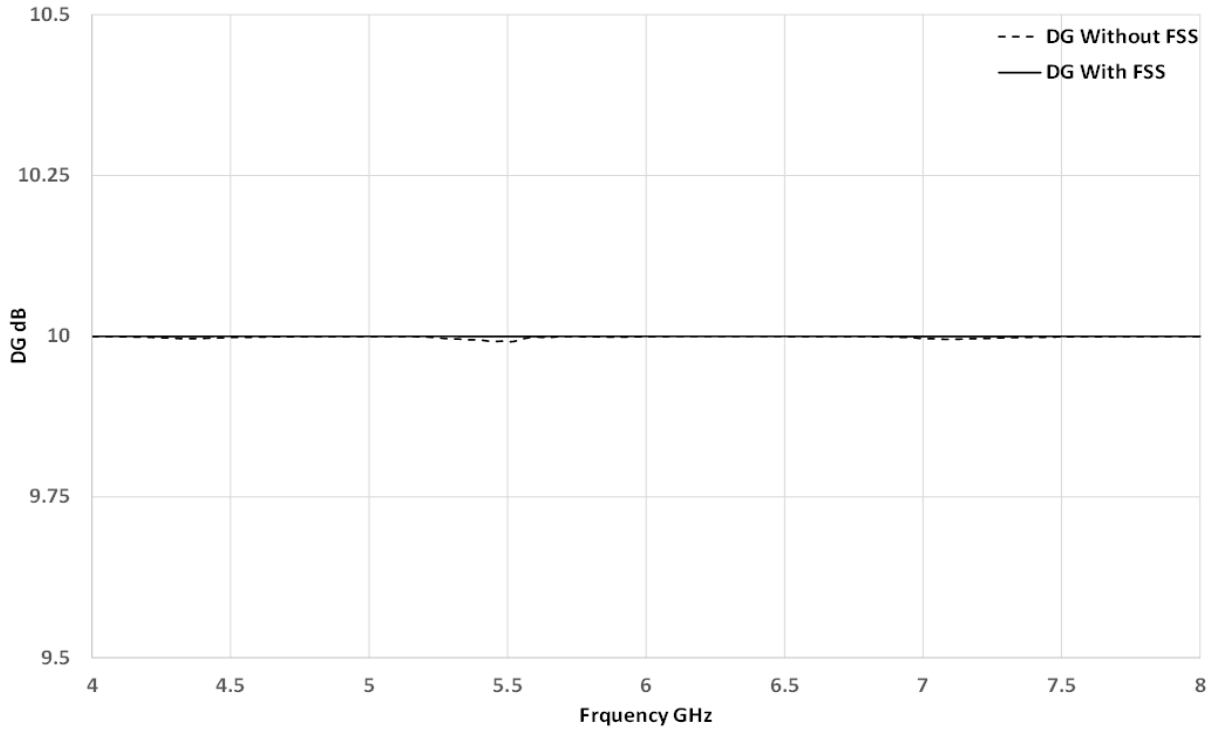
يبين الشكل (14-3) نتائج فقد السعة القنوية (CCL) وكانت ضمن المدى الترددي 5.5-6.7 GHz أقل من 0.5 bit/s/Hz، وهو ما يؤكد أن التصميم يحقق كفاءة عالية في نقل البيانات ضمن القناة اللاسلكية.



الشكل (14-3): نتائج فقد السعة القنوية (CCL) مقابل التردد للنتائج العملية

### 4-4-4-3 كسب التنوع (DG)

كسب التنوع (DG) فهو قريب جداً من القيمة المثالية (10 dB) ، مما يعزز فعالية النظام في مقاومة تأثيرات التلاشي متعددة المسارات Multipath Fading كما موضح بالشكل (15-3).



الشكل (15-3): كسب التنوع (DG) مقابل التردد للنتائج العملية

# الفصل الرابع

## الاستنتاجات والعمل المستقبلي

## 1-4 الاستنتاجات

من خلال الفصول السابقة وما تم عرضه من نتائج نظرية من برنامج المحاكاة HFSS والمعززة بالنتائج العملية من خلال تصميم النماذج النظرية التي تم التأكد من نتائجها قبل الشروع بتنفيذ التصميمات. وقد خرجت هذه الرسالة بالاستنتاجات التالية:

- 1- وفر برنامج المحاكاة HFSS بيئة مثالية من اجل الحصول على القيم المناسبة لغرض تنفيذ التصميم بالواقع العملي.
- 2- اعطى النموذج الاول لعنصر المصفوفة، الهوائي الشريطي الدائري، نتائج جيدة من حيث عرض الحزمة والكسب من اجل استخدامه في مصفوفة الـ MIMO .
- 3- أظهرت النتائج العملية تطابق جيد مع النتائج النظرية في الخسارة الراجعة ونسبة الموجة الواقفة الامر الذي ينعكس إيجابيا على الاختيار الأنسب لمعاملات الهوائي.
- 4- لوحظ تحسن كبير في الاتجاهية والتحصيل من خلال المصفوفة الخطية من العناصر المفردة التي تم التأكد من خصائصها.
- 5- تم تصميم خلية FSS من اجل تقليل الاقتران المتبادل بين العناصر من اجل تصغير حجم التصميم وظهرت النتائج تحسب في قيم الاقتران المتبادل.
- 6- اظهرت معاملات الـ MIMO ان المصفوفة تمثل الخيار الامثل من خلال مقارنة القيمة التي تم الحصول عليها مثل ECC وTARC وCCL و DG مع الحدود المسموح بها عمليا وقد وجد انها اقل بكثير منها.
- 7- اظهرت النتائج العملية والنظرية للمصفوفة الخطية الثلاثية في حالة وجود او عدم وجود خلية FSS تقارب جيد في تقليل الاقتران المتبادل وتحسين معاملات الـ MIMO.

## 2-4 العمل المستقبلي

من خلال ما تقدم من النتائج المستحصلة ندرج عدد من المشاريع المستقبلية التي من الممكن تضيف الى هذه العمل وتطوره

- 1- تصميم هوائي مثلث الرقعة لمقارنة النتائج وتأثير شكل الرقعة على النتائج على المصفوفة الخطية.
- 2- تصميم مصفوفة ثنائية الابعاد من عناصر دائرية المشع على معاملات الـ MIMO.
- 3- استخدام تقنية المواد الفوقية في تقليل الاقتران وزيادة عرض الحزمة.
- 4- تصميم هوائيات تعمل ضمن نطاق الـ Ultra-Wideband UWB .
- 5- دراسة تأثير الانسجة الحية في (الراس واليد) على خواص الهوائي.

المصادر

## References

- [1] M. T. Ali, N. Ramli, M. K. M. Salleh, و M. N. M. Tan, "A design of reconfigurable rectangular microstrip slot patch antennas", *Proc. - 2011 IEEE Int. Conf. Syst. Eng. Technol. ICSET 2011*, pp.115-111. doi: 10.1109/ICSEngT.2011.5993431.
- [2] V. Rajya, "Gain and Bandwidth Enhancement of Microstrip Antenna Array using Double Square Split Ring Resonator FSS as a Superstrate for WiMax/WiFi/WLAN Applications", *Commun. Appl. Electron.*, 2019, pp.16-11. doi: 10.5120/cae2019652821.
- [3] R. Khalilpour, J. Nourinia, و C. Ghobadi, "An optimized monopole microstrip patch antenna with gradual steps for ultrawideband applications", *Prog. Electromagn. Res. Symp.*, 2010, pp.1051-1047.
- [4] M. Tecpoyotl-Torres و J. G. Vera-Dimas, "Dual Band Pentagonal Microstrip Antenna for Wi-Fi Applications", in *2010 IEEE Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference*, IEEE, 2010, pp.258–255 . doi: 10.1109/CERMA.2010.102.
- [5] J. V. Gohil و D. Bhatia, "Design of  $2 \times 1$  circularly polarized microstrip patch antenna array for 5.8 GHz ISM band applications", in *2012 Nirma University International Conference on Engineering (NUiCONE)*, IEEE, 2012, pp.4–1 . doi: 10.1109/NUiCONE.2012.6493227.
- [6] V. Priyashman, "Effects of superstrate on the performance of an elliptical shaped antenna without dots", *IEEE Symp. Wirel. Technol. Appl. ISWTA*, 2012, pp. 12–118. doi: 10.1109/ISWTA.2012.6373823.
- [7] Y. Kang, J. Liu, Z. Liang, & Y. Long, "A Broadband Center-Fed Circular Microstrip Monopolar Patch Antenna with U-Slots" *IEICE Proceedings Series*, 2013, pp.4–1 .
- [8] Z. Adelpour, F. Mohajeri, & M. Sadeghi, "Dual-frequency microstrip patch antenna with modified Koch fractal geometry based on genetic algorithm", *2010 Loughbrgh. Antennas \& Propag. Conf.*, 2010, pp.404–401 .
- [9] S. Li, X. Zhou, X. Zhang, & J. Wu, "The study on microstrip antenna with miniaturization and broadband" *International Conference on Biomedical Engineering and Informatics (BMEI)*, IEEE, 2011, pp.2182–2179 . doi: 10.1109/BMEI.2011.6098658.
- [10] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Wiley, 2016.
- [11] R. Alsulami & H. Song, "Double-Sided Microstrip Circular Antenna Array for WLAN/WiMAX Applications", *J. Electromagn. Anal. Appl.*, 2013, pp.188-182. , doi: 10.4236/jemaa.2013.54029.
- [12] R. Garg, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Antennas and Propagation Library. Artech House, 2001.
- [13] J. Liang, "Antenna study and design for ultra wideband communication applications", 2006, *University of London United Kingdom*.
- [14] W. L. Stutzman و G. A. Thiele, *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.

- [15] J. D. Kraus, "Antennas, McGraw-Eill Book Co", *Inc., New York*, 1950.
- [16] R. W. P. King, "The electric field induced in the human body when exposed to electromagnetic fields at 1-30 MHz on shipboard", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 2002, pp.751–747.
- [17] R. A. Saeed & S. Khatun, "Design of Microstrip Antenna for WLAN", *J. Appl. Sci.*,2004,pp.47-51. doi: 10.3923/jas.2005.47.51.
- [18] H. Lebret & S. Boyd, "Antenna array pattern synthesis via convex optimization", *IEEE Trans. signal Process.*,2002,pp.526-532.
- [19] Wa'il A. Godaymi Al-Tumah, Raed M. Shaaban and Zeki A. Ahmed "Design Of Microstrip Patch Antenna In Part of Wide Band And Ultra-Wideband Applications", 2020, *Baghdad Science Journal, Vol. 17; Issu. 4*, pp. 1216-1222.
- [20] A. Synak, "Design and implementation of UHF patch antenna", 2014, *Thesis Submitted to the Universitat Politècnica de Catalunya*.
- [21] M. H. A. Saada, "Design of Efficient Millimeter Wave Planar Antennas for 5G Communication Systems .", 2017, *The Islamic University–Gaza*.
- [22] P. S. Nakar, "Design of a compact microstrip patch antenna for use in wireless/cellular devices", 2004.
- [23] M. A. A. Junior, G. Fraidenraich, R. C. Ferreira, F. A. P. De Figueiredo, & E. R. De Lima, "Multiple-antenna weibull-fading wireless communications enhanced by reconfigurable intelligent surfaces", *IEEE Access*,2023,pp.107218-107236.
- [24] W. A. Davis & W. L. Stutzman, *Antenna Theory*. 2005. doi: 10.1002/0471654507.em023.
- [25] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*. Wiley, 2008. doi: 10.1002/9780470294154.
- [26] A. Abderrahim, M. Tarek, B. Abdelkarim, & M. Boualem, "Bandwidth Improvement Of Microstrip Patch Antenna Using DGS Technique", *Master's Thesis Submitted to Kasdi Merbah University - Ouargla, Faculty of Modern Technologies for Information and Communication, Algeria, 2018*.
- [27] H. Afridi., "Analysis and Design of a Micro-Strip Antenna operating at a Frequency of 6.5 GHz focusing on Cowl's Research", *J. Mech. Contin. Math. Sci.*,2019,pp.202-214.
- [28] A. El Hamdouni, A. Tajmouati, J. Zbitou, A. Errkik, L. El Abdellaoui, & M. Latrach, "A New Design of an UWB Circular Fractal Printed Antenna", *TELKOMNIKA (Telecommunication Comput. Electron. Control.*,2018, pp.1931-1938.
- [29] A. A. Roy, J. M. Môm, & G. A. Igwue, "Enhancing the bandwidth of a microstrip patch antenna using slots shaped patch", *Am. J. Eng. Res.*, 2013,pp.23-30.
- [30] I. Singh & V. S. Tripathi, "Micro strip patch antenna and its applications: a survey", *Int. J. Comp. Tech. Appl*, 2011,pp.1595-1599.
- [31] M. G. S. Kumar, M. B. R. N. Reddy, M. M. P. Reddy, M. M. N. B.

- Venkateswarulu, M. P. K. Swamy, & M. P. P. Kumar, "Circularly Polarized Circular Patch Antenna with Coplanar Parasitic Elements", *Int. J. Comput. Syst.*, 2016, pp.21-28.
- [32] Y.-X. Guo, C.-L. Mak, K.-M. Luk, & K.-F. Lee, "Analysis and design of L-probe proximity fed-patch antennas", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 2001, pp.145-149.
- [33] D. Fistum, "Efficient Proximity Coupled Feed Rectangular Microstrip Patch Antenna with Reduced Harmonic Radiation", *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, 2017, pp.500-506. doi: 10.11591/ijeecs.v7.i2.
- [34] T. K. Raina, "Design of Aperture Coupled Micro-Strip patch Antenna for Wireless Communication applications at 5.8Ghz", *IOSR J. Eng.*, 2012, pp.99-961. doi: 10.9790/3021-02719699.
- [35] R. J. Kavitha & H. S. Aravinda, "Reviewing the Effectiveness of Contribution of Microstrip Antenna in the Communication System", *Open J. Antennas Propag.*, 2017, pp.47-62. doi: 10.4236/ojapr.2017.52005.
- [36] M. Tareq, D. Ashraful Alam, M. Islam, & R. Ahmed, "Simple Half-Wave Dipole Antenna Analysis for Wireless Applications by CST Microwave Studio", *Int. J. Comput. Appl.*, 2014, pp.21-23. doi: 10.5120/16355-5734.
- [37] A. F. Alsager, "Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays and Electronic Beam Steering Linear Phased Antenna Array with High Directivity for Space Applications", *ACS Omega*, Vol 8/Issue 45, 2023.
- [38] H. Norrman, "Development of a microstrip antenna for a miniaturized transponder", Master's Thesis, Lulea University of Technology, 2006.
- [39] T. Nahar & S. Rawat, "Efficiency enhancement techniques of microwave and millimeter-wave antennas for 5G communication: A survey", *Trans. Emerg. Telecommun. Technol.*, 2022. doi: 10.1002/ett.4530.
- [40] C. Mukta, M. Rahman, & A. Z. M. T. Islam, "Design of a Compact Circular Microstrip Patch Antenna for WLAN Applications", *Int. J. AdHoc Netw. Syst.*, 2021, pp.1-11. doi: 10.5121/ijans.2021.11301.
- [41] R. Saini & D. Parkash, "Design and Simulation of CPW fed Slotted Circular Microstrip Antenna with DGS for Wireless Applications", 2014, pp.82-90. doi: 10.6088/ijaser.030100008.
- [42] M. T. ALAMINIE, "A Circular Microstrip Patch Antenna Design and Simulation at 5 GHz for WLAN Application", *International Journal of Scientific Research in Science and Technology* DOI:10.32628/IJSRST24111936.
- [43] N. M. Thaker & V. Ramamoorthy, "A review on circular microstrip patch antenna with slots for C band applications", *Int. J. Sci. Eng. Res.*, 2014, pp.1039-1043.
- [44] L. N. Rao, B. Ramesh, & V. S. Kumar, "Design of Dual Band Circular Microstrip Patch Antenna with Slot for WLAN Applications", *Int. J. Eng. Technol.*, 2018, pp.451-455.
- [45] M. K. Ray, "Design of a High Gain Circular Patch Antenna for GSM1800

- Band", *Int. J. Sci. Res. Publ.*, 2017,pp.252-255.
- [46] S. Pandey & K. Markam, "Design and analysis of circular shape microstrip patch antenna for C-band applications", *Int. J. Adv. Res. Comput. Sci. Technol.*, 2016,pp.169-171.
- [47] N. Gupta, "Effects of slots on microstrip patch antenna", *Int. Res. J. Eng. Technol.*, 2017,pp.1132-1135.
- [48] K. Gupta, K. Jain, & P. Singh, "Analysis and design of circular microstrip patch antenna at 5.8 GHz", *Int. J. Comput. Sci. Inf. Technol.*, 2014,pp.3895-3898.
- [49] M. Ayyappan, "B, Jagadish Chandran, Design and Analysis of Disc Shaped Microstrip Antenna at 5.8 GHz with Fr-4 Substrate", *Int. J. Adv. Res. Electr. Electron. Instrum. Eng.*, 2016.
- [50] S. A. Hasan, A. M. Ahmed, M. N. Abdulqader, & N. M. Dawood, "Design and Simulation of  $2 \times 2$  Micro Strip Circular Patch Antenna Array at 28 GHz for 5G Mobile Station Application", *Int. J. Electron. Telecommun.*, 2022,pp.721-729.
- [51] L. Sellak, "ANN-based design of miniaturized circular dual-band  $4 \times 4$  MIMO antenna for 28/38 GHz 5G mmWave applications", *TELKOMNIKA (Telecommunication Comput. Electron. Control.*, 2024,pp.1280-1292.
- [52] C. Mukta, M. Rahman, & A. Islam, "Design of a compact circular microstrip patch antenna for WLAN applications", *Int. J. AdHoc Netw. Syst.*, 2021,pp.1-11.
- [53] M. M. S. Altufaili, A. N. Najaf, & Z. S. Idan, "Design of circular-shaped microstrip patch antenna for 5G applications", *TELKOMNIKA (Telecommunication Comput. Electron. Control.*, 2022,pp.19-26.
- [54] A. Djouimaa & K. Bencherif, "Design of a compact circular microstrip patch antenna for 5G applications", *Eng. Technol. Appl. Sci. Res.*, 2024,pp.16020-16024.
- [55] S. D. Hossain, K. M. A. Sobahan, & M. Al-Amin, "A circular microstrip patch antenna to operate in dual band for wireless communications", in *Journal of Physics: Conference Series*, IOP Publishing, 2021,p.12014.
- [56] B. S. Sandeep & S. S. Kashyap, "Design and simulation of microstrip patch array antenna for wireless communications at 2.4 GHz", *Int. J. Sci. Eng. Res.*, 2012,pp.1-5.
- [57] M. T. I. Huque, M. A.-A. Chowdhury, M. K. Hosain, & M. S. Alam, "Performance analysis of corporate feed rectangular patch element and circular patch element  $4 \times 2$  microstrip array antennas", *Int. J. Adv. Comput. Sci. Appl.*, 2011,pp.74-79.
- [58] R. Mishra, "An overview of microstrip antenna", *HCTL Open Int. J. Technol. Innov. Res.*, 2016,pp.39-55.
- [59] K. F. Lee, K. M. Luk, & H. W. Lai, "Characteristics of the Circular Patch Antenna", *Microstrip Patch Antennas*, 2017,pp.107-126. doi: 10.1142/9789813208605\_0005.
- [60] A. El Alami, S. D. Bennani, M. El Bekkali, & A. Benbassou, "Circular

Antenna Modeling using the Resonant Cavity Method Excited by the Higher Mode TM<sub>21</sub>", *Int. J. Res. Rev. Appl. Sci.*, 2013, pp.506-512.

- [61] Z. Bocheng, L. Zhangfa, & L. Shizhi, *Novel broadband microstrip antenna*, 1995.
- [62] C. A. Balanis, "Antenna Theory, 3rd New Jersey", 2005, USA: *John Wiley & Sons*.
- [63] I. Sliusar, V. Slyusar, S. Voloshko, A. Zinchenko, & Y. Utkin, "Synthesis of a broadband ring antenna of a two-tape design" *IEEE Ukrainian Microwave Week (UkrMW)*, IEEE, 2020, pp.161-165.
- [64] Z. Cendes, "The development of HFSS" *USNC-URSI Radio Science Meeting*, IEEE, 2016, pp.39-40.
- [65] M. Kopp, "An Introduction to HFSS: Fundamental Principles", *Concepts, Use*, 2009, pp.77.
- [66] A. Brief, "Ansys hfss for antenna simulation", *ANSYS, Inc*, 2014.
- [67] O. El Mrabet, "High frequency structure simulator (HFSS) tutorial", *IETR, Umr CNRS*, 2005-2006, pp.1664.
- [68] H. F. S. Simulator, "HFSS", 2005.
- [69] A. E. Farahat & K. F. A. Hussein, "Dual-band (28/38 GHz) wideband MIMO antenna for 5G mobile applications", *IEEE Access*, 2022, pp.32213-32223.
- [70] M. Hussain., "Isolation improvement of parasitic element-loaded dual-band MIMO antenna for mm-wave applications", *Micromachines*, 2022, pp.1918.
- [71] A. Barka, A. Jouadé, & D. Jacquinet, "Simulation of active reflection coefficient phenomena of large antenna array using FEM domain decomposition methods", *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2022, pp.1789-1792.
- [72] K. Zhang, R. Zhang, J. Wu, Y. Jiang, & X. Tang, "Measurement and modeling of path loss and channel capacity analysis for 5G UMA scenario" *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing (WCSP)*, IEEE, 2019, pp.1-5.
- [73] P.-S. Kildal & K. Rosengren, "Correlation and capacity of MIMO systems and mutual coupling, radiation efficiency, and diversity gain of their antennas: simulations and measurements in a reverberation chamber", *IEEE Commun. Mag.*, 2004, pp.104-112.
- [74] Hema Singh, H. L. Sneha, and R. M. Jha, "Mutual Coupling In Phased Arrays: A Review", *International Journal of Antennas and Propagation* Volume 2013, pp1-23.
- [75] H.-S. Lui, H. T. Hui, & M. S. Leong, "A note on the mutual-coupling problems in transmitting and receiving antenna arrays", *IEEE Antennas Propag. Mag.*, 2009, pp.171-176.
- [76] I. Nadeem & D.-Y. Choi, "Study on mutual coupling reduction technique for MIMO antennas", *Ieee Access*, 2018, pp.563-586.
- [77] Y. Zhang, J.-Y. Deng, M.-J. Li, D. Sun, & L.-X. Guo, "A MIMO dielectric resonator antenna with improved isolation for 5G mm-wave

- applications" *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, 2019, pp. 747-751.
- [78] M. T. Islam & M. S. Alam, "Compact EBG structure for alleviating mutual coupling between patch antenna array elements", *Prog. Electromagn. Res.*, 2013, pp. 425-438.
- [79] D. Guha, S. Biswas, & C. Kumar, "Printed antenna designs using defected ground structures: a review of fundamentals and state-of-the-art developments" *Forum for electromagnetic research methods and application technologies (FERMAT)*, 2014, pp. 1-13.
- [80] K.-S. Min, D.-J. Kim, & Y.-M. Moon, "Design For Novel Mimo Antenna With Low Mutual Coupling", *Proc ISAP2005. Seoul-Korea*, pp. 51-54, 2005.

## **Abstract**

Antennas represent essential components in modern wireless communication systems, acting as an interface between electronic circuits and the surrounding electromagnetic environment. They are responsible for converting electrical signals into electromagnetic waves for transmission and receiving electromagnetic waves that are subsequently converted back into electrical signals. Continuous advancements in communication technologies have driven significant progress in antenna design, resulting in improved efficiency, wider bandwidth, higher gain, and reduced physical size. With the rapid evolution of fifth-generation (5G) communication systems, the development of advanced antenna structures has become increasingly important to meet the demanding requirements of high data rates, low latency, and support for a massive number of connected devices.

Fifth-generation wireless networks operate over multiple frequency bands, including sub-6 GHz and millimeter-wave ranges, which necessitates the design of antennas capable of efficient operation across these bands. Antenna systems play a crucial role in enabling advanced 5G technologies such as Multiple-Input Multiple-Output (MIMO), which enhance spectral efficiency, increase channel capacity, and reduce interference. Consequently, the design of compact, high-efficiency antennas with low mutual coupling is of significant importance for modern wireless applications including smart devices, base stations, and intelligent communication systems.

This research presents the analysis, design, and implementation of a compact high-efficiency antenna operating at 5.8 GHz. A single circular strip antenna was designed and simulated using HFSS electromagnetic simulation software, yielding satisfactory theoretical results. The antenna achieved an impedance bandwidth of approximately 1.27 GHz centered at 5.8 GHz, with a reflection coefficient ( $S_{11}$ ) below  $-10$  dB across the operating band. The radiation

characteristics indicated that the antenna radiates predominantly in the broadside direction.

The proposed antenna structure was fabricated at the Scientific Research Authority of the Ministry of Science and Technology, and experimental measurements demonstrated good agreement with the simulated results. In order to enhance the antenna gain, a three-element linear MIMO (Multiple Input Multiple Output) array based on circular strip antennas was developed. Both simulated and measured results confirmed improved gain and directivity, with all ports operating efficiently at 5.8 GHz.

The comparison between theoretical and experimental results demonstrated good consistency and showed symmetrical performance between ports 1 and 3, indicating very low mutual coupling between these elements. However, the reflection coefficient at port 2 exhibited reduced depth at certain frequencies, suggesting relatively higher coupling due to the central element being influenced by adjacent elements on both sides. Nevertheless, the overall mutual coupling remained within acceptable limits.

To further reduce mutual coupling between array elements, two identical Frequency Selective Surface (Frequency Selective Surface FSS) cells with identical geometrical parameters were designed and integrated into the linear array structure. A comparison between simulated and measured MIMO parameters before and after incorporating the FSS cells demonstrated a noticeable improvement in isolation. The results showed strong agreement between theoretical and experimental measurements, confirming that the proposed design effectively reduces mutual coupling and provides satisfactory isolation between antenna elements, making it suitable for 5G wireless communication applications.

---

*Republic of Iraq*  
*Ministry of Higher Education and Scientific*  
*Research*  
*University of Misan*  
*College of Science*



# **Enhancing the Performance of Linear Antenna Arrays for Wireless Mobile Communication Applications**

A Thesis Submitted to

The Council of Department of Physics- College of Science - University of  
Misan as Partial Fulfilment of the Requirements for the Master Degree of  
Science in Physics.

By

**Rusul Waheed Lafta**

B.Sc. Physics/Mustansiriyah University (2019)

Supervised by

**Prof.Dr. Ahmad H. Abbod**

**2026 A.D.**

**1447 H.D**

