



الجمهورية العربية السورية

جامعة دمشق

كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية

قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات

تصميم هوائي فراكتل متعدد الأنماط لشبكات الجيل الرابع

أطروحة أعدت لنيل درجة الدكتوراه في هندسة الاتصالات

إعداد

المهندس عبد العزيز شقيقة

بإشراف

الأستاذ الدكتور المهندس عبد الرزاق البدوية

المشرف المشارك

الأستاذ الدكتور المهندس عبد الكريم السالم

لجنة الحكم

الأستاذ الدكتور عبد الرزاق البدوية (المشرف العلمي)

الأستاذ الدكتور خالد يزبك

الأستاذ المساعد الدكتور محمد خالد شاهين

الدكتور فواز ماضي

الدكتورة جمان أبو جيب

إهداء

إلى من علمني الصبر والتفاني في حب العلم والعمل (والدي).

إلى روح الحنونة التي باركتني وأنارت الحياة أمامي (أمي).

إلى الأحبة إخوتي وأخواتي.

إلى رفاق الدرب والعلم (زملاء العمل).

كلمة شكر

لا يسعني إلا أن أتقدم بوافر الشكر والامتنان إلى:

المشرف الأستاذ الدكتور عبد الرزاق البدوية

والمشرف المشارك الأستاذ الدكتور عبد الكريم السالم

الذين تفضلاً مشكورين بالإشراف على عملي وما بخلا يوماً على تقديم النصيح والتوجيه والمعلومة في كل مرحلة من مراحل العمل، وكانا لي العون الصادق في إرشادي وتوجيهي إلى أصول البحث العلمي.

كما أتقدم بالشكر إلى السادة الأساتذة أعضاء لجنة الحكم على جهودهم الكبيرة وملاحظاتهم التي أغنت هذا العمل.

المعلومات العلمية والإدارية للبحث والباحث

- 1- اسم الباحث: المهندس عبد العزيز شقيقة
- 2- المشرف: الأستاذ الدكتور عبد الرزاق البدوية
- 3- المشرف المشارك: الأستاذ الدكتور عبد الكريم السالم
- 4- عنوان الأطروحة: تصميم هوائي فراكتل متعدد الأنماط لشبكات الجيل الرابع
- 5- قرارات البدء بالبحث
- قرار مجلس كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية رقم /1340/ تاريخ 2011/4/10
- قرار مجلس البحث العلمي والدراسات العليا رقم /2196/ تاريخ 2011/5/2
- قرار مجلس جامعة دمشق رقم 5/ص تاريخ 2011/5/8
- 6- نتائج المقررات العلمية الداعمة للبحث:
النتائج وفقاً لما وردت بجلسة مجلس القسم رقم /36/ تاريخ /2012/6/19/ وفي مجلس كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية الجلسة رقم 35/2953 تاريخ 2012/6/24

80	العلامة:	محاكاة وبرمجة متقدمة	• المقرر:
71	العلامة:	هوائيات وانتشار موجات	• المقرر:
70	العلامة:	اتصالات متقدمة	• المقرر:

7- المقالات العلمية: المقالة /1/:

تصميم هوائي تجزيئي عريض الحزمة مكسر للمجال UHF
تم تحكيمها وقبولها للنشر في مجلة جامعة البعث للعلوم الطبية والهندسية والأساسية والتطبيقية
برقم /1439/ تاريخ 2014/10/21، وتم النشر في المجلد /36/ لعام 2014.

المقالة /2/:

تحسين عرض مجال الهوائي التجزيئي
تم تحكيمها وقبولها للنشر في مجلة جامعة البعث للعلوم الطبية والهندسية والأساسية والتطبيقية
برقم /666/ تاريخ 2015/5/20، وتم النشر في المجلد /37/ لعام 2015.

المقالة /3/:

Modified Square Fractal Antenna for Multiband Application

تم تحكيمها وقبولها للنشر في مجلة جامعة “International Journal on Communications Antenna And Propagation” برقم /ISSN 2039-5086/ تاريخ 2015/10، وتم النشر في المجلد الخامس – العدد الخامس - لعام 2015.

المقالة /4/:

تطوير هوائي تجزيئي للتطبيقات متعددة الحزم

تم تحكيمها وقبولها للنشر في مجلة جامعة البعث للعلوم الطبية والهندسية والأساسية والتطبيقية برقم /764/ تاريخ 2017/4/25، وتم النشر في المجلد /39/ لعام 2015.

8- قرار تأليف لجنة الحكم:

قرار مجلس البحث العلمي والدراسات العليا رقم /1513/ بالجلسة رقم /16/ تاريخ 2017/4/18

9- مصادقة لجنة الحكم:

الدكتور فواز مفضي

الدكتورة جمان أبو جيب

الأستاذ المساعد الدكتور محمد خالد شاهين

الأستاذ الدكتور خالد يزبك

الأستاذ الدكتور عبد الرزاق البدوية

ملخص البحث

اهتمت الدراسة بتطوير هوائيات تجزئية متعددة المجال *multiband fractal antennas*، وتنفيذ هذه الهوائيات باستخدام مواد متوافرة عملياً وبتكلفة مناسبة، حيث استخدمت مادة الركيزة *Substrate* من نوع *FR-4* ذات ثابت عازلية $\epsilon_r = 4.4$ وعامل فقد $\tan\delta = 0.019$.

جرى بواسطة الدراسات المرجعية رصد مجموعة مهمة من الهوائيات التجزئية وتحليل أدائها واعتمادها كمعيار في عملية مقارنة خواص وميزات الهوائيات المقترحة من حيث عدد المجالات الترددية وعرضها وشكل الاستجابة الترددية لعمل كل هوائي.

اقترحت الدراسة خوارزمية جرى اعتمادها في التصميمات الأولية التجزئية و تم كتابة البرنامج المناسب واختباره بواسطة أمثلة عملية وكانت النتائج جيدة من حيث السهولة والدقة.

قمنا بتصميم وتنفيذ هوائي تجزئي عريض المجال مطور عن بنية الهوائي الحلزوني *spiral* وهوائي كوتش *Koch* قابل للعمل على المجال الترددي المنخفض نسبياً (ترددات فائقة العلو *UHF*) لعمل هذا النوع من الهوائيات وتم مقارنة نتائج الاستجابة لهذا الهوائي مع عدد من الدراسات المرجعية المشابهة وكانت النتائج مشجعة وجيدة.

قمنا باقتراح ثمانية هوائيات تجزئية جديدة البنية والشكل امتازت عن البنى التقليدية بتغيير العناصر البادئة وكيفية تكرارها وأبعادها.

وكانت نتائج التصميم مناسبة وجيدة مقارنة مع الدراسات المرجعية حيث عمل بعضها على أكثر من ثمانية إلى أحد عشر مجال ترددي متفاوت عرض المجال من 1 MHz إلى 500 MHz ، مما يجعلها مناسبة لدعم تطبيقات الجيل الرابع على الأقل.

إن كافة الهوائيات المقترحة والمدرسة والمصممة بواسطة برمجية *HFSS* جرى تصنيعها وتنفيذها باستخدام المواد المحلية المذكورة سابقاً.

قمنا باختبار هذه الهوائيات وتحليل أدائها باستخدام محلل الشبكات الشعاعي *Vector Network Analyzer* وكانت نتائج القياس متفقة مع درجة جودة التنفيذ والمواد المتوفرة.

كلمات مفتاحية: الجيل الرابع، هوائيات تجزئية (كسورية)، تعدد المجالات، عريض المجال – برمجية *HFSS*.

الفهرس Contents

4	فهرس الأشكال
11	فهرس الجداول
12	قائمة بالمفردات المستخدمة وترجمتها (مرتبة حسب الأبجدية العربية)
16	الهدف من البحث
18	الفصل الأول
18	الشبكات الخلوية ومنظوماتها Cellular Networks and Systems
19	1.1 مقدمة <i>Introduction</i>
19	2.1 منظومات الاتصال النقالية <i>mobile systems</i>
19	1.2.1 الجيل الأول 1G
20	2.2.1 الجيل الثاني 2G
23	3.2.1 الجيل الثالث 3G
26	4.2.1 الجيل الرابع 4G
27	3.1 بنية شبكة الجيل الرابع <i>Mobile four generation structure</i>
27	1.3.1 شبكة الوصول <i>Access Network</i>
28	2.3.1 الشبكة المركزية <i>Core Network</i>
29	4.1 مبررات الانتقال إلى الجيل الرابع:
30	5.1 خطط تنفيذ شبكات الجيل الرابع <i>LTE-TDD</i>
32	6.1 تقانة تعدد المداخل / تعدد المخارج <i>MIMO</i>
33	7.1 خلاصة:
34	الفصل الثاني:
34	الهوائيات التجزئية <i>Fractal Antenna</i>
35	1.2 مقدمة <i>Introduction</i>
36	2.2 الهندسة التجزئية <i>Fractal Geometry</i>
36	1.2.2 سجادة سيربينسكي <i>Sierpinski Carpet</i>
39	2.2.2 مجموعة كانتور <i>Cantor Set</i>
40	3.2.2 منحنيات كوتش <i>Koch curves</i>
41	4.2.2 منحنيات هيلبيرت <i>Hilbert Curves</i>

41	هندسة سيربينسكي غاسكيت <i>Sierpinski Gasket</i>	5.2.2
43	هندسة جوسيب بيانو <i>Giuseppe Peano</i>	6.2.2
44	هندسة تجزيء شجرة فيثاغورث <i>Pythagorean tree</i>	7.2.2
45	هوائي منكوسكي <i>Minkowski</i>	8.2.2
46	هوائيات تجزئية أخرى.	9.2.2
49	خلاصة:	3.2
50	الفصل الثالث	
50	الدراسات التحليلية للهوائيات التجزئية <i>Analytical Studies for Fractal Antenna</i>	
51	1.3 الدراسة النظرية والتحليلية لعمليات التوليد في الهندسة التجزئية <i>IFS</i> :	
54	2.3 البعد التجزئي <i>Fractal Dimension</i>	
58	3.3 بناء خوارزمية حساب البعد التجزئي للشكل التجزئي:	
62	4.3 خلاصة:	
63	الفصل الرابع	
63	تصميم الهوائيات التجزئية <i>Fractal Antenna Design</i>	
64	1.4 مقدمة:	
64	2.4 التغذية بواسطة خط نقل شريطي	
65	3.4 تصميم الهوائي الرقعي الشريطي <i>micro strip patch antenna</i> :	
66	4.4 تقنيات تغذية الهوائي:	
66	1.4.4 التغذية بناقل شريطي <i>microstrip feed line</i> :	
66	2.4.4 التغذية بمأخذ ناقل كبل محوري <i>Coaxial feed line</i> :	
67	3.4.4 التغذية المترابطة بالفتحة <i>Aperture coupled feed</i> :	
67	4.4.4 تغذية الهوائي بالتجاور <i>Proximity coupled feed</i> :	
67	5.4.4 تغذية الهوائي بدليل الموجة بنفس المستوى <i>Coplanar waveguide feed</i> :	
68	5.4 خط شريطي <i>microstrip line</i>	
69	6.4 خلاصة:	
70	الفصل الخامس	
70	هوائيات تجزئية عملية <i>Practical Fractal Antennas</i>	
71	1.5 هوائي تجزئي حلزوني ديبول كوتش للترددات الفائقة العلو <i>UHF</i>	

71	الهوائي الحلزوني: <i>Spiral Antenna</i>	1.1.5
74	تصميم هوائي تجزيئي من نمط كوتش <i>Koch</i> مطور ومحسن ومن الدرجة الثالثة المعدلة	2.1.5
78	تحليل الأداء:	3.1.5
79	تحسين عرض مجال تردد عمل الهوائي التجزيئي	2.5
79	الهوائيات التجزيئية الخماسية:	1.2.5
87	هوائي تجزيئي مربع مطور متعدد المجال:	3.5
93	هوائي تجزيئي شبه معين	4.5
97	هوائي تجزيئي هيلبرت دائري	5.5
101	هوائي معينات مدموج بدائرة عباد الشمس	6.5
105	خلاصة:	7.5
106	النتائج والمناقشة والأعمال المستقبلية <i>Results & Future Works</i>	
110	المراجع	
113	الملحق الأول <i>Appendix A</i>	
115	الملحق الثاني <i>Appendix B</i>	

فهرس الأشكال

الصفحة	
21	الشكل (1-1) القناة الصاعدة والهابطة.....
24	الشكل (2-1) تطور الجيل الثالث.....
27	الشكل (3-1) الوصل مع الشبكة المركزية.....
28	الشكل (4-1) مخطط شبكة النفاذ.....
28	الشكل (5-1) مخطط الشبكة المركزية.....
29	الشكل (6-1) الخدمات التي تدعمها الشبكة المركزية للجيل الرابع.....
32	الشكل (7-1) ازدياد عدد المشتركين من عام 2011 وحتى 2015.....
33	الشكل (8-1) هوائيات MIMO 2 X 2.....
35	الشكل (1-2) بعض الأمثلة من الطبيعة عن الأشكال التجزئية.....
36	الشكل (2-2) بعض الأمثلة عن الأشكال التجزئية.....
36	الشكل (3-2) المراحل الأربعة في هندسة سجادة سيرينسكي.....
37	الشكل (4-2) هوائي سجادة سيرينسكي نصف مربع.....
37	الشكل (6-2) هوائي سجادة سيرينسكي مطور.....
38	الشكل (7-2) هوائي سجادة سيرينسكي مبدأ المعين.....
38	الشكل (8-2) هوائي سجادة سيرينسكي هيلبرت.....
38	الشكل (9-2) هوائي سجادة سيرينسكي.....
39	الشكل (10-2) مجموعة كانتور.....
39	الشكل (11-2) المراحل الثلاثة لتجزئ هوائي كانتور.....
39	الشكل (12-2) هوائي تجزئي مصغر.....
40	الشكل (13-2) مراحل تشكيل منحنيات كوتش.....
40	الشكل (14-2) هوائي كوتش دوري.....

الصفحة	
40	الشكل (15-2) هوائي كوتش نجمي البنية.....
41	الشكل (16-2) هوائي كوتش ذو بنية نجمية.....
41	الشكل (17-2) المراحل الأربعة الأولى في تشكيل منحنيات هيلبيرت.....
42	الشكل (18-2) هوائي سيربينسكي غاسكيت أحادي القطبية وثنائي القطبية.....
42	الشكل (19-2) مراحل تشكيل سيربينسكي غاسكيت.....
42	الشكل (20-2) هوائي سيربينسكي غاسكيت.....
43	الشكل (21-2) هوائي سيربينسكي غاسكيت دائري.....
43	الشكل (22-2) الهوائي المثلث الدائري التجزيئي.....
43	الشكل (23-2) هندسة جوسيب بيانو.....
43	الشكل (24-2) مراحل تطبيق هندسة جوسيب بيانو على المربع.....
44	الشكل (25-2) تطبيق سجادة سيربينسكي على مربع جوسيب بيانو.....
44	الشكل (26-2) هوائي بيانو متعرج.....
44	الشكل (27-2) مراحل تشكل هندسة شجرة فيثاغورث.....
45	الشكل (28-2) هوائي فيثاغورث متعدد المجالات.....
45	الشكل (29-2) هوائي فيثاغورث متعدد المجالات دائري.....
45	الشكل (30-2) هوائي منكوسكي.....
46	الشكل (31-2) هوائي منكوسكي مطور.....
46	الشكل (32-2) هوائي منكوسكي بشكل حرف T.....
47	الشكل (33-2) الهوائي التجزيئي التاجي.....
47	الشكل (34-2) هوائي شوكي تجزيئي.....
47	الشكل (35-2) هوائي سداسي سيربينسكي تجزيئي ثلاثي الحزمة.....
48	الشكل (36-2) هوائي سداسي تجزيئي ثلاثي الحزمة.....
48	الشكل (37-2) هوائي حلزوني مربع.....

الصفحة	
49	الشكل (2-38) هوائي واكلو سيربينسكي.....wacław Sierpinski
51	الشكل (3-1) معاملات تابع التجزيء.....
52	الشكل (3-2) تمثيل منحنى كوتش بواسطة IFS.....
52	الشكل (3-3) مراحل تشكيل منحنى كوتش بتطبيق IFS.....
53	الشكل (3-4) تمثيل سيربينسكي غاسكيت بواسطة IFS.....
53	الشكل (3-5) تمثيل أغصان شجرة بنظام IFS.....
54	الشكل (3-6) مبدأ IFS في عمل منحنى كوتش.....
54	الشكل (3-7) أشكال هندسية تقليدية، وأبعادهم.....
55	الشكل (3-8) رسم منظوري يبين الشكل على أنه ثلاثي أبعاد.....
55	الشكل (3-9) كيفية تجزئي cantor set إلى مجموعات صغيرة متساوية.....
56	الشكل (3-10) العلاقة بين s, n, and D.....
56	الشكل (3-11) بناء القطعة المستقيمة، والمربع، والمكعب بناء على وحدات طولية.....
57	الشكل (3-12) قيم n وفق كل ما S, D.....
57	الشكل (3-13) سجادة سيربينسكي.....
61	الشكل (3-14) المخطط الصندوقى لخوارزمية حساب البعد التجزئى.....
61	الشكل (3-15) أبولونيان غاسكيت.....
62	الشكل (3-16) شجرة طبيعية.....
62	الشكل (3-17) حساب البعد التجزئى لصورة شجرة طبيعية.....
64	الشكل (4-1) تغذية هوائي بتقنية خط نقل شريطي.....
65	الشكل (4-2) أبعاد هوائي رقي patch antenna.....
66	الشكل (4-3) تغذية هوائي بتقنية الناقل الشريطي.....
66	الشكل (4-4) التغذية بواسطة ناقل كبل محوري.....
67	الشكل (4-5) تغذية الهوائي المقرونة بالفتحة.....

الصفحة	
67	الشكل (4-6) تغذية الهوائي بالتجاور.....
68	الشكل (4-7) تغذية الهوائي CPW.....
72	الشكل (5-1) نقط لبيان حالة التيارات عندها.....
73	الشكل (5-2) الهوائي الحلزوني المتعلق بالزاوية.....
73	الشكل (5-3) هوائي حلزوني متعلق بالزاوية بأربع أذرع ($EF = 2.32$).....
74	الشكل (5-4) هوائي حلزوني متعلق بالزاوية بأربع أذرع ($EF = 4.64$).....
74	الشكل (5-5) هوائي ديبول ملفوف ثلاث لفات.....
75	الشكل (5-6) منحني S_{11}
75	الشكل (5-7) هوائي ديبول حلزوني خمس لفات.....
75	الشكل (5-8) منحني S_{11}
76	الشكل (5-9) هوائي حلزوني خمس لفات مع بنية zic-zac.....
76	الشكل (5-10) منحني S_{11}
76	الشكل (5-11) هوائي ملفوف خمس لفات متناقص العرض.....
77	الشكل (5-12) منحني S_{11}
77	الشكل (5-13) الهوائي التجزيئي المقترح.....
78	الشكل (5-14) منحني S_{11} للهوائي المدروس.....
78	الشكل (5-15) المخطط الإشعاعي للهوائي المدروس.....
80	الشكل (5-16) هوائي تجزيئي خماسي من المرحلة الثالثة.....
80	الشكل (5-17) التباعد بين رأس الخمس الداخلي ومنتصف ضلع الخمس الخارجي.....
81	الشكل (5-18) S_{11} في حال التباعد بمقدار 0.1 mm.....
81	الشكل (5-19) S_{11} في حال التباعد بمقدار 0.5 mm.....
82	الشكل (5-20) S_{11} في حال التباعد بمقدار 1.0 mm.....

الصفحة	
82	الشكل (21-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 5.5 GHz
83	الشكل (22-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 6.8 GHz
83	الشكل (23-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 7.8 GHz
83	الشكل (24-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 8.9 GHz
84	الشكل (25-5) المرحلة الثانية من التجزيء للهوائي الخماسي
84	الشكل (26-5) S_{11} لمرحلة التجزيء الثانية من أجل تباعد 0.1 mm
84	الشكل (27-5) S_{11} لمرحلة التجزيء الثانية من أجل تباعد 0.5 mm
85	الشكل (28-5) S_{11} لمرحلة التجزيء الثانية بنسبة تصغير للهوائي تقارب 0.71
85	الشكل (29-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 5.5 GHz
85	الشكل (30-5) الهوائي التجزيئي من المرحلة الثالثة بتباعد 0.1mm
86	الشكل (31-5) S_{11} للمرحلة الثالثة للتجزيء بتباعد مقداره 0.1 mm
86	الشكل (32-5) S_{11} للمرحلة الثالثة من التجزيء بتباعد مقداره 1 mm
86	الشكل (33-5) S_{11} لمرحلة التجزيء الثالثة بنسبة تصغير للهوائي تقارب 0.6
87	الشكل (34-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الثالثة للتجزيء عند التردد 5.5 GHz
87	الشكل (35-5) الهوائي التجزيئي المربع المطور
88	الشكل (36-5) المرحلة الأولى من التجزيء
88	الشكل (37-5) S_{11} للمرحلة الأولى من التجزيء
89	الشكل (38-5) المرحلة الثانية من التجزيء
89	الشكل (39-5) S_{11} للمرحلة الثانية من التجزيء
90	الشكل (40-5) المرحلة الثالثة من التجزيء
90	الشكل (41-5) S_{11} للمرحلة الثالثة من التجزيء
91	الشكل (42-5) مرحلة التجزيء الرابعة

الصفحة	
91	الشكل (43-5) S ₁₁ للمرحلة الرابعة من التجزيء.....
92	الشكل (44-5) مخطط إشعاع الهوائي المربع التجزيئي المطور.....
92	الشكل (45-5) الهوائي المربع التجزيئي المطور عملياً.....
92	الشكل (46-5) نتائج الاختبار العملي للهوائي المصنع.....
93	الشكل (47-5) هوائي تجزيئي شبه معين.....
93	الشكل (48-5) هوائي تجزيئي شبه معين مرحلة تجزيئي أولى.....
94	الشكل (49-5) هوائي تجزيئي شبه معين مرحلة تجزيئي ثانية.....
94	الشكل (50-5) هوائي تجزيئي شبه معين. مرحلة تجزيئي ثالثة.....
94	الشكل (51-5) البعد التجزيئي للهوائي التجزيئي شبه معين.....
95	الشكل (52-5) هوائي تجزيئي شبه معين عملي.....
95	الشكل (53-5) الطريقة الأولى للتغلب على الفراغات نتيجة سوء التنفيذ.....
95	الشكل (54-5) S ₁₁ للهوائي بالطريقة الأولى.....
96	الشكل (55-5) طريقة ثانية في التغلب على سوء التصنيع باستخدام تقنية الدمج.....
96	الشكل (56-5) S ₁₁ للطريقة الثانية في تطوير الهوائي.....
97	الشكل (57-5) كوتش مربع.....
97	الشكل (58-5) هوائي كوتش مربع دائري.....
98	الشكل (59-5) S ₁₁ لهوائي كوتش مربع دائري.....
98	الشكل (60-5) هوائي كوتش مربع دائري مع شق مرحلة أولى من التجزيء.....
99	الشكل (61-5) S ₁₁ لهوائي كوتش مربع دائري مشقوق درجة تجزيء أولى.....
100	الشكل (62-5) هوائي كوتش مربع دائري مطور مشقوق درجة 2.....
100	الشكل (63-5) S ₁₁ هوائي كوتش مربع دائري مطور درجة 2.....
101	الشكل (64-5) هوائي معين وعباد الشمس.....

الصفحة	
102	الشكل (65-5) S ₁₁ لهوائي المعينات وعباد الشمس.....
103	الشكل (66-5) هوائي المعينات المعزز والمطور.....
103	الشكل (67-5) S ₁₁ لهوائي المعينات المعزز والمطور.....
104	الشكل (68-5) هوائي معينات مطور.....
104	الشكل (69-5) S ₁₁ لهوائي معينات مطور.....

فهرس الجداول

الصفحة	
19	الجدول (1-1) مواصفات الجيل الأول
20	الجدول (2-1) مواصفات الجيل الثاني.....
23	الجدول (3-1) مواصفات الجيل الثالث
26	الجدول (4-1) مواصفات الجيل الرابع.....
30	الجدول (5-1) الترددات المستخدمة في أمريكا الشمالية واللاتينية.....
31	الجدول (6-1) الترددات المستخدمة في شبكات الجيل الرابع في أوروبا.....
31	الجدول (7-1) الترددات المستخدمة في شبكات الجيل الرابع في آسيا.....
32	الجدول (8-1) الكلف التقديرية للانتقال إلى تقنية الجيل الرابع في الهند.....
79	الجدول (1-5) مقارنة نتائج الهوائي المدروس مع هوائيات مرجعية أخرى.....
81	الجدول (2-5) مقدار S_{11} من أجل تباعد 0.1 mm
81	الجدول (3-5) مقدار S_{11} من أجل تباعد 0.5 mm
82	الجدول (4-5) مقدار S_{11} من أجل تباعد 1.0 mm
88	الجدول (5-5) المجالات الترددية للمرحلة الأولى من التجزيء.....
89	الجدول (6-5) المجالات الترددية لمرحلة التجزيء الثانية.....
90	الجدول (7-5) المجالات الترددية لمرحلة التجزيء الثالثة.....
91	الجدول (8-5) المجالات الترددية لمرحلة التجزيء الرابعة.....
96	الجدول (9-5) نتائج التوصيل الخارجي لهوائي بأشباه قطر دائرة.....
97	الجدول (10-5) المجالات الترددية للهوائي نتيجة الدمج.....
98	الجدول (11-5) نتائج هوائي كوتش مربع دائري.....
99	الجدول (12-5) المجالات الترددية لهوائي كوتش مربع دائري مشقوق.....
101	الجدول (13-5) المجالات الترددية لهوائي كوتش مربع الدائري للمرحلة الثانية من التجزيء.....
102	الجدول (14-5) المجالات الترددية لهوائي المعينات وعباد الشمس.....
103	الجدول (15-5) المجالات الترددية لهوائي المعينات وعباد الشمس.....
105	الجدول (16-5) المجالات الترددية لهوائي المعينات المطور.....
106	الجدول (17-5) مقارنة عرض مجال هوائي كوش الحلزوني مع دراسات مرجعية
107	الجدول (18-5) خواص الهوائيات التجزيئية المقترحة

قائمة بالمصطلحات المستخدمة (مرتبة حسب الأبجدية العربية)

Mobile network generations	أجيال الشبكات النقالة
mobile	نقال
service	خدمة
Frequency Modulation	تعديل ترددي
Data Capacity	سعة البيانات
Technology	تقنية
Voice	صوت
Data	بيانات (معطيات)
Advanced Mobile phone service	خدمة الهاتف النقال المتقدمة
Fax	فاكس
uplink	قناة صاعدة
downlink	قناة هابطة
carrier	حامل
timeslot	حيز زمني
logical	منطقي
traffic	معلومات
European Telecommunications Standards Institute	المعهد الأوروبي لمعايير الاتصالات
packet Switching	تبديل الرزم
Packet Routing	توجيه الرزم
Technology	تقانة
Overlay Network	شبكة متراكبة
Digital Modulation	التعديل الرقمي
fast scheduling	جدولة سريعة
Adaptive Modulation and Coding	التعديل والترميز المتكيفين
High Speed Packet Access	النفاز الرزمي عالي السرعة
High speed Downlink Packet Access	النفاز الرزمي عالي السرعة بالوصلة الهابطة
High Speed Uplink Packet Access	النفاز الرزمي عالي السرعة بالوصلة الصاعدة
Releases	إصدارات
Third Generation Partnership Project	الهيئة التشاركية الثانية لتطوير الجيل الثالث للاتصالات

Mobile multimedia	تعدد وسائط نقال
Global mobility support	دعم عالمي للحركية النقالة
Integrated wireless solution	حل لاسلكي متكامل
Customized personal service	خدمة شخصية متطورة
Long term evolution	التطوير بعيد الأمد
Worldwide Interoperability for Microwave Access	التشغيل البيني على النطاق العالمي للنفاز بالأمواج المايكروية
seamless	سلس
access network	شبكة النفاز
backhauling network	شبكة وصلة لتوصيل
controllers	متحكمات
base station	المحطة القاعدية
Equipment User	تجهيزة المستخدم
Subsystem	النظام الفرعي
Core Network	الشبكة المركزية
Evolved Packet Core (EPC)	شبكة رزمية مطورة
terminal	الطرفية
Skin Effect	الأثر السطحي
Fractal Antenna	الهوائيات التجزئية (الكسورية)
self-similarity	التشابه الذاتي
fractus	مكسور (مجزء)
Geometry	هندسة
Substrate	الطبقة العازلة
initiator	بادئ
generator	مولد
snowflake	نثرة الثلج
space-filling	ملء المساحة
monopole	أحادي القطبية
Iterated function system	نظام تابع التكرار
rotation	دوران
scaling	القياس

linear translation	الانسحاب الخطي
initial geometry	الشكل البادئ
Fractal Element Antenna FEA	العناصر التجزئية للهوائيات
Fractal Dimension	البعد التجزئي
preprective	المنظوري
transformation	تحويل
Conformality	التطابق والإسقاط
Hyperbolicity	اللوغاريتمات الطبيعية
Local maximality	القيمة الصغرى الأعظمية
transfer operator	معامل التحويل
determinants	المحددات
contraction	تقلصات
patch antenna	الهوائي الرقعي
coaxial feeding	تغذية محورية
approximate feeding	التغذية بالتجاور
effective	الفعلي
microstrip feed line	خط تغذية شريطي
Aperture coupled feed	التغذية المترابطة بالفتحة
Proximity coupled feed	تغذية الهوائي بالتقارب
feeder	المغذي
Coplanar waveguide feed	التغذية بدليل الموجة
microstrip	شريطي
minimization	تصغير
Spiral	الحلزوني
angle	زاوية
Archimedean	أرخميدس
high-order modes	الأنماط ذات الترتيب الأعلى
wrap-angle	زاوية الالتفاف
Equiangular	المتعلق بالزاوية
EF Expansion Factor	عامل التوسعة
bandwidth	عرض مجال

<i>multiband</i>	متعدد المجالات
<i>Vector Netwrok Analyzer</i>	محلل شبكات شعاعي
<i>Recomemdation</i>	التوصيات
<i>Wireless sensor</i>	الحساسات اللاسلكية
<i>Hybred</i>	هجين
<i>optimum</i>	الأمثلي

الهدف من البحث

يهدف البحث إلى تطوير هوائي تجزئي متعدد المجالات يدعم شبكات الجيل الرابع وتطبيقاته وقابل للعمل على المجالات الترددية لمنظومات مختلفة $4G - WiFi - WiMax - GSM - GPRS - Bluetooth$.

كما يهدف إلى دراسة الهوائيات التجزئية وتحليل أدائها، ووضع خوارزميات لحساب البعد التجزئي، مع كتابة البرمجية المناسبة واختبار الخوارزمية من خلال بعض الأمثلة التصميمية.

تطوير هوائي تجزئي يستند لبنية الهوائي الحلزوني عريض المجال قابل للعمل على مجال الترددات العالية جداً VHF للتطبيقات المذكورة أعلاه.

تصميم ثمانية هوائيات تجزئية بأشكال وبنى جديدة مع تنفيذها واختبار أدائها ومقارنة النتائج التصميمية لهذه الهوائيات مع أبحاث جديدة مشابهة للبنى المقترحة للوقوف على خواص وأهمية الهوائيات المقترحة.

مراعاة الأبعاد التصميمية والمواد المستخدمة للتصغير والأبعاد والجودة المطلوبة.

ترتيب الدراسة ومراحل إنجازها

اشتملت خطة البحث على:

1- تنفيذ دراسة مرجعية شاملة لمعظم الهوائيات التجزئية وأكثرها أهمية من حيث عرض مجالها وتعدد المجالات والأداء.

شملت الدراسة المرجعية أكثر من هوائي تجزئي، ثم تحليل أدائها واعتماد نتائج الأبحاث الحديثة كأساس لمقارنة نتائج الدراسة بها والاستفادة من خواصها التصميمية والتقنية.

2- تم إجراء دراسة رياضية تحليلية لخواص الهوائيات التجزئية لتطوير خوارزمية لحساب البعد التجزئي للهوائي وكتابة البرمجية الخاصة لهذه الخوارزمية واختبارها.

3- تصميم وتنفيذ واختبار هوائي تجزئي عريض المجال يناسب العمل على الترددات (410-480 MHz)، مع مقارنة خواص هذا الهوائي مع الدراسات المرجعية الحديثة.

4- تصميم وتنفيذ واختبار ثمانية هوائيات تجزئية مهمة جديدة تختلف عن البنى التقليدية.

5- تصميم الهوائيات التجزئية المقترحة باستخدام برمجيات عالية الدقة تعتمد طريقة العناصر المنتهية في حسابات بنية الهوائي وبارامترات الأساسية S_{11} والمخطط الإشعاعي.

6- تنفيذ كافة البنى التجزئية المقترحة واختبارها من خلال محلل اشبكات الشعاعي *Vector Network Analyazer* من شركة رودي وشوارز ذو الرمز (R&S®ZVH8) بالتعاون مع مخبر الهوائيات في مركز الدراسات والأبحاث العلمية.

7- مقارنة النتائج النظرية التصميمية مع نتائج القياس العملية ووضع الاستنتاجات بذلك.

8- نشر أربع مقالات عن نتائج الدراسة.

اشتملت الأطروحة على خمسة فصول وهي:

الفصل الأول : تضمن دراسة للأجيال الخلوية مع التركيز على المجالات الترددية العاملة ومتطلبات الهوائيات العاملة عليها.

الفصل الثاني : اهتم بالدراسات المرجعية الرئيسية للهوائيات التجزئية وخاصة تلك التي تدعم الحزم الترددية اللازمة للعمل مع الجيل الرابع للاتصالات الخلوية والتطبيقات الأخرى.

الفصل الثالث : اهتم بالدراسة التحليلية والموديل الرياضي للهوائيات التجزئية.

الفصل الرابع : تم فيه تطوير خوارزمية بسيطة وجديدة لتصميم وحساب البعد التجزئي للهوائي مع كتابة برمجية خاصة واختبار الخوارزمية باستخدام مجموعة مناسبة من الأمثلة.

الفصل الخامس : عالج تصميم هوائي تجزئي عريض المجال مناسب للعمل في مجال الترددات المنخفضة نسبياً لعمل هذا النوع من الهوائيات (410-480 MHz).

مع الاهتمام بالنواحي التصميمية المتعلقة بالمواد المناسبة وخواصها والأبعاد التصميمية، إضافة إلى التركيز على التنفيذ وتحليل الأداء من خلال اختبار الهوائي المنفذ باستخدام محلل شبكات شعاعي.

تم في هذا الفصل تصميم وتحليل أداء ثمانية هوائيات تجزئية جديدة تختلف في أشكالها وبنيتها عن الهوائيات التجزئية التقليدية.

اهتم الفصل بإظهار الاستجابة الترددية والخواص التصميمية الأخرى لكل هوائي ومقارنة خواصه مع الدراسات المرجعية الأخرى، وكذلك عملية التنفيذ والاختبارات اللازمة مع تحليل نتائج القياس والاختبار عموماً وأثر جودة التنفيذ في وجود بعض الانزياحات وعدم التطابق التام بين الدراسات التحليلية والتصميمية مع نتائج القياس.

وأخيراً نتائج الدراسة والأعمال المستقبلية إضافة إلى بعض الملاحق والمراجع المعتمدة.

الفصل الأول

الشبكات الخلوية ومنظوماتها Cellular Networks and Systems

1.1 مقدمة Introduction

مرت تقنية الاتصالات اللاسلكية عبر مراحل تقنية مختلفة من التطور من حيث الأداء والفعالية. ويعد الطيف الترددي المصدر الوحيد لهذه التقنية، إلا أنه مستخدم بشكل كامل في مجال الترددات اللاسلكية للتطبيقات الحالية في أنظمة الاتصال اللاسلكي، إلا أن التطور الملحوظ خلال السنوات الأخيرة في التطبيقات اللاسلكية المستخدمة أصبح سريعاً جداً مع الزيادة الكبيرة في عدد المستخدمين والمستفيدين من هذه التطبيقات عبر العالم، ومن أهمها الأجهزة النقلة *mobile* والتي أصبحت جزء من الحياة اليومية لكل فرد.

يشكل الهوائي في نظام الاتصال اللاسلكي العامل الحاسم في استقبال الإشارة وإرسالها أي تحويل الإشارة من شكلها الكهربائي إلى الشكل الكهرومغناطيسي وبالعكس.

2.1 منظومات الاتصال النقلة mobile systems

إن التقنية المستخدمة حالياً في أغلب أنظمة الاتصالات النقلة هي الجيل الرابع، والتي حسنت الأداء والفعالية في بيئة منظومات الاتصالات النقلة. فكل جيل من الأجيال السابقة أضاف مميزاته الخاصة للوصول إلى الجيل الرابع. فعلى سبيل المثال لبي الجيل الأول الهدف من نقل الإشارة الصوتية لأجهزة الجيل الأول، ولكن جاء الجيل الثاني ليخدم تحسين في التغطية والسعة تم تقديمها كمفهوم جديد، ليأتي الجيل الثالث ليخدم تحسين جيد في سرعة نقل البيانات بمجال عريض نسبياً والتي تم تغطيتها بشكل أفضل في الجيل الرابع [1].

1.2.1 الجيل الأول 1G

يعتبر الجيل الأول 1G الأساس الذي تطورت عنه المنظومات النقلة وهو نظام تماثلي، ومن الأمثلة عليه خدمة الهاتف النقال المتقدمة *Advanced Mobile phone service (AMPS)*، واعتمد على تقنية التعديل الترددي *frequency modulation* مستخدماً *(FDMA)* النفاذ المتعدد باقتسام التردد بسعة قناة 30 KHz والمجال الترددي من 824-894 MHz، وفي عام 1988 تم إضافة عرض مجال إضافي من 10 MHz وتم تطويرها في شيكاغو لتصل التغطية إلى 2100 ميل مربع. لقد بدأ هذا الجيل من عام 1970 بسعة نقل بيانات تصل إلى 2kbps فقط وهو مبين في الجدول (1-1) [2].

الجدول (1-1) مواصفات الجيل الأول

Generation	Starts from	Data Capacity	Technology	Stander	Multiplexing	Switching	Service	Main Network	Hand Off	Frequency
1 G	1970-84	2 kbps	Analog Wireless	AMPS	FDMA	Circuit	Voice only	PSTN	Horizontal	800-900 MHz

يتم تقسيم المنطقة الجغرافية في هذا الجيل إلى خلايا يتراوح قطرها بين 10 km إلى 20 km، بحيث يمكن إعادة استخدام التردد إلى خمس أو ست مرات بشكل أعظمي، كما أنه لا يمكن استخدام إعادة استخدام الطيف التردد في الخلايا المتجاورة، إلا أن المساوئ الأساسية في هذا الجيل هي أن الاتصال غير آمن وإمكانية التنصت على المكالمات ومعرفة رقم الطرفية بطريقة سهلة جداً مقارنة بالأجيال اللاحقة إلا أن هذا الجيل كان ذو ساعات محدودة، وشبكات تقتصر على توفير خدمات الاتصالات الصوتية التقليدية. كما كانت هذه الشبكات تفتقر إلى خدمات التجوال الدولي بسبب كون كل منها مخصصاً لسوق محددة، فقد أنشأت على سبيل المثال شبكات ألمانية وأخرى سويدية أو بريطانية، غير أنها كانت شبكات قطرية، و لم يكن هناك أي تجانس بين المواصفات الفنية الخاصة بكل منها [3].

2.2.1 الجيل الثاني 2G

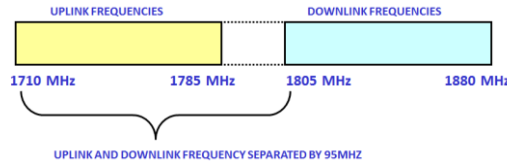
نتيجة للتطور السريع الذي شهدته التقنيات الرقمية، وعدم قدرة منظومات الجيل الأول على تلبية حاجات المستخدمين المتزايدة بدء العمل على تطوير وبناء منظومة تعتمد تقنيات رقمية من جهة، وتستند إلى معايير معتمدة في عدة بلدان من جهة أخرى، ما يضمن انتشاراً أوسع وأسرع لها فانتقل الجيل الثاني من النظام التماثلي إلى النظام الرقمي وبدأ في فنلندا عام 1991. وبقي هذا الجيل مستخدماً في معظم دول العالم، ويمكن من نقل الصوت والبيانات أيضاً. وقد تم استخدام تقنيتي نفاذ وهما *time division multiple access (TDMA)* النفاذ المتعدد باقتسام الزمن، و *code division multiple access (CDMA)* النفاذ المتعدد باقتسام الرمز. تم بدء العمل بالجيل الثاني في الولايات المتحدة منذ عام 1991 وقد مر هذا الجيل بثلاث مراحل، المرحلة الأولى وتمثلت بمنظومة IS-54 في عام 1991 وأطلق عليه 2G بمعدل نقل بيانات 10kbps يستخدم TDMA، ومنظومة GSM وينقل إشارة الصوت في المجال الترددي 850-1900 MHz بالنسبة لمنظومة GSM، والمجال 825-849 MHz بالنسبة لمنظومة CDMA، ومن ثم IS-95 ويدعى أيضاً 2.5 G بدأ بالعام 2000 بمعدل نقل بيانات 200kbps بتقنية تدعى *general packet radio service (GPRS)*، ويدعم رسائل الوسائط المتعددة، بمجال ترددي 850-1900 MHz ومن ثم *Enhanced Data for GSM Evolution (Edge)* ويرمز له ب IS-136 منذ عام 2003 بمعدل نقل بيانات 473 kbps معتمداً تقنية WCDMA النفاذ المتعدد باقسام الرمز العريض المجال بمجال ترددي 850-1900 MHz كما هو مبين في الجدول (2-1) [2].

الجدول (2-1) مواصفات الجيل الثاني

Generation	Starts from	Data Capacity	Technology	Standard	Multiplexing	Switching	Service	Main Network	Hand Off	Frequency
2 G	1990	10 kbps	Digital Wireless	CDMA TDMA GSM	TDMA CDMA	Circuit Packet	Voice Data	PSTN	Horizontal	850-1900 MHz(GSM) 825-849 MHz(CDMA A)
2.5 G	2000	200 kbps	GPRS	Supported TDMA/GSM	TDMA CDMA	Packet Switch	MMS internet	GSM TDMA		850-1900 MHz
2.75 G	2003	473 kbps	EDGE	GSM CDMA	TDMA CDMA	Packet Switch		WCDMA		850-1900 MHz

مجرد الانتقال من نظام تماثلي إلى رقمي كان له عدة ميزات وهي (إمكانية التكامل بين الإشارات الصوتية Voice، والبيانات Data، والفاكس Fax، وإمكانية استخدام تقنيات ضغط المعلومات الرقمية والذي سمح باستثمار أكبر للقناة، كما سمح بإضافة تقنيات تصحيح الخطأ، مع تأمين أكثر للاتصال من حيث تطبيق خوارزميات تشفير على الإشارة الرقمية، كما أصبح تقنية حزم القناة أكثر ديناميكية عما كانت عليه في الجيل الأول وقد تميزت هذه المنظومات عن سابقتها بحرص مطوريها على توفير خدمات الاتصال الهاتفي التقليدية بجودة عالية، إضافة إلى خدمات نقل البيانات، وإمكانية التجوال الدولي. [3]

يلاحظ من الشكل (1-1) وجود قناة صاعدة *uplink* وقناة هابطة *downlink*، إلا أنه في الجيل الثاني نميز بين مفهوم القناة الفيزيائية، *physical* حيث يكون كل حيز زمني *timeslot* عند الحامل *carrier* يتم الإشارة له بقناة فيزيائية، في حين القناة المنطقية *logical* معلومات متنوعة يتم نقلها بين الطرفية والمحطة تحوي معلومات عن حركة العبور *traffic* ومعلومات تحكم بالقناة. يتم اختيار ترددات منفصلة لكل من الوصلة الصاعدة والهابطة فعلى سبيل المثال كما هو موضح في الشكل (1-1) لحزمة ترددية على التردد 1800 MHz حيث يكون الحيز الترددي لكل قناة اتصال 200 MHz ، وتكون المسافة الترددية بين الوصلة الصاعدة والهابطة بمقدار 95 MHz . إن نظام *GSM*، الذي طُوِّرت مواصفاته الفنية ضمن جهود أوروبية مشتركة، بهدف إيجاد نظام موحد، يوفر خدمات الاتصالات بجودة عالية ضمن دول الاتحاد الأوروبي كلها، وتشرف على تطوير هيئة معترف بها في كل هذه الدول وهي "European Telecommunications Standards Institute" (*ESTI*) أو "المعهد الأوروبي لمعايير الاتصالات". وقد لاقت هذه المنظومة نجاحاً غير متوقعاً، ورواجاً تخطى حدود أوروبا وتجاوزها لتصبح في غضون سنوات قليلة المنظومة المهيمنة تجارياً وتقنياً في العالم أجمع.



الشكل (1-1) القناة الصاعدة والهابطة

وضعت المواصفات الفنية الأولى لنظام *GSM* كي يعمل في المجال الترددي المحيط بـ 900 MHz ، وخصص له نطاق عرضه 25 MHz ، غير أن الانتشار الواسع والسريع لهذا النظام، وتزايد عددا المشتركين على نحو غير متوقع، مما جعل النطاق الأساسي المخصص قاصراً على تلبية حاجات الشبكات المشغلة من حيث السعة المنشودة، لذا تنامت الحاجة إلى تخصيص نطاقات و مجالات ترددية إضافية له، إما بسبب عدم إتاحة مجال 900 MHz للاستخدامات المدنية في بعض البلدان، أو بسبب كون هذا المجال محدوداً. وقد تزايد عدد هذه النطاقات والمجالات الإضافية تدريجياً حتى وصل 14 نطاقاً ترددياً مختلفاً، تتوزع على مجالات ترددية تقع بين 380 MHz و 1900 MHz . وقد خصصت هذه النطاقات كلها لتوفير خدمات الاتصال وفق منظومة *GSM* و المنظومات المعدلة عنه، وتعبير آخر، هناك عدة أنظمة معتمدة تستند كلها إلى مواصفات *GSM* الأساسية، وتتباين بدرجة محدودة في ما يتعلق بالمكونات الخاصة بالأجزاء الراديوية ومعالجة الإشارة. هذا و يجري تميز هذه المنظومات بإضافة المجال الترددي المخصص إلى اسم النظام.

إلا أنه مع تطور شبكة الإنترنت، والانتشار الواسع لها، وإتاحتها أصنافاً جديدة ومبتكرة من طرائق وأغراض الاتصال، وهيمنتها كأداة ووسيلة لنشر وتبادل المعلومات، بذل مهندسو التطوير جهوداً حثيثة لإتاحة خدمات تبادل المعطيات الرزمية باستخدام البنية التحتية لنظام *GSM*. وقد شجع على ذلك الانتشار الواسع الذي حظي به هذا النظام، الذي جعل المحللين الاقتصاديين و خبراء التسويق يتنبؤون بعائدات مجدية لهذه الجهود. خصوصاً إذا روعيت الكفاءة العالية لتبادل المعطيات باستخدام تقنيات تبديل الرزم *Packet Switching* أو توجيه الرزم *Packet Routing*. وقد قادته هذه الجهود إلى إدراج ما يعرف باسم خدمات الراديوي الرزمي العمومي (*General Packet Radio Services (GPRS)*) كصنف جديد من التطبيقات

التي يتيحها النظام، و ذلك ضمن الإصدار المعروف باسم "الإصدار الثاني المحسن" "GSM-Phase 2+". هذا و من الممكن أن نقرأ من الاسم الكامل لمصطلح GPRS دالتين مهمتين:

- يؤكد تعبير "الراديو" على أن محور جهود الابتكار في التحسينات المتعلقة بـ GPRS يكمن في نقطتين: الأولى هي استخدام رابط صمم أساساً لنقل المعلومات بتقنية "تبدل الدارات"، كبنية تحتية لتبادل المعطيات وفق مبدأ "توجيه الرزم"، أما الثانية فهي مواءمة البروتوكولات الحاكمة لتبادل المعلومات عبر هذا الرابط كي تتوافق مع منظومة أو بنية بروتوكولات "Transmission Control Protocol (TCO)", "Internet Protocol (IP)"
- نقرأ من الاسم أيضاً ان التحسينات توصف تعبير "خدمات" "Services" و ليس "تقانة" "Technology"، إذ ان هذه التحسينات أدرجت على نحو لا يمس بنية شبكة GSM الأساسية (أي وفق الإصدار GSM-Phase2) ولا يتطلب استبدال أي من مكوناتها الجوهرية. وننوه في هذا السياق أن إدراج خدمات GPRS جرى تاريخياً بعد ان أنشأت العديد من لشبكات ضمن مناطق جغرافية واسعة، وأي تغييرا جوهري في بنية الشبكة كان سيقود إلى تكاليف غير مقبولة من ناحية مشغلي الشبكات. إضافة إلى ذلك، كان أي تعديل جوهري سيتطلب أيضا استبدال كافة الوحدات المتحركة المستخدمة في ذلك الوقت، وانقطاعا للخدمات وهذا دون شك كان سيؤدي إلى استياء المشتركين، لذا كان من الضروري أن تجري التعديلات على الشبكة على نحو يسمح بإدراج خدمات نقل وتبادل المعطيات كخدمات إضافية للخدمات الصوتية، وأن يكون توفير هذه الخدمات يستند إلى مكونات جديدة ضمن الشبكة، تعمل على نحو مستقل تقريبا عن المكونات الموجودة. لذا تمثل المكونات التي أضيفت إلى الشبكة الو خاصة بخدمات GPRS، شبكة موازية لشبكة GSM الأصلية، وهذا ما يطلق عليه تعبير الشبكات المترابكة "Overlay Network"، أي شبكة تنشأ عن إحلال مكونات جديدة ضمن شبكة أساسية.

تبرر النقطتان اللتان تقدم ذكرهما اختيار تعبير خدمات Services لتسويق كل ما يتعلق بنظام GPRS، كما تبرزان أيضا استخدام مصطلح "GPRS Network" في كثير من المصادر و المواصفات المعيارية للدلالة على هيكلية أو بنية الشبكة التي تتيح تبادل المعطيات. إضافة إلى ذلك، يشار إلى الشبكات التي تقدم خدمات GPRS بمصطلح "2.5G Network"، في دلالة على أنها تمثل تحسناً أو تطويراً لشبكات الجيل الثاني.

قاد تطلع مستخدمي الشبكات إلى معدلات نقل أعلى للمعطيات إلى تحسينات إضافية على نظام GPRS، تمس بالدرجة الأولى خطوات معالجة الإشارة، حيث أتاح إدراج تقنية "8 Phase Shift Keying (8PSK)" خيار إضافي لإنجاز خطوة "التعديل أو التضمين الرقمي" "Digital Modulation"، مضاعفة معدل نقل المعطيات ثلاث مرات تقريبا، والوصول إلى منظومة محسنة تعرف باسم "Enhanced Data Rates for GSM Evolution (EDGE)"، أو "Enhanced GPRS (EGPRS)". تعتبر هذه المنظومة جزءاً من منظومة GSM لأنه يقتصر على تحسينات لا تمس بنية الشبكة GSM/GPRS التقليدية، إذ أن العامل أو العنصر الأساسي الذي يميز تقنية EDGE عن GSM و GPRS هو

مبدأ التعديل الرقمي الإضافي، ولا يتطلب جعل المحطات الثابتة داعمة لهذا النظام سوى تزويدها بإصدارات متقدمة للبرمجيات التي تحكم عملها. لذا يشار إلى الشبكات التي تتيح خدمات EDGE بتعبير *2.74G Network* [4].

3.2.1 الجيل الثالث 3G

دفع نجاح شبكات الجيل الثاني للاتصالات الخلوية باتجاه دراسة إمكانية تطوير نظام عالمي موحد، في الشروط الفنية و التقنية اللازمة لتوفير تطبيقات لا تقتصر على خدمات الاتصال الهاتفي التقليدية، بل تتعداها لتشمل خدمات أخرى تحاكي في تنوعها تلك التي تتيحها شبكة الانترنت. وقد جرى تبني هذه الدراسات من قبل الاتحاد العالمي للاتصالات *ITU* ضمن مشروع أنشئ خصيصاً لذلك و أطلق عليه اسم *International Mobile Telecommunications 2000 (IMT-2000)*، حيث يحمل الرقم "2000" دلالة على المجال الترددي الذي جرى التوافق على اختياره لهذه المنظومة، وهو 200MHz. كان الهدف الأساسي من الجيل الثالث تأمين سرعة نقل بيانات أكبر مع المحافظة على أداء جيد مع دعم جودة الخدمة *Quality of Service (QoS)*، وتم تطوير هذه المنظومة في كل من اليابان وكوريا الجنوبية لأول مرة في عام 2001. وأيضاً بثلاث مراحل تطوير استخدمت جميعاً *CDMA* وعرض مجال ترددي من 1.6-2.5 GHz، بالنسبة للمرحلة الأولى وهي 3G أو *UMTS* أو *CDMA 2000*، والمرحلة الثانية كانت *HSDPA/HSUPA* بعرض مجال يصل إلى 2 Mbps، أما المرحلة الثالثة فقد انطلقت مع المرحلة الثانية في عام 2003 بمعدل نقل بيانات 30 Mbps وأطلق عليها *1xEVDO* وتميزت بسرعة عالية كما هو مبين في الجدول (1-3). [2]

الجدول (3 - 1) مواصفات الجيل الثالث

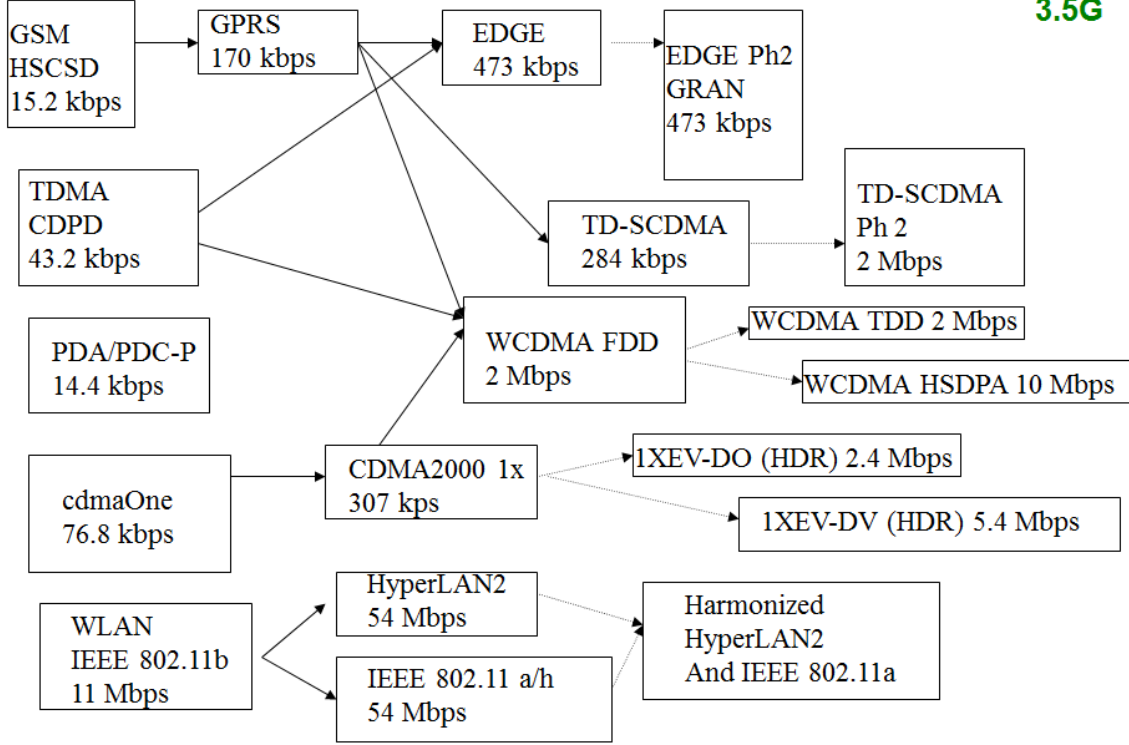
Generation	Starts from	Data Capacity	Technology	Standard	Multiplexing	Switching	Service	Main Network	Hand Off	Frequency
3 G	2001	384 kbps	Broadband /IP Technology FDD TDD	CDMA WCDMA UMTS CDMA2000	CDMA	Packet & Circuit	High Speed Voice/ Data/ Video	Packet Network	Horizontal	1.6-2.5 GHz
3.5 G	2003	2 Mbps	GSM/3GPP	HSDPA/ HSUPA	CDMA	Packet	High Speed Voice/ Data/ Video	GSM TDMA	Horizontal	1.6-2.5 GHz
3.75 G	2003	30 Mbps		1xEVDO	CDMA	Packet	High Speed Internet/ Multimedia		Horizontal	1.6-2.5 GHz

تم تطوير الجيل الثالث من قبل الاتحاد الدولي للاتصالات - قطاع مقاييس الاتصالات *ITU-T* وأطلق عليه اسم *IMT-2000*، كان أحد أسباب الانتقال إلى هذا الجيل، أنه في الجيل الثاني كان مخصص أربعة حيزات زمنية *time slots* من أجل البيانات *data* بمعدل 50 kbps والذي يعتبر ميزة في التطبيقات الحية، إلا أنه من أجل تطبيقات أخرى تبقى هذه الحيزات محجوزة حتى وإن لم يكن هناك بيانات ارسل عبر القناة، وبالتالي ضياع في المورد الطيفي، في حين أنه في الجيل الثالث *UMTS* أصبح معدل نقل البيانات يتراوح بين 144 kbps وحتى 2048 kbps وبشكل ديناميكي، فلم تعد محجوزة دوماً إلا أنه أصبح هناك تأخير بسيط، لكنه لا يؤثر على عملية نقل البيانات. وتطور الجيل الثالث إلى *HSPA* و *EV-DV* والتي دعمت طريقة التعديل والترميز المتكيفين *Adaptive Modulation and Coding*، وجدولة سريعة *fast scheduling*، ومحطات معززة في الأبراج *Enhanced Air Interface*. إن كلمة *HSPA High Speed Packet Access* النفاذ الرزمي

عالي السرعة ، أتى من دمج بروتوكولين في الاتصالات اللاسلكية وهما *High speed Downlink Packet Access* النفاذ الرزمي عالي السرعة على الوصلة الهابطة، و *High Speed Uplink Packet Access* النفاذ الرزمي عالي السرعة على الوصلة الصاعدة، والذي يحسن من أداء *WCDMA*. ويمكن تلخيص كل ما سبق في تطور الجيل الثالث في الشكل (1-2) [5]

3G Evolution

2.5G



الشكل (2-1) تطور الجيل الثالث

لقد تضافرت جهود الباحثين والجهات النازمة لقطاع الاتصالات في شتى انحاء العالم لوضع المواصفات الفنية لمثل هذه المنظومة الشاملة، الذي كان الغرض منه تحقيق انتقال نوعي إلى جيل جديد (أي "جيل ثالث") من خدمات الاتصالات الخلوية والتقنيات المستخدمة لإنجازها، يتبناه مشغلو الشبكات في العالم أجمع، وقد نجحت هذه الجهود في وضع مقترحات لمعايير مناسبة مثل هذا النظام، إلا أنها فشلت في توحيد هذه المعايير عالمياً. يرجع السبب في ذلك إلا أن الاستبدال الكامل والجذري لشبكات الجيل الثاني كان سيتطلب استثمارات كبيرة تعجز عن تحمل اعبائها الشركات المالكة والمشغلة للشبكات، لذا جرى التوافق على ايجاد أكثر من تقنية داعمة لخدمات الجيل الثالث، وعلى أن يكون الانتقال إلى الجيل الثالث تدريجياً، بحيث يمكن للمشغلين استثمار الشبكات القائمة لأبعد حد ممكن. وأسفرت الجهود الرامية لتوحيد المعايير عالمياً إلى استحداث جهتين أساسيتين معنيتين وضع المواصفات الفنية لمنظومات الاتصالات الجوال.

الأولى هي مشروع شراكة الجيل الثالث *Third Generation Partnership Project (3GPP)*، وهي جهة تضم كبرى الشركات المصنعة لتجهيزات الاتصالات ، ممثلين عن الجهات المشغلة للشبكات، كما يشارك في نشاطاتها أهم الجهات الرسمية و الحكومية النازمة لقطاع الاتصالات.

تصدر هذه الجهة توصيات مفصلة تتعلق بالمواصفات التي تختص بكل جزء من اجزاء الشبكة، وتكتسب هذه التوصيات صفة رسمية عندما تشترط الجهات الحكومية النازمة للترددات والمناحة لتراخيص تشغيل الشبكات، أن يكون

توفير الخدمات للمشاركين و اختيار الأجهزة المكونة للشبكة موافقا للمعايير الفنية التي تشملها التوصيات الصادرة عن 3GPP. تمثل 3GPP أيضا الجهة المسؤولة عن وضع خارطة ترسم معالم النقلات النوعية في منظومات الاتصالات الخلوية، بدءاً بنظام GSM، مروراً بنظم الجيل الثالث، ووصولاً إلى مواصفات شبكات الجيل الرابع من الاتصالات. وبشرت طور الانتشار الفعلي خلال الأعوام الثلاث الأخيرة. و تميز هذه الخارطة بين النقلات المختلفة بتسمية "إصدارات" متعددة "Releases" للتوصيات، يغطي كل منها مجموعة من التحديثات المقترحة لأجزاء متفرقة من الشبكة. يجدر التنويه أيضا إلى ان كل المواصفات المعيارية التي كانت صدرت من قبل المعهد الأوروبي لمعايير الاتصالات ETSI، والتي تشمل إصدارات GSM لغاية GSM-Phase2+، قد جرى تبنيها من قبل 3GPP، و صارت جزءا من التوصيات التي تشرف على متابعة إصدارها.

أما الجهة الثانية التي يجدر ذكرها في هذا السياق فهي "Third Generation Partnership Project" (3GPP2)، أي "الهيئة التشاركية الثانية لتطوير الجيل الثالث للاتصالات"، والتي تعنى على نحو أساسي بوضع الخارطة المتعلقة بتطوير منظومات الاتصالات انطلاقاً من منظومة cdma-one المنتشرة في الولايات المتحدة و إلى حد ما في اليابان و كوريا الجنوبية. وتصدر هذه الجهة كذلك مقترحاتها لتصب في إصدارات متجددة.

استناداً إلى ما سبق، يشمل تعبير "الجيل الثالث" مجموعتين أساسيتين من المنظومات:

الأولى هي المنظومات التي تشملها توصيات 3GPP، والتي تتباين من حيث تفاصيل التقنيات النازمة للرباط الراديوي. تندرج كل هذه الأنظمة ضمن المصطلح الجامع لها و هو "Universal Mobile Telecommunications Services (UMTS)"، الذي أصبح مرادفاً مباشراً لتعبير الجيل الثالث. وقد اعتمدت هذه المنظومات في بعض أجزائها على نظام GSM، وقد لاقت انتشاراً واسعاً في كل دول العالم.

أما الثانية، فتشمل منظومة رئيسية تعرف بـ "CDMA-2000"، انبثق عن توصيات 3GPP2، و يمثل تطويراً لنظام CDMA-One الأمريكي، لذا لم يلق انتشاراً إلا في المناطق التي تهيمن عليها هذه المنظومة. هذا وقد بدأ تأثير 3GPP2 يتضاءل بسبب توسع انتشار أنظمة الجيل الرابع، التي تعتمد خارطة التطوير المرسومة من قبل 3GPP.

لقد تمثل الانتقال النوعي من الجيل الثاني إلى الجيل الثالث وفق خارطة 3GPP في استخدام تقنية جديدة لإتاحة نفاذ عدد كبير من المشتكين إلى موارد وخدمات الشبكة، و في توسعة عرض النطاق الترددي الذي يتيح النظام لكل مشترك. و قد ساعد ذلك في الوصول إلى معدل نقل للمعطيات على الرباط الراديوي يصل - ضمن ظروف انتشار مثالية - إلى 2Mbps.

جرى تبني هذه المبادئ ضمن الإصدار الأولي لأنظمة الجيل الثالث و الذي يعرف باسم 3GPP-Release 99، وقد تبعتها تحسينات جذرية عديدة رافقت الإصدارات الأولى، و قد كان محور أهم هذه التحسينات ما يلي:

- خفض تكاليف تشغيل الشبكات، و ذلك بالانتقال التدريجي من تقنيات تبديل الدارات إلى تقنيات تبديل الرزم بحيث يشمل هذا الانتقال أجزاء الشبكة كلها بما فيها الرباط الراديوي.
- إتاحة الوصول إلى معدلات مرتفعة جداً لتبادل المعطيات، وذلك بإدراج أنماط متقدمة للتعديل الرقمي ضمن خيارات النظام، واستخدام آليات ابتكرت خصيصاً لرفع فعالية توزيع استثمار الموارد الفيزيائية المتاحة على الرباط الراديوي، إضافة إلى أساليب متطورة لمعالجة الإشارة.

وقد أتاحت هذه التحسينات و غيرها - مجتمعة - الوصول بمعدل تبادل المعطيات إلى قيم تتجاوز 40Mbps، و ذلك اعتماداً على التقنيات الداعمة للخدمات المعروفة باسم "High Speed Packed Access Evolution (HSPA+)"، والتي يصفها الإصدار 7 Release.

أسوة بالنظم المحسنة عن الجيل الثاني يستخدم مصطلحا 3.5G و 3.75G لدلالة على النظم المحسنة و المطورة عن الإصدار الأولي لنظام UMTS، و يحمل هذان المصطلحان دلالة تسويقية بالدرجة الأولى، يستثمرها مشغلو الشبكات و مصنعو التجهيزات الخاصة بها، إذ ليس هناك توافق بين الجهات المعنية بوضع المعايير على القواعد الحاكمة لاستخدامات هذه التسميات.

4.2.1 الجيل الرابع 4G

مع تزايد الطلب على الاتصالات النقالة وتزايد عدد المشتركين فيها، الأمر الذي دفع بالانتقال للجيل الرابع لتأمين سرعة في نقل البيانات كافية لجميع المشتركين، مع جودة عالية وكلفة أقل، وسيكون الجيل الرابع مبنياً على تقنية شبكة بروتوكول الانترنت IP وإمكانية الوصول لسرعة من مرتبة 100 Mbps في حالة الحركة وحتى 1 Gbps عند حالة الثبات، مازال العمل في الجيل الرابع ما بين التطبيق والتطوير، وقد جرى إطلاق عبارة MAGIC لتعبر بشكل أكثر عنه وهي اختصار للوسائط المتعددة النقالة Mobile multimedia، في أي زمان ومكان، ودعم عالمي للحركية النقالة Global mobility support، حل لاسلكي متكامل Integrated wireless solution، وخدمة شخصية ملائمة حسب الطلب Customized personal service.

يتطلب الجيل الرابع دعم الشبكات الحالية مع التقنية الجديدة وذلك باستخدام OFDM, MC-CDMA, LAS-CDMA، و Network-LMDS، وذلك من أجل التأكد من حرية الحركة وعدم حصول أي خطأ في حال الانتقال من تقنية لأخرى. تندمج هذه التقنيات تحت مظلة 4G ويمكن تقسيمها إلى قسمين أساسيين، الأول هو التطوير بعيد الأمد (LTE) Long term evolution، والقسم الثاني هو النفاذ المايكرو والتشغيل عبر العالم Wi-MAX Worldwide Interoperability for Microwave Access، ويمتد مجال الجيل الرابع من 700 MHz وحتى 8 GHz وفق التقنية المستخدمة LTE أو Wi-MAX، وحسب البلد المطبق فيه ومعايير أخرى [6] كما هو مبين في الجدول (1-4)

الجدول (1-4) مواصفات الجيل الرابع

Generation	Starts from	Data Capacity	Technology	Standard	Multiplexing	Switching	Main Network	Hand Off	Frequency
4 G	2010	200 Mbps to 1 Gbps	LTE Wi Max	IP broadband LAN/WAN/PAN	MC-CDMA OFDM	Packet	Internet	Horizontal & Vertical	2-8 GHz

تم الانتقال للجيل الرابع لتلبية احتياجات تطبيقات الوسائط المتعددة multimedia من نقل للفيديو، وعمل مكالمات جماعية بالصوت والصورة، وغيرها الكثير وجميع هذه التطبيقات تتمحور حول توسعة عرض الحزمة المستخدم في الجيل الثالث، مما يتيح سرعة أكبر في نقل البيانات ويتم التطلع عبر الجيل الرابع للوصول إلى تجوال بلا انقطاع وسلس في الانتقال من شبكة إلى أخرى seamless، وتوحيد جميع الشبكات لتصبح عبارة عن انترنت ذكية متنقلة.

صدرت عن 3GPP في العام 2008 التوصيات الفنية المتعلقة بالإصدار Release 8، الذي يعتمد تقنية جديدة لتبادل المعطيات بين الشبكة و المشترك عبر الرابط الراديوي.

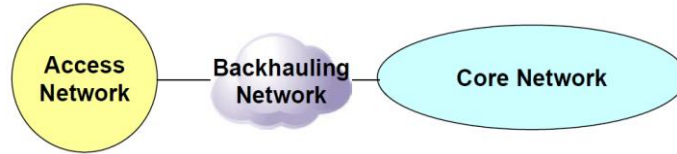
تستند هذه التقنية التي تعرف باسم Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) "إلى استخدام حوامل ترددية متعامدة لنقل الإشارة الراديوية، و يتيح هذا المبدأ - مع تحسينات أخرى عديدة أهمها استخدام نطاق ترددي لتبادل المعطيات يصل إلى 20MHz - الوصول بمعدلات تبادل المعطيات إلى قيم تتجاوز 100Mbps. و قد اصطلح على

تسمية المنظومات التي تعتمد هذه التقنية الجديدة بـ "منظومات الجيل الرابع" وذلك تحت اسم تقني جامع هو "Long Term Evolution (LTE)"، الذي يحمل دلالة على أن تطور الاتصالات الخلوية سيستمر امدا طويلاً، و بخطى حثيثة و متسارعة. و يكفي للتأكيد على ذلك أن هدف مطوري النظم هو الوصول بمعدلات نقل المعلومات إلى 1Gpbs (1000Mbps).

3.1 بنية شبكة الجيل الرابع Mobile four generation structure

تتألف شبكة الجيل الرابع من شبكة الولوج *access network* والمسؤولة عن توصيل الشبكة اللاسلكية *radio* ونقلها إلى الشبكة المركزية *core*، بشكل يحقق التجوال للمستخدم ضمن مناطق التغطية اللاسلكية. كما هو موضح في الشكل (3-1)، يتم التوصيل بين شبكة الولوج، والشبكة المركزية عبر شبكة وصلة التوصيل *backhauling network* التي تقوم بتوصيل محطات *controllers* المحطة القاعدية *base station* إلى الشبكة المركزية، ومسؤولة أيضاً عن وصل المحطات القاعدية مع محطاتها ضمن شبكة الولوج.

ما زالت شبكات الهاتف النقال مستمرة في التوسع عبر العالم، مع تحقيق نسبة نقل بيانات أسرع لتلبية المتطلبات التي تفرضها التطبيقات والخدمات المقدمة من شركات التشغيل المختلفة، مما يتطلب الكثير من الوثوقية من شبكة الربط الأساسية التي تربط عدد كبير جداً من المحطات القاعدية بعدد محدود جداً من المحطات المركزية.



الشكل (3-1) الوصل مع الشبكة المركزية

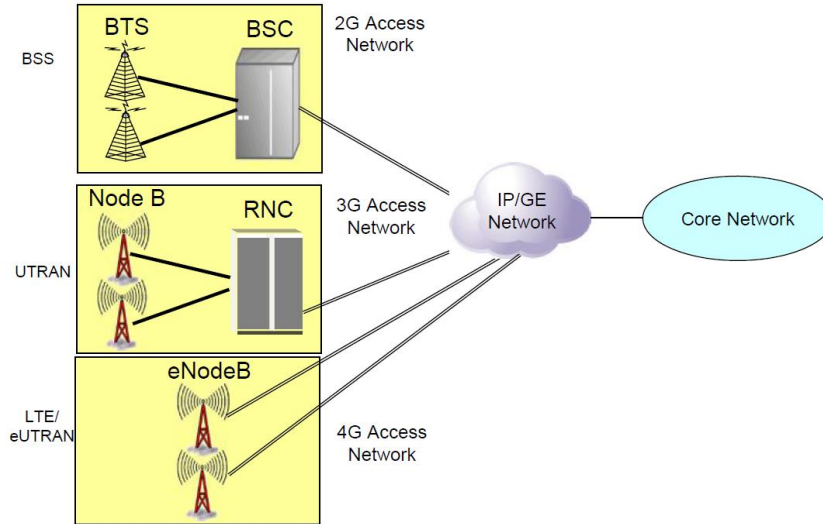
1.3.1 شبكة الولوج Access Network

تضمن هذه الشبكة التغطية الجغرافية من خلال التقسيم لخلايا *cells* والتي تتضمن التجهيزات المطلوبة فيزيائياً والبرمجيات للتواصل مع المستخدم النهائي بواسطة تجهيزة المستخدم *EU Equipment User*.

دعيت هذه الشبكة في الجيل الثاني بالنظام الفرعي للمحطة القاعدية *Base Station Subsystem*، والتي تتألف من أبراج *Base Transceiver Station (BTS)*، ومحطات المحطة القاعدية *Base Station Controller (BSC)*، حيث يرسل المتحكم إلى المستخدم بواسطة البرج الذي يقوم بتغطية هذا المستخدم فقط، ومن ثم يعيد إرسال المعلومات من الأبراج إلى المحطات المركزية، كما هو مبين في الشكل (4-1).

في الجيل الثالث أصبحت هذه الشبكة تدعى بـ *UTRAN*، شبكة النفاذ اللاسلكية حيث أصبحت الأبراج تدعى بالعقدة بي *Node B*، ومحطات هذه الشبكة اللاسلكية أصبحت تدعى *Radio Network Controller (RNC)*، كما هو مبين بالشكل (4-1).

أما في الجيل الرابع فقد تم دمج التقنيتين معاً وأصبحت الأبراج لديها القدرة على التخاطب مباشرة مع الشبكة المركزية، بدون الحاجة إلى محطات، وأصبحت تدعى بـ *eNodeB* كما هو مبين بالشكل (4-1).



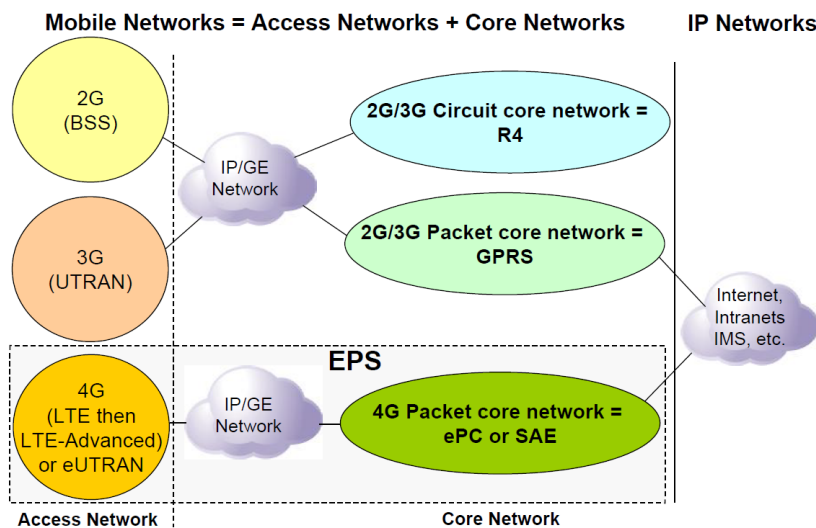
الشكل (4-1) مخطط شبكة النفاذ

2.3.1 الشبكة المركزية Core Network

تتألف الشبكة المركزية في تقنية الجيل الثاني والثالث مما يدعى التبديل بالدارات *circuit switched* والتبديل بالرزق *packet switched*.

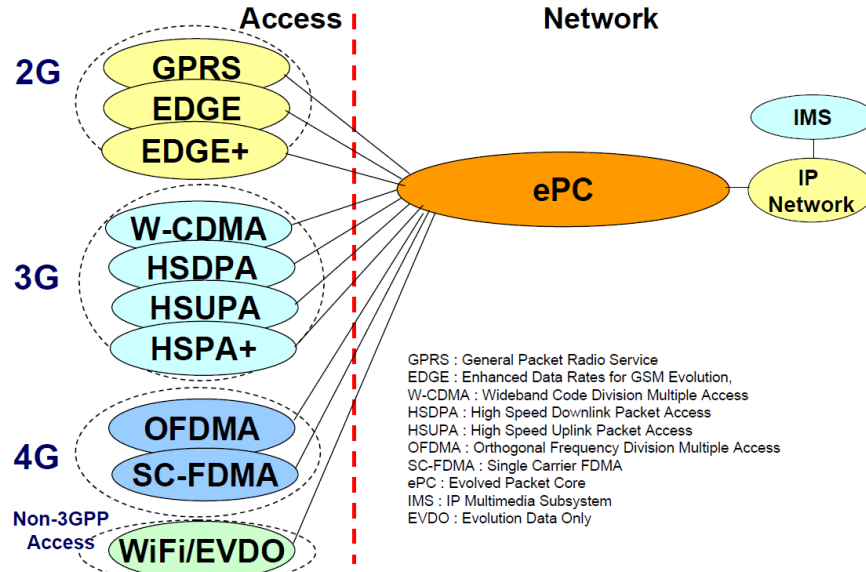
حيث نعتبر التبديل بالدارات أساساً للخدمة الهاتفية التقليدية، والتي تطورت لتدعى R4. أما شبكة تبديل الرزق فتدعى بـ GPRS، وهي التي توصل المستخدم بشبكة البيانات IP، وخدماتها.

في تقنية الجيل الرابع تم تقديم شبكة مركزية جديدة والتي تدعى شبكة البيانات المطورة *Evolved Packet Core (EPC)*، والتي تستخدم بآن واحد لخدمة الصوت *voice* والبيانات *Data*، حيث أصبحت الخدمات كلها مبنية على تقنية IP، كما هو مبين في الشكل (5-1). [2]



الشكل (5-1) مخطط الشبكة المركزية

حيث أصبحت الـ *ePC* تخدم كل من *GPRS*, *EDGE*, *W-CDMA*, *HSPA*, *HSPA+*, *LTE*, *WiFi*. كما هو مبين في الشكل (6-1).



الشكل (6-1) الخدمات التي تدعمها الشبكة المركزية للجيل الرابع

4.1 مبررات الانتقال إلى الجيل الرابع:

يسعى مشغلو شبكات الاتصال على مستوى العالم تطبيق شبكات معتمدة في بنيتها الأساسية على بروتوكول الانترنت IP فقط، أو ما يدعى *all-IP 4G*، ويعتبر السباق بين مشغلو الشبكات حاداً حيث يسعى كل مشغل إلى حجز أسهمه من المشتركين والسوق المتاحة له بتقديم الأجهزة المتوافقة مع الجيل الرابع والتي تتطلب تطبيقاتها عرض مجال عالي، على الرغم من أن النسخ المبكرة من *WiMax*، *HSPA+*، و *LTE* اعتبرت من قبل الاتحاد الدولي للاتصالات *ITU* بأنها تقنيات بداية الجيل الرابع *Pre-4G* إلا أن منظمة الاتصالات العالمية اعترفت بتقنيتين تم تصميمهم وفق معايير *IMT* متطورة وأنهم يلبون متطلبات الجيل الرابع الحقيقي، ألا وهي:

- تقنية *Mobile WiMax 2*، أو *IEEE 802.16m* والمعروفة أيضاً بشبكات المدن اللاسلكية المتقدمة *Wireless MAN-Advanced*.

- تقنية *3GPP LTE Advanced* وهي النسخة العاشرة من الجيل الرابع *LTE release 10*، تدعم كلا من تقسيم الطيف باستخدام التردد وباستخدام الزمن *FDD, TDD*.

مازال كل من هاتين التقنيات بحاجة إلى المزيد من التطوير قبل أن يتم استثمارهم بشكل تجاري في بداية عام 2012 وقد اعتمدت هيئة الاتصالات العالمية *ITU* تسمية *4G* على كل من *WiMax*، و *LTE* وجميع التقنيات الأخرى التي يتم البحث فيها لتلبي متطلبات الجيل الرابع.

ولقد تم في عام 2011 بدء عمل 11 شبكة جيل رابع يستخدمون *LTE-FDD*، إلا أنه مع التزايد المحدود والفقير للطيف الملائم والمناسب لتقنية *LTE-FDD*، بقيت بقية الشركات والمشغلات التي مازالت تعتمد على التقسيم بالزمن *TDD* تراقب عن كثب مشغلات الجيل الرابع الصينية التي بدأت بالعمل في أهم المدن المكتظة سكانياً والتي تدعم الترددات *2.3 GHz, 2.6 GHz*، ومع نجاح التجارب وانطلاقها بشكل ملحوظ في الصين بدأ 113 مشغل في 46 دولة مختلفة البدء بتطبيق تقنية الجيل الرابع، وبدأ استخدام جميع الأبحاث التي تم نشرها والعمل عليها في هذا المجال حيث زاد عدد المشتركين من 18 مليون مشترك في عام 2011 إلى 422 مليون مشترك في عام 2015، حيث مازال مشغلو الشبكات النقلة في بقية البلدان التي لم تنتقل بعد إلى الجيل الرابع يسعون حتى هذه اللحظة بتطوير البنية التحتية لشبكاتهم من أجل الانتقال إلى الجيل الرابع، والذي يعد بزيادة هائلة في عدد مشتركى الجيل الرابع.

كما ظهر العديد من البرامج والتطبيقات التي تساعد الشركات ومشغلي الشبكات النقلة على ذلك من أجل دعم الانتقال إلى *LTE* وكيفية تطوير البنية التحتية وتأثيرها على مجال عملهم وعلى كل من ميزات *Total cost of (TCO)* ، وأيضاً *Return of Investment (ROI)* باستخدام أدوات محاكاة *WiROI 4G*.

5.1 خطط تنفيذ شبكات الجيل الرابع *LTE-TDD*

تعمل شركات مشغلات الجيل الرابع بشكل فعال على الحصول على المزيد من الطيف الترددي، وتستثمر بشكل مكثف في البحث والتطوير في تقنيات شبكات الجيل الرابع، من أجل التسابق مع الشركات الأخرى واستقطاب العدد الأكبر من المشتركين، حيث أن معظم هذه الشركات تسعى لتزويد مشتركيها بأجهزة متوافقة مع الجيل الرابع اعتماداً على شبكة الجيل الثالث المتوفرة في تلك المناطق والتي يمكن تلخيصها كما يلي:

- *LTE* المعتمدة على بنية *EVDO Rev A, or B* كما هو الحال في شبكات *Verzion Wireless* أو شبكات *KDDI*.
- *LTE* المعتمدة على التطور من *W-CDMA*، و *HSPA+* شبكات العريضة المجال للجيل الثالث.
- *LTE* البديلة لشبكات *Wi-Max* لخدمات الهاتف النقال.

تم تلخيص تطور الشبكات في العالم حسب المنطقة لشركات مشغلات الجيل الرابع الرائدة بغض النظر عن تطبيقهم للجيل الرابع باستخدام الإرسال المزدوج بالزمن أو بالتردد، حيث أن الجيل الرابع باستخدام التقسيم بالزمن هو الذي ينتشر عالمياً لما يقدمه من تطوير مباشر لمن كان يستخدم تقنية *EVDO, TD-SCDMA, and Wi-Max*، والذي يعد متمم لتقنية التقسيم بالتردد.

كما أن تقنية التقسيم بالزمن ملائمة مع متطلبات حكومات هذه الدول من ناحية الطيف الترددي، حيث يتم اسناد عرض حزمة *100 MHz* على التردد *2.3 GHz* و عرض حزمة *50 MHz* على التردد *2.6 GHz*، والذي يلبي متطلبات الجيل الرابع.

يتم في أمريكا الشمالية واللاتينية تم استثمار الجيل الرابع وفق الترددات الموضحة في الجدول (5-1).

الجدول (5-1) الترددات المستخدمة في أمريكا الشمالية واللاتينية

COUNTRY	MOBILE OPERATOR	SPECTRUM BAND	DATE
US	MetroPCS	AWS 1.7/2.1 GHz	2010
US	Verizon Wireless	700 MHz	2010
US	AT&T	700 MHz	2011
US	LightSquared	L-band 1.6 GHz	2011
Canada	Rogers Wireless	700 MHz	2011
Canada	Bell Canada/Telus	AWS 1.7/2.1 GHz	2011
Mexico	America Movil	2.6 GHz	2011
Colombia	UNE EPM	2.5 GHz	2011
Chile	Entel PCS	2.6 GHz	2011
Brazil	Telefónica Movistar	AWS 1.7/2.1 GHz	2011
Argentina	Telefónica Movistar	AWS 1.7/2.1 GHz	2011

أما في الدول الأوروبية فإن الترددات المستخدمة لشبكات الجيل الرابع هي موضحة في الجدول (6-1):

الجدول (6-1) الترددات المستخدمة في شبكات الجيل الرابع في أوروبا

COUNTRY	MOBILE OPERATOR	SPECTRUM BAND	DATE
Sweden	Telenor/Tele2 TeliaSonera	2.6 GHz FDD	2010
Norway	TeliaSonera	2.6 GHz FDD	2010
Austria	Mobikom Austria	2.6 GHz FDD	2010
Poland	CenterNet/Mobyland Aero 2	1.8 GHz FDD 2.5 GHz TDD	2010 2011
France	Orange	2.6 GHz FDD	2011
Germany	Vodafone T-Mobile (DT) Telefónica O2	800 MHz FDD 2.6 GHz FDD 2.6 GHz TDD	2011
Italy	Telecom Italia, Wind	2.6 GHz FDD	2011-2012
Spain	Telefónica Vodafone	2.6 GHz FDD	2011
Czech Republic	Telefónica O2	2.6 GHz FDD	2010

أما في آسيا فإن ترددات شبكات الجيل الرابع مبينة في الجدول (7-1).

الجدول (7-1) الترددات المستخدمة في شبكات الجيل الرابع في آسيا

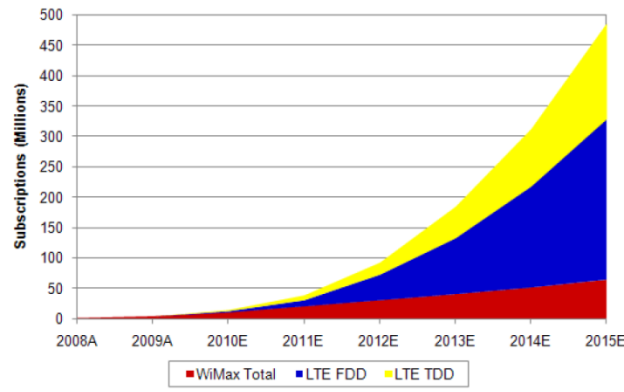
COUNTRY	MOBILE OPERATOR	SPECTRUM BAND	DATE
Japan	NTT Docomo Emobile (eAccess) Softbank/Willcom KDDI	2.1 GHz (FDD) 1.5 GHz (FDD) 2.5GHz (TDD) 800 MHz (FDD)	2010 2010 2011 2012
South Korea	SK Telecom	Not yet allocated	2011
China	China Mobile	2.3 GHz (TDD) 2.6 GHz (TDD)	2011
Hong Kong	CSL Ltd. PCCW	2.6 GHz (FDD) 2.6 GHz (FDD)	2010 2011
Taiwan	Chunghwa Telecom FarEasTone	2.6 GHz (FDD)	2011
Malaysia	Maxis Celcom DiGi	2.6 GHz (TDD) 2.6 GHz (FDD)	2011
India	Reliance Infotel, Qualcomm, Aircel, Bharti Airtel, Tikona, Augere, MTNL, BSNL	2.3 GHz (TDD)	2011
Australia	Telstra Optus	2.6 GHz (FDD) 2.1 GHz (FDD)	2011

وبين الجدول (8-1) التكاليف التقديرية للانتقال إلى الجيل الرابع حيث تكون كلفة الانتقال في مدينة دلهي فقط ولمشغل واحد وهو BHARTI سبعمائة وأربعة وثلاثون مليون دولار، ويمكن ملاحظة التكلفة النهائية لتغطية معظم الهند ولمشغل واحد فقط وهو InfoTel مليارين وثمانمائة وسبعة وسبعون مليون دولار.

الجدول (8-1) التكاليف التقديرية للانتقال إلى تقنية الجيل الرابع في الهند

SERVICE AREA	RELIANCE INFOTEL BWA	BHARTI AIRTEL 3G	BHARTI AIRTEL BWA	AIRCEL LTD 3G	AIRCEL BWA	QUALCOMM BWA	TIKONA BWA
Delhi	\$502	\$743				\$502	
Mumbai	\$514	\$727				\$514	
Maharashtra	\$205		\$205				
Gujarat	\$138						\$138
Andhra Pradesh	\$237	\$308		\$308	\$237		
Karnataka	\$346	\$354	\$346	\$354	\$0		
Tamil Nadu	\$463	328		328	463		
Kolkata	\$117		\$117	\$122			
Kerala	\$58			\$70		\$58	
Punjab	\$74		\$74	\$72			
Haryana	\$27					\$27	
Uttar Pradesh (E)	\$32			\$82			\$32
Uttar Pradesh (W)	\$41	\$115					\$41
Rajasthan	\$22	\$72					\$22
Madhya Pradesh	\$28						
West Bengal	\$16	\$28		\$28	\$16		
Himachal Pradesh	\$5	\$8					\$5
Bihar	\$22	\$45		\$45	\$22		
Orissa	\$14			\$22	\$14		
Assam	\$7	\$9		\$9	\$7		
North East	\$5	\$9		\$9	\$5		
Jammu and Kashmir	\$5	\$7		\$7	\$5		
Total in USD (Millions)	\$2,877	\$2,753	\$742	\$1,455	\$770	\$1,100	\$237

ورغم هذه التكاليف المرتفعة فإن عدد المشتركين في ازدياد، وما زال مشغولوا الجيل الرابع يستثمرون في تطوير شبكات الجيل الثالث إلى الجيل الرابع، وأكبر دليل على زيادة المشتركين مبين في الشكل (7-1) حيث يتبين لنا عدد المشتركين من عام 2011 إلى عام 2015.



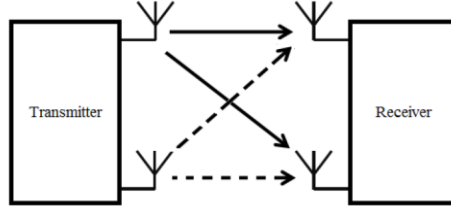
الشكل (7-1) ازدياد عدد المشتركين من عام 2011 وحتى 2015

6.1 تقانة تعدد المداخل / تعدد المخارج MIMO

تعتبر هذه التقانة من أحد أهم التقانات المقدمة في LTE R8.0 الجيل الرابع النسخة الثامنة، إن المبدأ الأساسي من استخدام هذه الهوائيات هو استخدام عدة هوائيات في كل من المرسل والمستقبل، لذا فلا بد من استخدام هذه الهوائيات في كل من المحطات القاعدية Base station والمحطات الطرفية terminal أو المستخدم لإتاحة الاستفادة من هذه التقنية في كل من الوصلة الصاعدة uplink والوصلة الهابطة down link.

الهدف من استخدام الهوائيات المتعددة هو تحقيق ربح متنوع على أكثر من مجال ترددي وبالتالي تحسين الأداء العام للمنظومة.

تم كما هو موضح في الشكل (8-1) اعتبار منظومة مؤلفة من هوائيين في الإرسال وهوائيين في الاستقبال، 2×2 حيث يتم إرسال معلومات مختلفة من كل هوائي يتم تجميعها وفرزها في المستقبل مما يؤدي إلى زيادة نسبة إرسال البيانات بنسبة الضعف.



الشكل (8-1) هوائيات 2×2 MIMO

ويتم فصل البيانات في المستقبل بالاستفادة من الرمز المرجعي *reference symbol*، ولمنع الاستقبال من إشارة الهوائي الآخر فلكل هوائي في هذه المصفوفة رمز مرجعي خاص به، [7].

7.1 خلاصة:

تم عرض تطور الأجيال الخلوية مع التركيز على متطلبات الجيل الرابع من سرعة نقل بيانات أكبر لتتوافق مع متطلبات التطبيقات الحديثة، والترددات المطلوبة لتصميم هوائيات متعددة المجالات وببرج جيد وهي الهوائيات التجزئية.

الفصل الثاني:

الهوائيات التجزئية *Fractal Antenna*

1.2 مقدمة Introduction

تمثل الهوائيات الواجبة الأساسية لأنظمة الاتصالات النقلة والتي تعتمد بدورها على الترددات الراديوية أو المكونية، ويعرف الهوائي بأنه العنصر الذي يقوم بتحويل إشارة كهربائية راديوية إلى موجة كهربية تنقل في الهواء. كما عرفه معهد مهندسي الكهرباء والإلكترونيات (IEEE).

مع تطور الاتصالات النقلة وتزايد التطبيقات عريضة المجال زاد الطلب على الهوائيات عريضة المجال ومتعددة الحزم الترددية، مع إمكانية توليفها وفق الحاجة التي تتطلبها منظومة الاتصال، كما أن من متطلبات من قبل تلك الشركات في تصميم منظومات الاتصال أن يكون الهوائي المستخدم أصغر ما يمكن.

من هنا كانت الهوائيات التجزئية الحل المناسب لهوائيات ذات حجم صغير وقابلة للعمل عند حزم ترددية متعددة. تتصف هندسة الشكل التجزئي بالتشابهية الذاتية *self-similarity*، فكل جزء من الشكل الهندسي هو نسخة مصغرة من الشكل الكلي. وتم إطلاق كلمة التجزئي من قبل ماندلبورت Mandelbort لتوصيف هذه العائلة من الأشكال المعقدة، والتي تملك صفات التكرارية والتشابهية الذاتيتين في بنيتها الهندسية [1].

يعد Mandelbrot المؤسس لهذا الصنف من الهندسة وهو أول من أطلق كلمة التجزئي *fractal* في عام 1975 انطلاقاً من الكلمة اللاتينية *fractus*، والتي تعني مكسر. هذا التصنيف ينطبق ويوصف العديد من النماذج الطبيعية كما هو مبين في الشكل (1-2)، والإحصاءات التحليلية، وغيرهم من النماذج المنتشرة حالياً في عالمنا، ولا تزال الأبحاث مستمرة للوصول إلى فهم وتحليل كامل لمعرفة العلاقات الرياضية بين الأمواج الكهربية وبنية الهوائيات التجزئية.



الشكل (1-2) بعض الأمثلة من الطبيعة عن الأشكال التجزئية

تعتبر الهوائيات التجزئية من المنحنيات التي تستفيد من المساحة التي تشكلها، بمعنى آخر إن الخصائص الكهربائية التي تتطلب حجم كبير يمكن بواسطة الهندسة التجزئية تقليصها بنفس الفاعلية، مما يسمح باستخدام هذه الهوائيات في تقنيات التي تتطلب التصغير في الحجم، وامتيزاً بالبنية التكرارية مما يسمح لها بالعمل عند مجالات ترددية متعددة [2].

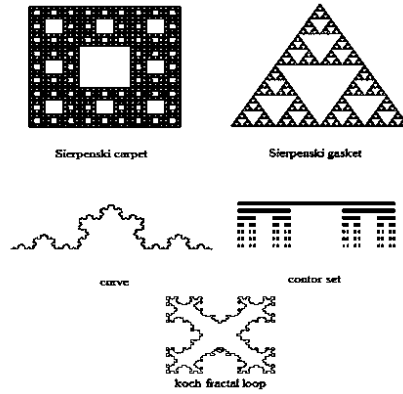
إن مهمة الهوائي هي إشعاع القدرة الكهربائية القادمة إليه من جهاز الإرسال في الجو المحيط به كقدرة كهربية أو استقبال القدرة الكهربية من الجو المحيط به وتقديمها كجهد كهربائي إلى جهاز الاستقبال.

يصمم الهوائي لإشعاع واستقبال الاستطاعة الكهربية وذلك بخواص اتجاهية وقطبية مناسبة للتطبيق المطلوب وأيضاً لتقليل الانعكاس عند نقطة الاتصال بين خط النقل والهوائي ومن ثم يجب معرفة ممانعة الهوائي ليتم وصله بخط النقل. تصنع الهوائيات بأشكال وأحجام مختلفة وتستخدم في الإرسال والاستقبال التلفزيوني والإذاعي وفي منظومات الاتصالات الراديوية والاتصالات الخلوية وأنظمة الرادار وفي عدة تطبيقات أخرى.

إن التجزيء منتشر في كل مكان فمن وجهة نظر علم الفضاء، يعتبر الكون عبارة عن تكرار على نطاق كبير جداً أو لا نهاية من التكرارات مختلفة القياسات. أما في مجال الطبيعة هناك الأشجار (أغصان، أوراق)، الطقس، التنبؤ بالطقس تغير تدفق الهواء، الاحتباس الحراري. وهكذا مروراً بعلوم الحاسوب، وعلم الميكانيك، الفيزياء السطحية، الطب، الاتصالات حيث يأتي موضوع البحث وهو الهوائيات التجزئية.

2.2 الهندسة التجزئية Fractal Geometry

هناك العديد من الأشكال التجزئية يمكن تطويرها في تصميم الهوائيات كما هو مبين في الشكل (2-2) [6].

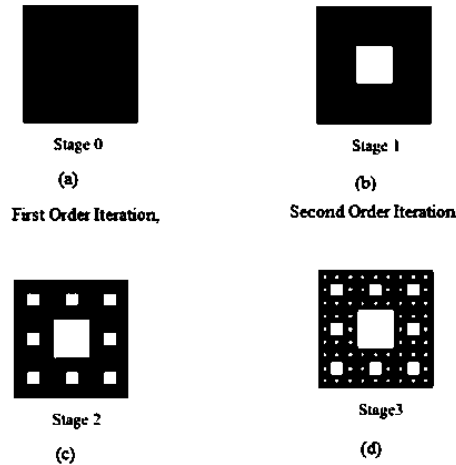


الشكل (2-2) بعض الأمثلة عن الأشكال التجزئية

يمكن تصنيف الهوائيات التجزئية ضمن الأصناف الآتية:

1.2.2 سجادة سيربينسكي Sierpinski Carpet

هوائي سجادة سيربينسكي هو تطبيق عدة تكرارات ناجحة عن رقعة مربعة كما هو مبين في الشكل (3-2) القسم (a) يمكن تعريفها على أنها المرحلة صفر من التكرار. حيث يتم إزالة مربع يكافئ ثلث بعد المربع الأساسي، ومتوضع في المركز وهو موضح في نفس الشكل قسم (b)، المرحلة اللاحقة ستكون بنفس الطريقة لكن سيكون بُعد المربع الذي ستم إزالته تسع مرات أصغر من المربع الأساسي والتي تليها أصغر بسبع وعشرون مرة كما هو مبين في القسمين (c) و (d) على الترتيب.



الشكل (3-2) المراحل الأربعة في هندسة سجادة سيربينسكي

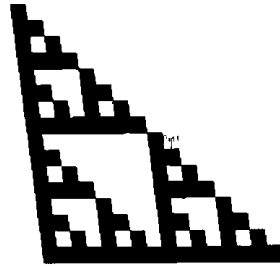
وهكذا يتابع بنفس الطريقة في إزالة مربعات بحيث يكون بعدها مساوي لثلث بعد المربع الذي في المرحلة السابقة. [7].

- هوائي سيربينسكي غاسكيت نصف مربع يعمل هذا الهوائي على الترددات 6.54 GHz ، 3.79 GHz ، 2.55 GHz ، 8.64 GHz وهو مبين بالشكل (4-2)، حيث تم العمل على نصف مربع عوضاً عن مربع كامل ليصبح الشكل الأساسي عبارة عن مستطيل مفتوح من أحد أطرافه، وجرى اجتزاء مستطيلات عوضاً عن المربعات التقليدية، مع إضافة نصف مستطيل على الجانب المفتوح ليندمج مع أحد المستطيلات الصغيرة المجتزئة [9].



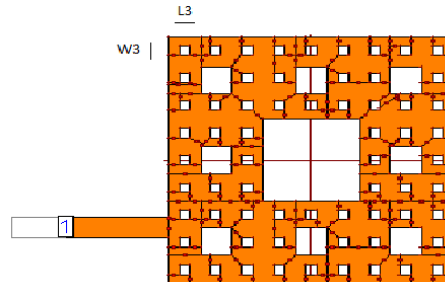
الشكل (4-2) هوائي سجادة سيربينسكي نصف مربع

- هوائي سيربينسكي مثلث يعمل على التردد 2.5 GHz مبين بالشكل (5-2) حيث جرى دمج بين تقنية سيربينسكي غاسكيت (المثلثات المتجزئة) وتقنية سجادة سيربينسكي (المربعات المتجزئة) وتصل الاستجابة الترددية عند هذا التردد إلى -20 dB . [10].



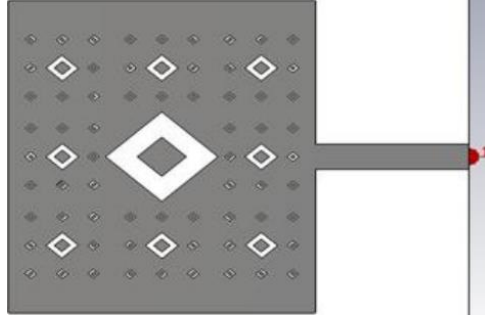
الشكل (5-2) هوائي سجادة سيربينسكي بشكل مثلث

- هوائي سيربينسكي آخر مطور يعمل على الترددات 14.6 GHz ، 14.3 GHz ، 7.9 GHz ، 7.4 GHz ، 5.3 GHz كما هو مبين في الشكل (6-2) حيث جرى العمل على تغيير طريقة تغذية الهوائي من منتصف الهوائي وإزاحتها إلى الربع السفلي من طرف الهوائي وتأثيرها على الاستجابة الترددية [11].



الشكل (6-2) هوائي سجادة سيربينسكي مطور

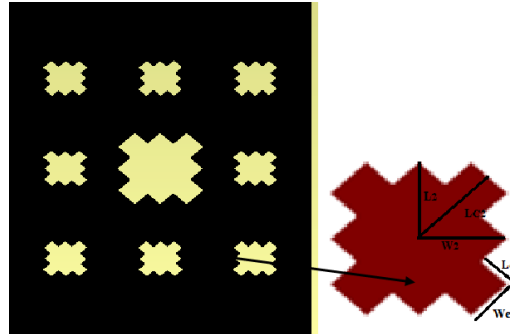
- هوائي سيربنسكي آخر يعتمد مبدأ المعين يعمل على الترددات 4 GHz ، و 4.6 GHz كما هو مبين بالشكل (7-2) حيث جرى اجتزاء معينات عوضاً عن المربع التقليدي، مع المحافظة على طول ضلع المعين مما غير من مسافة الاجتزاء الشاقولية والأفقية بين المعينات وتأثيرها على الاستجابة الترددية [12].



الشكل (7-2) هوائي سجادة سيربنسكي مبدأ المعين

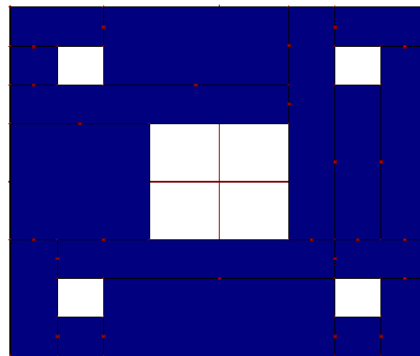
- هوائي سيربنسكي هيلبرت Hilbert Seirpinski

يعمل الهوائي على الترددات 1.87 GHz ، 3.0 GHz ، 4.38 GHz ، 5.12 GHz ، 5.53 GHz ويصمم كما هو مبين في الشكل (8-2) حيث يجري أولاً تدوير المربعات المجتزأة بزاوية 45° درجة، تغيير في حواف المربعات المجتزأة بالاستفادة من مبدأ كوتش Koch إنما على شكل مربع عوضاً عن مثلث، وأيضاً تغيير ضبط الأبعاد $scale$ وبيان تأثيرها على استجابة الهوائي واختيار النسبة الأفضل وفق المعايير التصميمية المتبعة لهذا الهوائي [13].



الشكل (8-2) هوائي سجادة سيربنسكي هيلبرت

- هوائي آخر يعمل على الترددات 3.7 GHz ، 5 GHz ، 9 GHz ، 11 GHz كما هو مبين في الشكل (9-2) وهو هوائي تقليدي يمثل المرحلة الثانية لهوائي سيربنسكي كاربنت وجرى البحث في مجال سماكة العازل $substrate$ للهوائي وتأثيره على إشعاع الهوائي [14].



الشكل (9-2) هوائي سجادة سيربنسكي

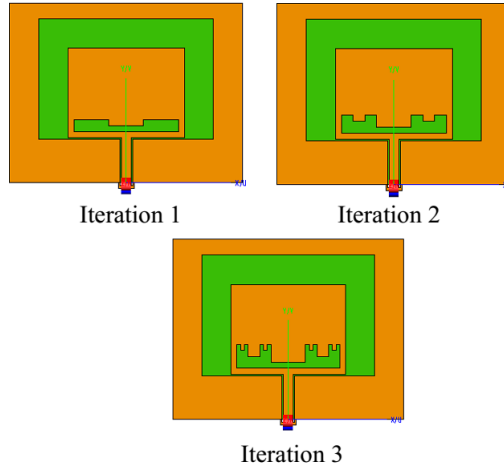
2.2.2 مجموعة كانتور Cantor Set

يتلخص مبدأ مجموعة كانتور، والتي تعد من أبسط أشكال التجزئية، باقتطاع ثلث قطعة مستقيمة وإبقاء الباقي، كما هو مبين في الشكل (10-2) أو مرحلة تتم باقتطاع ثلث المستقيم، ومن ثم يقطع ثلث من القطعتين المتبقيتين، وهكذا دواليك.



الشكل (10-2) مجموعة كانتور

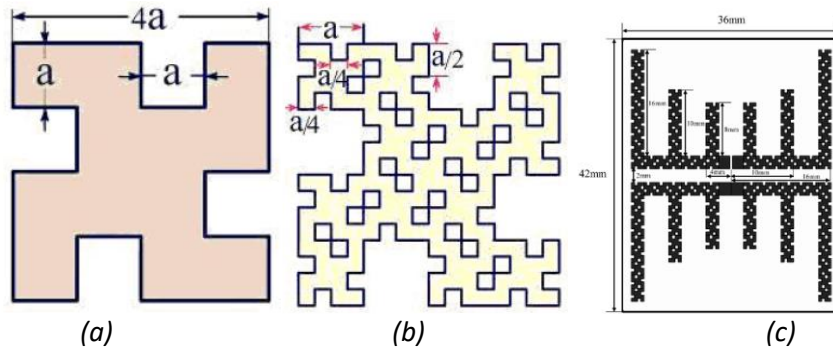
- جرى تطوير هوائي ثلاثي المجالات ليعمل عند ترددات LTE على التردد المركزي 1.8 GHz بعرض مجال 420 MHz وتطبيقات التعرف بواسطة الترددات الراديوية RFID وذلك في التردد المركزي 5.8 GHz بعرض مجال 400 MHz وعند التردد المركزي 8.2 GHz بعرض مجال 640 MHz الهوائي موضح بالشكل (11-2). حيث تم إضافة إطار معاكس لمجموعة كانتور على شكل حرف U معاكس للهوائي مما أضاف زيادة ملحوظة في عرض المجال نسبة للمجموعة التقليدية عند الترددات المنخفضة [15].



الشكل (11-2) المراحل الثلاثة لتجزئة هوائي كانتور

- هوائي تجزئتي مصغر microcosmic

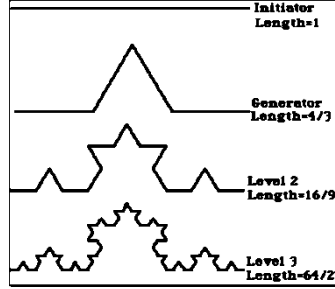
يعتمد هذا الهوائي في بنيته على مجموعة كانتور ويعمل على الترددات 1 GHz ، 1.75 GHz ، 2.5 GHz . وهو مبين بالشكل (12-2) حيث تم تطوير تقنية كانتور على مربع كما هو مبين بالقسم (a) من الشكل (12-2) بتقسيم المربع إلى 16 مربع صغير واقتطاعهم كما هو موضح في هذا القسم، وكما يبين القسم (b) المرحلة الثانية من هذا التجزئية. وتم دمج المرحلة الثانية هوائي شوكي ديبول (ثنائي القطب) أيضاً بأطوال محددة، وتأثيرها على الاستجابة الترددية [16].



الشكل (12-2) هوائي تجزئتي مصغر

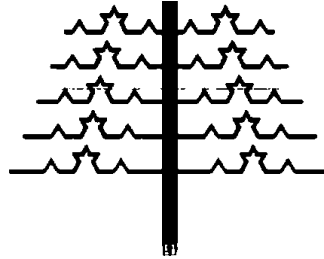
3.2.2 منحنيات كوتش Koch curves

تعد هندسة منحنيات كوتش بسيطة نسبياً مقارنة بالهندسات التجزئية الأخرى، حيث تبدأ بخط مستقيم كبادئ *initiator*. ومن ثم يتم تقسيم هذا الخط إلى ثلاث قطع متساوية، ويتم استبدال القطعة الوسطى باثنتين من نفس الطول. بهذا تكون المرحلة الأولى من التجزئة قد انتهت، وهي ما تدعى بالمولد *generator*، ومن ثم يتم تكرار نفس الطريقة كما هو مبين في الشكل (13-2) [8].



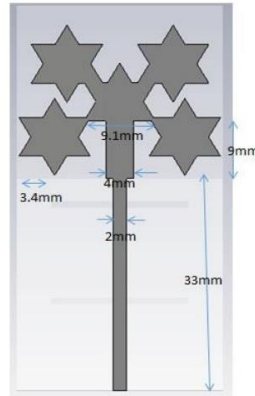
الشكل (13-2) مراحل تشكيل منحنيات كوتش

- هوائي كوتش لوغاريتمي دوري *log periodic Koch* يعمل هذا الهوائي المبين بالشكل (14-2) عند التردد 1 GHz والتردد 2.5 GHz حيث تم تكرار شكل كوتش نفسه مع تغيير طول الذراع في بداية الهوائي ونهايته مما عزز مقدار الاستجابة الترددية عند ترددات عمل هذا الهوائي [17]



الشكل (14-2) هوائي كوتش دوري

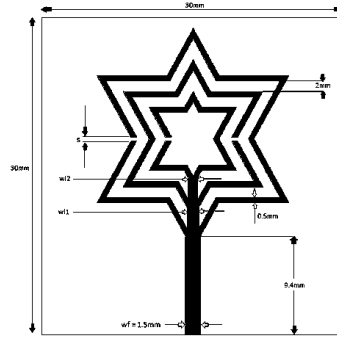
- هوائي كوتش ببنية نجمية يعمل عند التردد 2.2 GHz بعرض حزمة 500 MHz وهو مبين في الشكل (15-2) حيث تم تطبيق مبدأ كوتش على أضلاع مثلث متساوي الأضلاع وتكرار هذا المثلث وتوصيل المثلثات الأربعة بواسطة مثلث خامس في المركز، لتعزيز الاستجابة الترددية للهوائي عند تردد عمل الهوائي ليصل إلى -40 dB [18]



الشكل (15-2) هوائي كوتش نجمي البنية

- هوائي كوتش ندفة الثلج *snowflake*

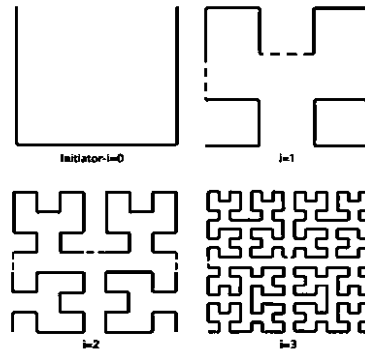
يعمل هذا الهوائي عند أربع مجالات ترددية وهي 900 MHz ، 2.25 GHz ، 3.6 GHz ، 5.5 GHz وهو مبين بالشكل (16-2) حيث جرى إضافة شق *slot* واحد في كل مثلث وبشكل متناظر في المثلث الذي يليه وهكذا، كما جرى تصغير نسبة كوتش الأفقية عن المعتاد كلما زادت مرحلة التجزء مما عزز في الاستجابة الترددية مع العمل على أكثر من تردد [19]



الشكل (16-2) هوائي كوتش ذو بنية نجمية

4.2.2 منحنيات هيلبيرت *Hilbert Curves*

يبين الشكل (17-2) مراحل تشكيل منحنيات هيلبيرت وهو عبارة عن حرف *U*، فكل مرحلة هي عبارة عن أربع نسخ من المرحلة السابقة *U* المتصلة مع بعضها.

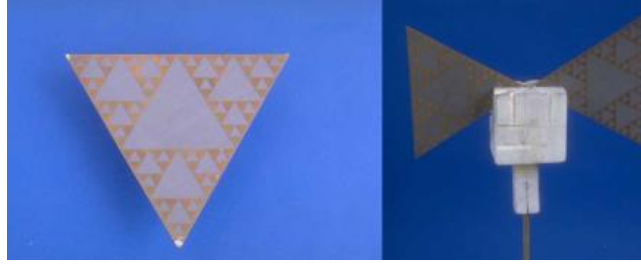


الشكل (17-2) المراحل الأربعة الأولى في تشكيل منحنيات هيلبيرت

تعد هذه التقنية من تقنيات ملء المساحة *space-filling*، وهذا واضح في المراحل المتقدمة بامتلاء شبه كامل للفراغ، كما تمتاز هذه التقنية بعدم وجود أي تقاطع في الخط المشكل لها على كامل المنحني. ويتم غالباً دمجها مع تقنيات هوائيات أخرى [9].

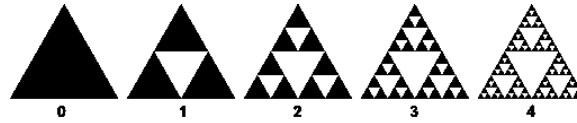
5.2.2 هندسة سيربينسكي غاسكيت *Sierpinski Gasket*

تعد هندسة سيربينسكي غاسكيت الأكثر دراسة وانتشاراً في تطبيقات الهوائيات، وقد تمت دراستها بشكل مكثف بالنسبة لتشكيل هوائي أحادي القطبية *monopole* أو ثنائي القطبية كما هو مبين في الشكل (18-2) [10]



الشكل (18-2) هوائي سيربينسكي غاسكيت أحادي القطبية وثنائي القطبية

هذا الهوائي عبارة عن مثلث متساوي الأضلاع في المرحلة صفر، ومن ثم يتم إزالة مثلث داخل المثلث الأساسي متوضع بحيث تكون رؤوسه هي منتصف أضلاع المثلث الأساسي لينتج تشكيل المرحلة الأولى وهكذا كما هو مبين في الشكل (19-2)

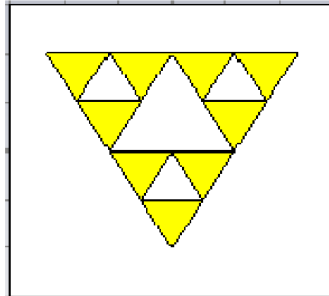


الشكل (19-2) مراحل تشكيل سيربينسكي غاسكيت

حيث تبين أن هذا التشابه المتكرر على قياسات مختلفة يؤدي إلى تشكيل هوائي متعدد المجال وتبين أن هذه المجالات يمكن التحكم بتردداتها بتغيير زوايا هذا المثلث ومن حيث عرض المجال يمكن التحكم بها بتغيير خصائص الطبقة العازلة المستخدمة في هذا الهوائي [11].

- هوائي سيربينسكي غاسكيت

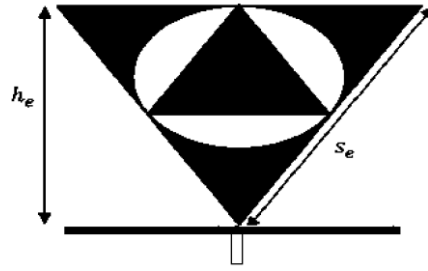
يعمل هذا الهوائي المبين في الشكل (20-1) على الترددات 3.52 GHz ، 2.83 GHz ، 1.36 GHz ، حيث جرى العمل على دراسة هوائي سيربينسكي ومحاولة تصميم أبعاده بالاعتماد على المحاكاة بالتجريب في برنامج CST بإدخال متغير كوحدة قياس طولي واختيار أفضل بعد للعمل على الترددات المطلوبة [20].



الشكل (20-2) هوائي سيربينسكي غاسكيت

- هوائي سيربينسكي غاسكيت دائري

يعمل هذا الهوائي المبين في الشكل (21-2) على الترددات 3.38 GHz ، 980 MHz ، وتم تصميم الهوائي باقتطاع دائرة مماسة للأضلاع الداخلية بدلاً من اقتطاع مثلث آخر من داخل المثلث الأساسي ومن ثم ملء رسم مثلث آخر في الفراغ تكون رؤوسه ملاصقة للدائرة المقطوعة سابقاً وفي منتصف أضلاع المثلث الأساسي مما حسن في استجابة الهوائي عند كلا الترددات ليصل إلى -35 dB [21].



الشكل (21-2) هوائي سيربنسكي غاسكيت دائري

- هوائي سيربنسكي الدائري المثلث *Triangular Circular Sierpinsky antenna*
تم تطوير هذا الهوائي للعمل على الترددات 1.7 GHz بعرض مجال 90 MHz و 2.4 GHz بعرض مجال 50 MHz، والهوائي مبين في الشكل (22-2) حيث جرى اعتماد نفس الفكرة في الفقرة السابقة مع تعزيز الوصل بين المثلثات بقنوات وصل في مناطق تماس الدائرة [22]



الشكل (22-2) الهوائي المثلث الدائري التجزئي

6.2.2 هندسة جوسيب بيانو Giuseppe Peano

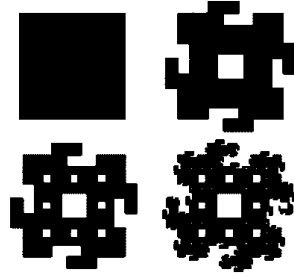
إن عملية تشكيل هذه الهندسة موضحة في الشكل (23-2) حيث يتم تقسيم القطعة المستقيمة إلى أربع قطع متساوية، ومن ثم إزالة القطعتين في الوسط بعكس بعضهم بمسافة ثمن القطعة المستقيمة مع تداخل بنفس النسبة بينهم ومن ثم توصيل بالطريقة المبينة بالشكل (23-2) كما يمكن تطبيقها على حواف مربع كما هو مبين في الشكل (24-2) و يمكن دمجه مع سجادة سيربنسكي كما هو مبين في الشكل (25-2) بالمحافظة على مبدأ سجادة مربع سيربنسكي وتغيير الحواف الخارجية للمربع الخارجي فقط.



الشكل (23-2) هندسة جوسيب بيانو



الشكل (24-2) مراحل تطبيق هندسة جوسيب بيانو على المربع

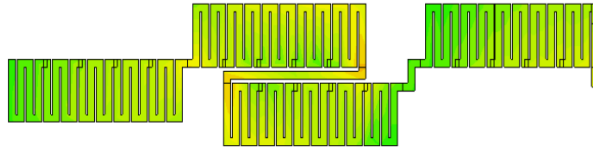


الشكل (25-2) تطبيق سجادة سيربينسكي على مربع جوسيب بيانو

يتم تغذية هذا الهوائي عن طريق خط شريطي *microstrip line*، تجدر الإشارة أنه في هذا الهوائي كلما زادت مراحل التجزئة كلما تناقص تردد العمل للهوائي، إلا أنه في هذا الهوائي لا يوجد جدوى من التجزئة أكثر من المرحلة الثانية، وذلك لزيادة تعقيد الهوائي وصعوبة تنفيذه عملياً [12].

• هوائي بيانو متعرج *peano-meander*

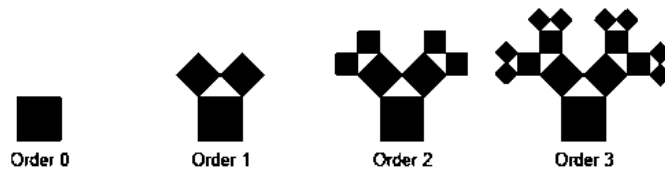
يعمل الهوائي على التردد 1.9 GHz والتردد 5.2 GHz وهو مبين بالشكل (26-2) حيث جرى إضافة ما يشبه أسنان المشط على كل قطعة مستقيمة من هوائي بيانو مما يترك شقوق (أحياز) *slots* متعددة وسماكة إضافية مما يعزز الاستجابة الترددية لتصل وسطياً إلى -27 dB [23]



الشكل (26-2) هوائي بيانو متعرج

7.2.2 هندسة تجزئة شجرة فيثاغورث *Pythagorean tree*

يبدأ بناء شجرة فيثاغورث بمربع، وفوق هذا المربع نضيف مربعين آخرين، كل منهما مصغر عن الأساسي بنسبة معينة وتكون زواياهم متوضعة بشكل متقابل لبعضهم البعض بحيث يترك مثلث فراغ في المنتصف كما هو موضح في الشكل (27-2)

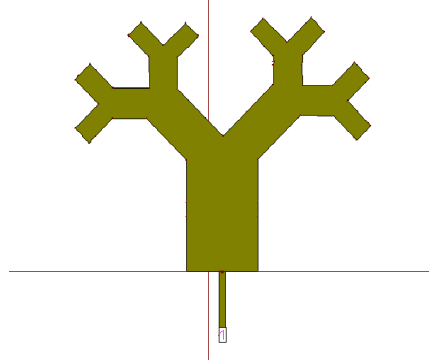


الشكل (27-2) مراحل تشكل هندسة شجرة فيثاغورث

ويتم تكرار تلك العملية في كل مرحلة تجزئة، وفي كل مرحلة تكون مساحة المربعات تساوي للمساحة التي قبلها بحيث تبقى المساحة بالمجموع لكل مرحلة مساوية لكل من المراحل اللاحقة أو السابقة [13].

- هوائي فيثاغورث متعدد المجالات

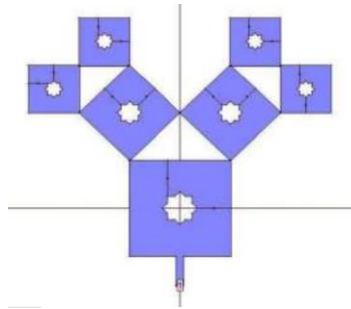
يعمل الهوائي على التردد 2.4 GHz ، 3.5 GHz ، 4.5 GHz ، 5.0 GHz كما هو مبين في الشكل (28-2) حيث تم اعتماد مستطيل مؤلف من مربعين متصلين ببعضهم ليصبح طول المستطيل مساوي لضعف عرضه، كما تم دمج المثلث الفارغ مع الشكل النهائي والذي انعكس بزيادة عرض المجال الترددي للهوائي [24].



الشكل (28-2) هوائي فيثاغورث متعدد المجالات

- هوائي فيثاغورث متعدد المجالات دائري

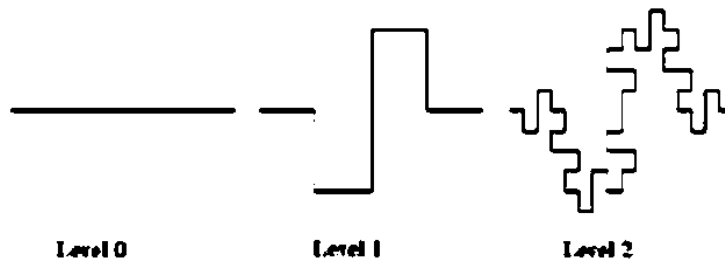
يعمل هذا الهوائي على الترددات 4.6 GHz ، 5.4 GHz ، 5.8 GHz كما هو مبين في الشكل التالي (29-2) حيث تم إضافة دائرة مفرغة في منتصف كل مربع وبمقياس يتبع لتغيير قياس فيثاغورث [25].



الشكل (29-2) هوائي فيثاغورث متعدد المجالات دائري

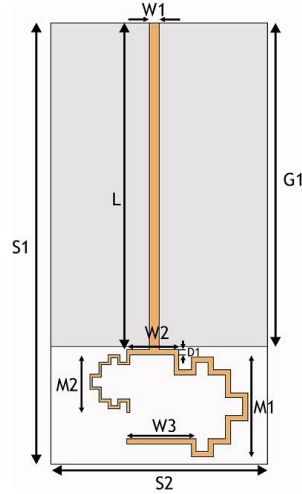
8.2.2 هوائي منكوسكي Minkowski

تقطع في هوائي منكوسكي القطعة المستقيمة إلى أربع أجزاء ومن ثم يجري إزاحة الجزئين في المنتصف بشكل شاقولي ومتعاكس بنفس طول هذا الجزء ومن ثم التوصيل بينهم كما هو موضح في الشكل (30-2) ويتم تكرار نفس العملية السابقة في المرحلة اللاحقة من التجزئة على كل قطعة مستقيمة



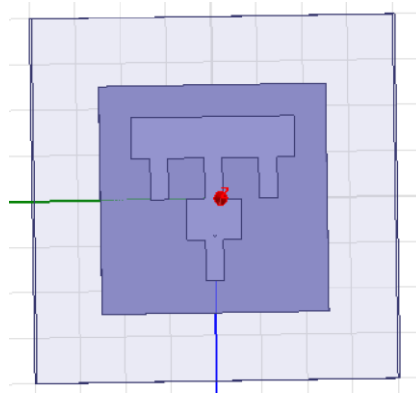
الشكل (30-2) هوائي منكوسكي

- تم العمل في هذا البحث على هوائي مينكوسكي على التردد 2.4 GHz بعرض مجال 200 MHz وعلى التردد 5.2 GHz بعرض مجال 300 MHz ، وعند التردد 5.8 GHz بعرض مجال 200 MHz كما هو مبين في الشكل (31-2) حيث تم اعتماد مبدأ هوائي الدايبول إلا أن الطرفين غير متناظرين بالحجم، وإنما أحد الأطراف هو نسخة مصغرة عن الطرف الآخر [26]



الشكل (31-2) هوائي مينكوسكي مطور

- هوائي منكوسكي على شكل حرف T تم العمل في هذا البحث على الترددات 4.0 GHz ، 4.5 GHz ، 6.0 GHz [27] كما هو مبين بالشكل (32-2) حيث نلاحظ أنه جرى تطوير بنية مينكوسكي ودمجها على شكل حرف T مع تغيير موضع التغذية لتكون في المنتصف.

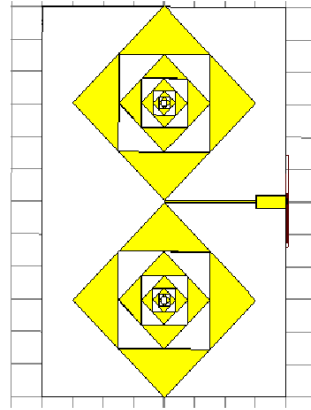


الشكل (32-2) هوائي منكوسكي بشكل حرف T

9.2.2 هوائيات تجزئية أخرى.

1.9.2.2 الهوائي التجزئي التاجي crown shaped fractal

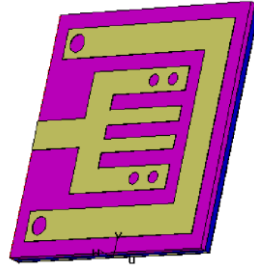
تم تصميم هذا الهوائي ليعمل على الترددات 1.3 GHz ، 1.9 GHz ، 4.6 GHz ، 5.2 GHz بعرض مجال لا يتجاوز 50 MHz لكل منها تقريباً كما هو مبين بالشكل (33-2) حيث يعتمد مبدأ الدايبول ومصمم على غرار هوائي سيرينسكي غاسكيت، إنما تم استبدال المثلث بمربع ويتم اقتطاع مربع رؤوسه هي منتصف أضلاع المربع الأساسي [27]



الشكل (33-2) الهوائي التجزئي التاجي

2.9.2.2 هوائي الشوكة التجزئي Fork fractal

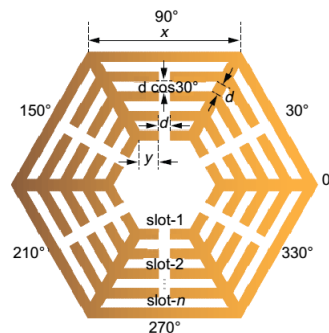
تم تصميم هذا الهوائي للعمل على ترددات عالية وببرج عالي لتصل استجابته الترددية حتى -55 dB عند التردد 10 GHz وعند التردد 8.2 GHz بعرض مجال 250 MHz وعند التردد 11.1 GHz بعرض مجال 350 MHz وهو مبين بالشكل (34-2). يتم تصميم الهوائي على شكل شوكة بعدة أفرع متساوية الطول إلا أنه تم اقتطاع دوائر صغيرة في طرفي الشوكة وبشكل مزدوج كما تم إضافة مربع مفتوح من جهة واحدة حول الهوائي الشوكي مع اقتطاع دوائر بمقياس متناسب بين عرض المربع وعرض أفرع الشوكة إن هذه التطويرات حسنت الاستجابة الترددية إلى مقدار 55 dB [28]



الشكل (34-2) هوائي شوكة تجزئي

3.9.2.2 هوائي فراكتل سداسي سيرينسكي ثلاثي الحزم

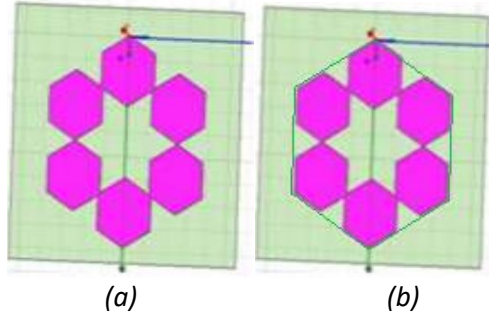
تم تصميم هذا الهوائي للعمل على الترددات 1.5 GHz ، 5.9 GHz ، 7.2 GHz وهو مبين بالشكل (35-2) وهو مشتق من عملية تكرار شكل مسدس بنسبة تصغير ثابتة، ويتم التوصيل بين هذه الأشكال عن طريق الوصل بين رؤوس المسدس كما تم إضافة شقوق في منتصف أضلاع المسدسات الداخلية لزيادة عرض المجال الترددي للهوائي [29]



الشكل (35-2) هوائي سداسي سيرينسكي تجزئي ثلاثي المجال.

4.9.2.2 هوائي سداسي فراكتل ثلاثي الحزمة

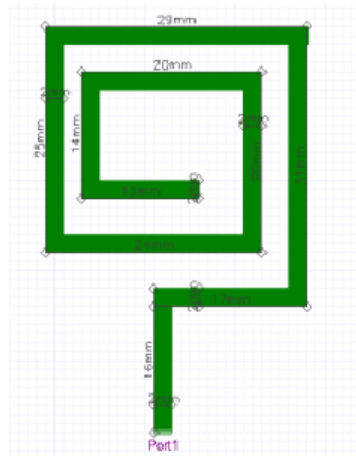
يعمل على الترددات 1.5 GHz ، 1.9 GHz ، 3.5 GHz . وهو مبين بالشكل (2-36) القسم (b) حيث يعتمد على ستة أشكال سداسية موصولين بطريقة تشكل مسدس كبير بحيث يكون ضلع كل مسدس صغير يساوي إلى ثلث ضلع المسدس الكبير الموضح في القسم (a) من الشكل (2-36) مما ساعد في الحصول على هوائي متعدد المجالات [29].



الشكل (2-36) هوائي سداسي فراكتل ثلاثي الحزمة.

5.9.2.2 هوائي حلزوني مربع

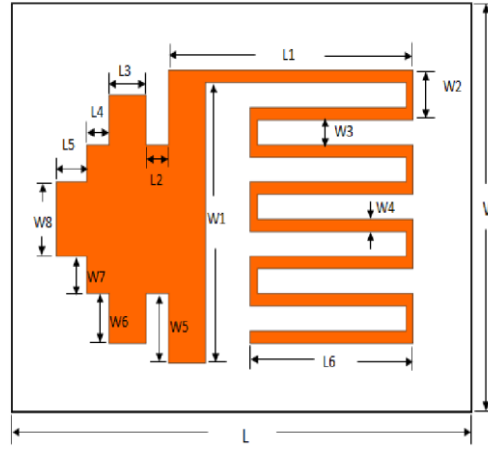
- يعمل على الترددات 6.2 GHz ، 7.0 GHz ، 8.0 GHz ، 8.7 GHz . وهو مبين بالشكل (2-37) حيث تم الاستفادة من البنية الحلزونية ولكن بدلاً من أن تكون دائرية تم تصميمها بشكل خطي واعتبار أن عدد اللفات يمثل درجة التجزئ لهذا الهوائي [30].



الشكل (2-37) هوائي حلزوني مربع

6.9.2.2 هوائي واكلو سيرينسكي waclaw Sierpinski

يعمل هذا الهوائي على الترددات 2.8 GHz ، 6.8 GHz ، 6.9 GHz ، 8.5 GHz كما هو مبين في الشكل (2-38) حيث تم الدمج بين بيئة مينكاوسكي مع إضافة مثل أسنان المشط مما سمح بالعمل عند ترددات منخفضة 2.8 GHz ومرتفعة حتى 8.5 GHz [31].



الشكل (38-2) هوائي واكلو سيربينسكي waclaw Sierpinski

3.2 خلاصة:

إن معظم الهوائيات المرجعية تعمل على ثلاث أو أربع مجالات ترددية ضيقة عموماً، وهي غير كافية لتحقيق العمل على الحزم الترددية للجيل الرابع، وتم التركيز في هذه الدراسات المرجعية على البحث في نفس العائلات التقليدية للهوائيات التجزئية، وهي كوتش، هيلبيرت، سيربينسكي، منكوسكي بشكل رئيسي، كما أن هذه الأبحاث أجمعت عموماً على صعوبة وضع نموذج رياضي لأي من هذه الهوائيات، والتي سيتم دراستها في الفصل اللاحق.

الفصل الثالث

الدراسات التحليلية للهوائي التجزيئي Analytical Studies for Fractal Antenna

1.3 الدراسة النظرية والتحليلية لعمليات التوليد في الهندسة التجزئية IFS:

عملية التوليد وتابع التكرار (IFS) Generation process and Iterated Function Systems

تستند الهندسة التجزئية على النماذج التكرارية، ولذلك عند إنشاء إي شكل تجزيئي، فإن أسهل طريقة هي تكرار عدد من الخطوات لتوليد نموذج ما. إلا أنه بدلاً من استخدام عبارة تكرار *repeat* عادة نستخدم المصطلح تكرار *iterate* ويتم تسمية هذه العملية بالتكرار *iteration*.

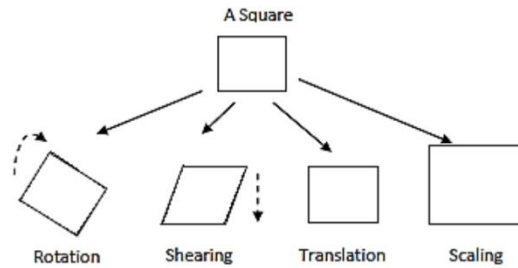
منظومة تابع التكرار *Iterated function system (IFS)* يعد طريقة أخرى لتشكيل شكل تجزيئي، فهو مبني على أخذ نقطة أو شكل واستبداله بآخرين مطابقين للأساسي.

IFS تقدم طريقة متقنة لتوليد متوافق العديد من الأشكال التجزئية [14] حيث تأتي مبنية على معادلات يمكن تعريفها بالعلاقة (1-3) [15]

$$w\left(\begin{matrix} x \\ y \end{matrix}\right) = \begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e \\ f \end{pmatrix} \text{ or } w(x, y) = (ax + by + e, cx + dy + f) \dots (1-3)$$

حيث أن كل من a, b, c, d, e, f أرقام حقيقية، ويمكن تقديم w على أنها مؤلفة من ستة ثوابت حيث تعبر كل من a, b, c, d عن $\begin{pmatrix} a & b \\ c & d \end{pmatrix} \begin{matrix} e \\ f \end{matrix}$ التحكم بالدوران *rotation* والقياس *scaling* في حين أن e, f تعبر عن الانسحاب الخطي

linear translation، وهو موضح في الشكل (1-3) [15].



الشكل (1-3) معاملات تابع التجزيء

بفرض أن $w_1, w_2, \dots, w_N$ هي مجموعة من معاملات التحويل الخطي، وليكون A هو الشكل البادئ *initial geometry*، عندها نستطيع توليد شكل جديد عن طريق تطبيق هذه المعاملات على الشكل الأساسي وجمع النتائج من $w_1(A), w_2(A), \dots, w_N(A)$ إلى $w_N(A)$ كما هو معطى في المعادلة (2-3).

$$W(A) = \bigcup_{n=1}^N w_n(A) \dots (2-3)$$

حيث أن W هي مؤثر هاتشينسون *Hutchinson operator*. وبالتالي يتم الحصول على شكل تجزيئي بإعادة تطبيق W على المرحلة السابقة فعلى سبيل المثال إذا كان لدينا المجموعة A_0 والتي تمثل الشكل التجزيئي في المرحلة صفر عندها بتطبيق المعادلة (3-3) نحصل على العلاقات من (4-3) إلى (8-3)

$$A_1 = w(A_0), A_2 = w(A_1), \dots, A_{K+1} = w(A_K) \dots (3-3)$$

$$w_1(x, y) = (\frac{1}{3}x + (0)y + 0, (0) + \frac{1}{3}y + 0) \dots (4-3)$$

$$w_2(x, y) = (\frac{1}{6}x - \frac{1.732}{6}y + \frac{1}{3}, \frac{1.732}{6}x + \frac{1}{6}y + 0) \dots (5-3)$$

$$w_3(x, y) = (\frac{1}{6}x + \frac{1.732}{6}y + \frac{1}{2}, -\frac{1.732}{6}x + \frac{1}{6}y + \frac{1.732}{6}) \dots (6-3)$$

$$w_4(x, y) = (\frac{1}{3}x + (0)y + \frac{2}{3}, (0)x + \frac{1}{3}y + 0) \dots (7-3)$$

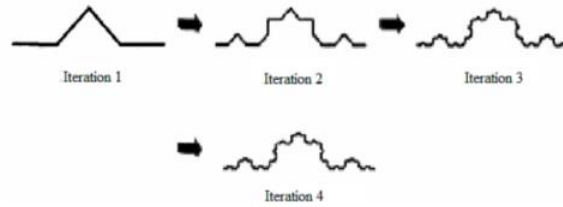
$$W(A) = w_1(A) \cup w_2(A) \cup w_3(A) \cup w_4(A) \dots (8-3)$$

بمطابقة المعادلات من (4-3) إلى (7-3) مع منحنى كوتش يمكن إسقاط المفهوم في الشكل (2-3)



الشكل (2-3) تمثيل منحنى كوتش بواسطة IFS

وبتطبيق مراحل التجزيء على المعادلات السابقة نحصل مراحل التجزيء وفق برمجية IFS كما هو مبين في الشكل (3-3).

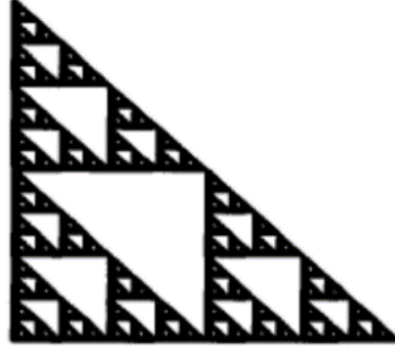


الشكل (3-3) مراحل تشكيل منحنى كوتش بتطبيق IFS

في حالة منحنى كوتش تكون المجموعة البادئة وهي A عبارة عن خط مستقيم، عندها يتم تطبيق أربع معاملات على البادئ A ليتكون التكرار الأول $iteration 1$ وينتج لدينا A_1 ، ونكمل العملية للحصول على A_2 ، ونلاحظ أن هذه المعادلات تظهر بشكل قوي جداً في حال اقتراب مراحل التكرار إلى اللانهاية، فهذه المعادلات تعطي الإطار العام لأي توصيف، أو تصنيف، أو معالجة أشكال التجزيء [16].

كما يمكن توضيح مثال آخر وهو سيربينسكي غاسكيت المرحلة الرابعة من التجزيء بتوصيف معاملات a, b, c, d, e, f كما هو مبين في الشكل (4-3) [17].

a	b	c	d	e	f
0.500	0.000	0.000	0.500	0.000	0.000
0.500	0.000	0.000	0.500	0.500	0.000
0.500	0.000	0.000	0.500	0.000	0.500



الشكل (4-3) تمثيل سيربينسكي غاسكيت بواسطة IFS

كما نلاحظ أن التجزيء ليس فقط عبارة عن أشكال معقدة و صور جميلة مولدة عن طريق الحاسوب، فأي شيء يمكن أن يكون عشوائي وغير منتظم يمكن اعتباره على أنه تجزيئي.

إن التجزيء يتواجد في حياتنا اليومية، ويظهر في العديد من الأماكن من حدود أصغر خلية حية وحتى أعظم نظام شمسي، حيث تمثل الأشكال التجزئية نماذج فريدة وغير منتظمة ناجمة عن حركة غير متوقعة. كما هو مبين في الشكل (5-3) والشكل (6-3)

a	b	c	d	e	f
0.195	-0.488	0.344	0.443	0.4431	0.2452
0.462	0.414	-0.252	0.361	0.2511	0.5692
-0.058	-0.07	0.453	-0.111	0.5976	0.0969
-0.035	0.07	-0.469	-0.022	0.4884	0.5069
-0.637	0.0	0.0	0.501	0.8562	0.2513



الشكل (5-3) تمثيل أغصان شجرة بنظام IFS

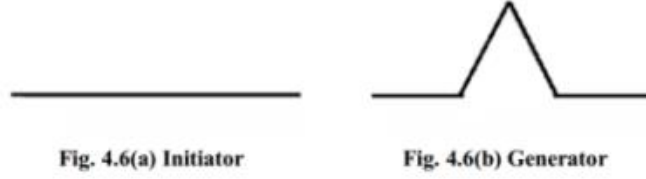


Fig. 4.6(a) Initiator

Fig. 4.6(b) Generator



Fig. 4.6 (c) Final curve [53]

الشكل (6-3) مبدأ IFS في عمل منحنيات كوتش

تعد العناصر التجزئية للهوائيات (*Fractal Element Antenna (FEA)*، أحد أهم تطبيقات التجزيء في الاتصالات، إن ميزة *FEA* بالمقارنة مع الهوائيات التقليدية هو الحجم وعرض المجال وتعدد حزم العمل. حيث أنه من ناحية الحجم يمكن تقليص حجم الهوائي التقليدي بنسبة تتراوح من ضعفين إلى أربع أضعاف الهوائي التقليدي مع المحافظة على أداء جيد. وتعد *FEA* بشكل طبيعي بأنها عريضة الحزمة.

ومن المعايير الأساسية للهوائيات لكي تعمل بشكل جيد عند الترددات المطلوبة:

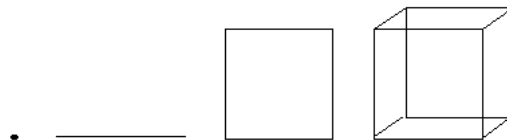
أولاً: لا بد من أن يكون هناك تناظر وفق نقطة ما، أو يجب أن يكون مشابه لشكل ما ومكرر على عدة قياسات مختلفة [18].

ثانياً: لا بد أن تكون صغيرة الحجم بشكل كاف لتتوافق مع الأنظمة التي تتطلب هوائيات مدمجة بداخلها.

إلا أن مساوئه تتلخص في ضياع بالربح وتعقيد الهوائي، ومحدودية مراحل التجزيء، وتبدأ الفوائد بالتناقص بعد المراحل الأولى للتجزيء. [19]

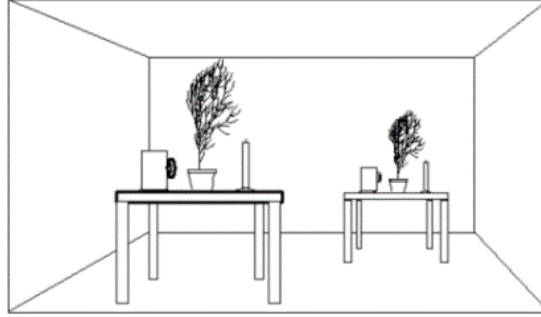
2.3 البعد التجزيئي Fractal Dimension

في الهندسة التقليدية، يكون للأشكال أبعاد من رقم طبيعي فتعتبر النقطة ذات بعد صفر، والخط، يعبر عنه ببعد واحد، والسطح أو مساحة يعبر عنها ببعدين، والحجم يعبر عنه بثلاث أبعاد أي قيمة البعد للحجم هي $D = 3$ ؛ كما هو مبين بالشكل (7-3)



الشكل (7-3) أشكال هندسية تقليدية، وأبعادها

يمكن استخدام أبعاد أخرى مختلفة عن الأبعاد المكانية، مثل الزمن واللون والبعد المنظوري *preperctive*، فاستخدام البعد المنظوري، يمكن أن تبدو صورة ثنائية الأبعاد على أنها ثلاثية الأبعاد، كما هو مبين بالشكل (8-3) [28]



الشكل (8-3) رسم منظوري يبين الشكل على أنه ثلاثي أبعاد

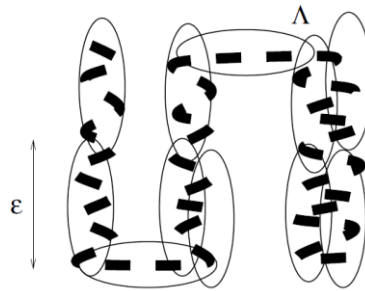
من أفضل من عرف البعد التجزيئي كان العالم هاوسدروف *Hausdroff* وذلك بفرض X يمثل شكل تجزيئي ما، فيمكن افتراض U لتشكيل غطاء أو مجموعة تحتوي على قطع متساوية من الشكل X تعطى بالمعادلة (9-3)

$$u = \{U_i\}_i \dots (9-3)$$

وعلى فرض أن $\delta > 0$ حيث يمكن تعريف بعد هاوسدروف بالمعادلة (10-3) :

$$H_\epsilon^\delta(X) = \inf_u \{\sum_i \text{diam}(U_i)^\delta\} \dots (10-3)$$

حيث يعبر H بشكل جزئي عن البعد المطلوب، والتابع $\inf$ يشكل أكبر حد أدنى لمجموعة قيم عددها i ، وهذه القيم هي قطر هذه المجموعة المعبر عنه بالتابع diam ، لهذه المجموعات. على أن يكون لدينا مجموعة واحدة أو أكثر على الأقل. وتعتبر ϵ عن طول محور الشكل الجزئي الذي يمكن كما هو مبين بالشكل (9-3)، ونرمز لـ Λ بالشكل التجزيئي.



الشكل (9-3) كيفية تجزئي *cantor set* إلى مجموعات صغيرة متساوية

ومن ثم بفرض أن القطر يسعى إلى الصفر ينتج لدينا حسب المعادلة (11-3):

$$H^\delta(X) = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} H_\epsilon^\delta(X) \dots (11-3)$$

وفي النهاية يكون البعد التجزيئي للشكل X والذي نرمز له بـ $\dim_H$ كما يلي (12-3):

$$\dim_H(X) = \inf\{\delta: H^\delta(X) = 0\} \dots (12-3)$$

وسنبين تطبيق هذا التعريف على عدد من الأشكال، ونبدأ بالشكل الأول وهي مجموعة كانتور *cantor set*، ليكون X يعبر عن مجموعة كانتور [29].

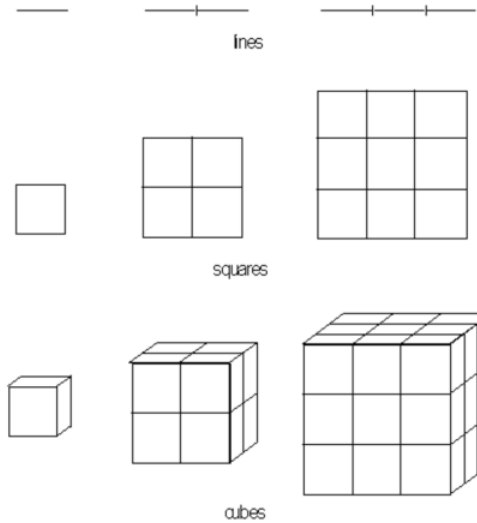
قبل البدء بعملية حساب البعد التجزيئي للأشكال التجزئية، سنقوم بتطبيق بعض الأمثلة على الهندسة التقليدية، ومن ثم يتم الانتقال إلى الهندسة التجزئية.

لشرح العلاقة بين نسبة التصغير S ، والبعد D ، وعدد القطع المستقيمة الأصغرية n وفق العلاقة الرئيسية $n = \frac{1}{S^D}$ والذي يمكن تمثيله بالشكل المبسط (10-3)

Dimension of a line $D=1$		
scale	n for unit length	line dimension
$1/4$	$n = 4$	$4 = \frac{1}{(1/4)^D}$
$1/2$	$n = 2$	$2 = \frac{1}{(1/2)^D}$
1	$n = 1$	$1 = \frac{1}{(1)^D}$

الشكل (10-3) يبين العلاقة بين s , n , and D .

وكما نلاحظ من الشكل (11-3) التشابه في الهندسة التقليدية، في كل من المستقيم حيث $D = 1$ ، والمربع حيث $D = 2$ ، والمكعب حيث $D = 3$.



الشكل (11-3) بناء القطعة المستقيمة، والمربع، والمكعب بناء على وحدات طولية

ويمكن توضيح في الشكل (12-3) قيم n حسب كل من D ، و S للأشكال السابقة.

values: line square cube

	$D=1$	$D=2$	$D=3$	$D=...$
$s = 1/1$	1	1	1	...
$s = 1/2$	2	4	8	...
$s = 1/3$	3	9	27	...
$s = ...$	...	...	...	$n = \frac{1}{s^D}$

الشكل (12-3) قيم n وفق كل من S, D

بالعودة إلى الأشكال التجزئية فلن تكون قيمة D عبارة عن قيمة طبيعية، وإنما ستكون أعداد حقيقية أو كسرية. [28]

$$n = \frac{1}{s^D} \rightarrow \log(n) = \log\left(\frac{1}{s^D}\right) \rightarrow D = \frac{\log(n)}{\log\left(\frac{1}{s}\right)} \dots\dots (13-3)$$

سيتم حساب D على سبيل المثال لزهرة كوتش *snowflake Koch*، بفرض أن منحنى *Koch* يمكن تمثيله بـ X ، بالبداية من $X_0 = [0,1]$ وهي المرحلة الأولى قبل التجزئة. ويكون التجزئة عبارة عن تقسيم إلى أربع أقسام متساوية 4^n يكون مقياس كل قطعة ثلث الأساسية 3^{-n} وبهذه الطريقة يمكن تشكيل X_n لذا يكون لدي $s = 3^{-n}$ ، عندها يعطى D_n بالعلاقة (14-3)

$$D_n = \frac{\log 4^n}{\log 1/3^{-n}} = \frac{n \log(4)}{\log(3^n)} = \frac{\log(4)}{\log(3)} \approx 1.26 \dots\dots (14-3)$$

يلاحظ أن قيمة D لا تتغير مع تغير n وذلك لأنه شكل تجزئي خطي، وهناك أشكال تجزئية غير خطية تتغير معها D بتغير درجة التجزئة.

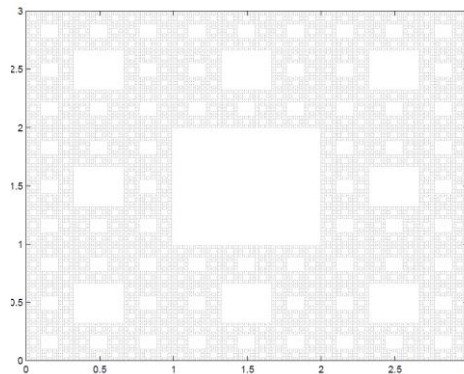
حساب البعد التجزئي لسجادة سيرينسكي:

لتمثيل سجادة سيرينسكي المبينة في الشكل (13-3)، فإننا نستخدم المعادلة (15-3):

$$X = \left\{ \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{i_n}{3^n}, \sum_{n=1}^{\infty} \frac{j_n}{3^n} \right) : (i_n, j_n) \in S \right\} \dots (15-3)$$

حيث أن X تعبر عن الشكل الكلي، مع اعتبار أن درجة التجزئة هي من درجة الثالثة كما هو مبين بالشكل (13-3)، و S يتم تعريفها بالمعادلة (16-3):

$$S = \{0,1,2\} \times \{0,1,2\} - \{(1,1)\} \dots (16-3)$$



الشكل (13-3) سجادة سيرينسكي

بفرض أن نسبة التصغير من الدرجة n يتم تمثيلها بالمعادلة (17-3)

$$\epsilon_n = \frac{1}{3^n} \dots (17-3)$$

عندها يمكن تغطية الشكل X بالكامل بواسطة مجموعات عددها 8^n بقياس $1/3^n$ فتنتج المعادلة (18-3):

$$X_n = \left\{ \left(\sum_{k=1}^n \frac{i_k}{3^k} + \frac{s}{3^n}, \sum_{k=1}^n \frac{j_k}{3^k} + \frac{t}{3^n} \right) : (i_k, j_k) \in S \text{ and } 0 \leq s, t \leq 1 \right\} \dots (18-3)$$

وبأخذ بعين الاعتبار الفرضيات المبينة في (19-3)

$$\epsilon > 0 \rightarrow \epsilon_{n+1} \leq \epsilon < \epsilon_n \rightarrow N(\epsilon_n) \leq N(\epsilon) \leq N(\epsilon_{n+1}) \dots (19-3)$$

عندها تتحقق العلاقة (20-3)

$$\frac{n}{(n+1)} \frac{\log 8}{\log 3} = \frac{\log N(\epsilon_{n+1})}{\log(\frac{1}{\epsilon_n})} \leq \frac{\log N(\epsilon)}{\log(\frac{1}{\epsilon})} \leq \frac{\log N(\epsilon_n)}{\log(\frac{1}{\epsilon_{n+1}})} = \frac{(n+1)}{n} \frac{\log 8}{\log 3} \dots (20-3)$$

وبجعل n تسعى للانهاية يكون لدينا البعد التجزيئي عبارة عن $D = \log(8)/\log(3)$

3.3 بناء خوارزمية حساب البعد التجزيئي للشكل التجزيئي:

إن بعض الأمثلة التي تم طرحها سابقاً تعتبر من الأمثلة البسيطة بحيث كان من الممكن استنتاج شكل معادلة تمثل هذا الشكل، ولكن في الحالات العامة من الصعب جداً التوصل إلى المعادلة التي من الممكن أن توصف البعد التجزيئي بدقة متناهية.

لذا كان من الضروري عمل خوارزمية حاسوبية لحساب البعد التجزيئي بشكل تقريبي وبأكبر قدر من الكفاءة. وبالاستفادة من نظرية IFS في كيفية اشتقاق الشكل التجزيئي وفقاً لمرحلة التجزيء المطلوبة، سيتم تطوير خوارزمية لذلك.

سنفرض أن الشكل X هو ناتج من تحويل transformation من مرحلة إلى أخرى $T: X \rightarrow X$ وبالاستفادة من التوابع الرياضية الآتية:

- معادلات ماركوف الديناميكية Markov dynamics من أجل توصيف العملية العكسية Inverse لتابع الاشتقاق IF.
- نظرية اللوغاريتمات الطبيعية Hyperbolicity في حال كان $X > 1$ وبالتالي $|T'(x)| \geq X$ من أجل $x \in X$.
- التطابق والإسقاط Conformality حيث يجب أن تكون T شكل متطابق
- القيمة الصغرى الأعظمية المحلية Local maximality وذلك لحساب U وهي أصغر شكل أعظمي يمكن أي يمثل

الشكل X بواسطته حيث تنطبق المعادلة (21-3)

$$X = \bigcap_{n=0}^{\infty} T^{-n}U \quad (21-3)$$

سيتم وصف ثلاث طرائق لحساب البعد التجزيئي بصورة تقريبية هي:

1- الطريقة الأولى (الوصول بالضغط).

بالاستفادة من مفهوم الضغط سنقوم بحساب البعد التقريبي وذلك بالاستفادة من تابع IF كما يلي:

من أجل n أكبر أو يساوي الواحد يمكن اختيار S_n لتكون الحل والممثل الوحيد كما هو معطى بالمعادلة (22-3):

$$\frac{1}{n} \log(\sum_{T^n x=x} |(T^n)'(x)|^{-s_n}) = 1 \dots (22-3)$$

عندها يكون

$$\text{Then } s_n = \dim_H(X) + O\left(\frac{1}{n}\right) \dots (23-3)$$

من أجل شكل ثابت x_0 سيينتج لدينا $C > 0$ وبالتالي لكل صورة بدائية ممثلة بالمتحول y والممثل بالمعادلة (24-3) سيكون لدينا نقطة دورية $periodic point$ وهي $T^n x$ ممثلة أيضاً بالمعادلة (24-3):

$$y \in T^{-n}x_0 \text{ then: } T^n x = x \text{ with } |(T^n)'(y)|/|(T^n)'(x)| \leq C \dots (24-3)$$

وبالاستفادة من تابع IFS يمكن الوصول للنتيجة (25-3)

$$e^{-C_s} \sum_{T^n y=x_0} |(T^n)'(y)|^{-s} \leq \sum_{T^n x=x} |(T^n)'(x)|^{-s} \leq e^{C_s} \sum_{T^n y=x_0} |(T^n)'(y)|^{-s} \dots (25-3)$$

ويمكن تعريف حد للتبسيط بالعلاقة (26-3):

$$\mathcal{L}_s 1^n(x) = \sum_{T^n y=x_0} |(T^n)'(y)|^{-s} \dots (26-3)$$

وبالاستفادة من علاقة رول $Ruelle$ المعطاة بالعلاقة (27-3):

$$\mathcal{L}_s^n 1(x) = \lambda_s^n (1 + o(1)), \text{ where } s > 0 \dots (27-3)$$

ينتج لدينا

$$\log \lambda_s = \frac{1}{n} \log(\sum_{T^n x=x} |(T^n)'(x)|^{-s}) + O\left(\frac{1}{n}\right) \dots (28-3)$$

إلا أن هذه الطريقة وللحصول على نسبة خطأ أكبر من الصفر، فمن المتوقع أننا نريد معلومات عن النقطة الدورية بدور $1/n$ ، وبالتالي فهي طريقة غير واعدة من أجل نتائج دقيقة ولا سيما أن عدد النقاط الدورية يمكن أن ينمو بشكل أسي كلما زادت درجة التجزيء.

2- الطريقة الثانية باستخدام معامل التحويل $transfer operator$:

حيث قام الباحث ماكمولين $McMullan$ بمراقبة هذا العمل بشكل فعال لطريقة الضغط، والبعد. وعملياً المنافسة العددية تستخدم تابع التقريب باستخدام المصفوفات، ويمكن تلخيصها بما يلي:

بفرض أن $x \in X$ ومن أجل كل n أكبر أو يساوي الواحد يمكن اختيار S_n لتكون الحل الوحيد للعلاقة (29-3) من أجل $0 < \theta < 1$.

$$\sum_{T^n y=x} |(T^n)'(y)|^{-s} = 1, \text{ then } S_n = \dim_H(X) + O(\theta^n) \dots (29-3)$$

إن النتيجة العملية لهذه الطريقة يعطي نتيجة تقريبية دقيقة.

3- الطريقة الثالثة: باستخدام المحددات $determinants$

سيتم مناقشة هذه الطريقة وفقاً للتقارب بناءً على محدّدات تابع التحويل. إن ميزات هذه الطريقة هي سرعتها الفائقة، من أجل التقارب إلى القيمة التقريبية لبعد هاسدورف لشكل تجزيئي X .

وتعتمد على $T: X \rightarrow X$ حيث أن T هو تابع تحليلي حقيقي.

نحتاج لبعض الافتراضات مبدئياً

سنقوم بفرض سلسلة من الأرقام الحقيقية a_n المعطاة بالعلاقة (30-3):

$$a_n = \frac{1}{n} \sum_{|i|=n} \frac{|T_i(z_i)|^{-s}}{I - [T_i(z_i)]^{-1}}, \text{ for } n \geq 1 \dots (30-3)$$

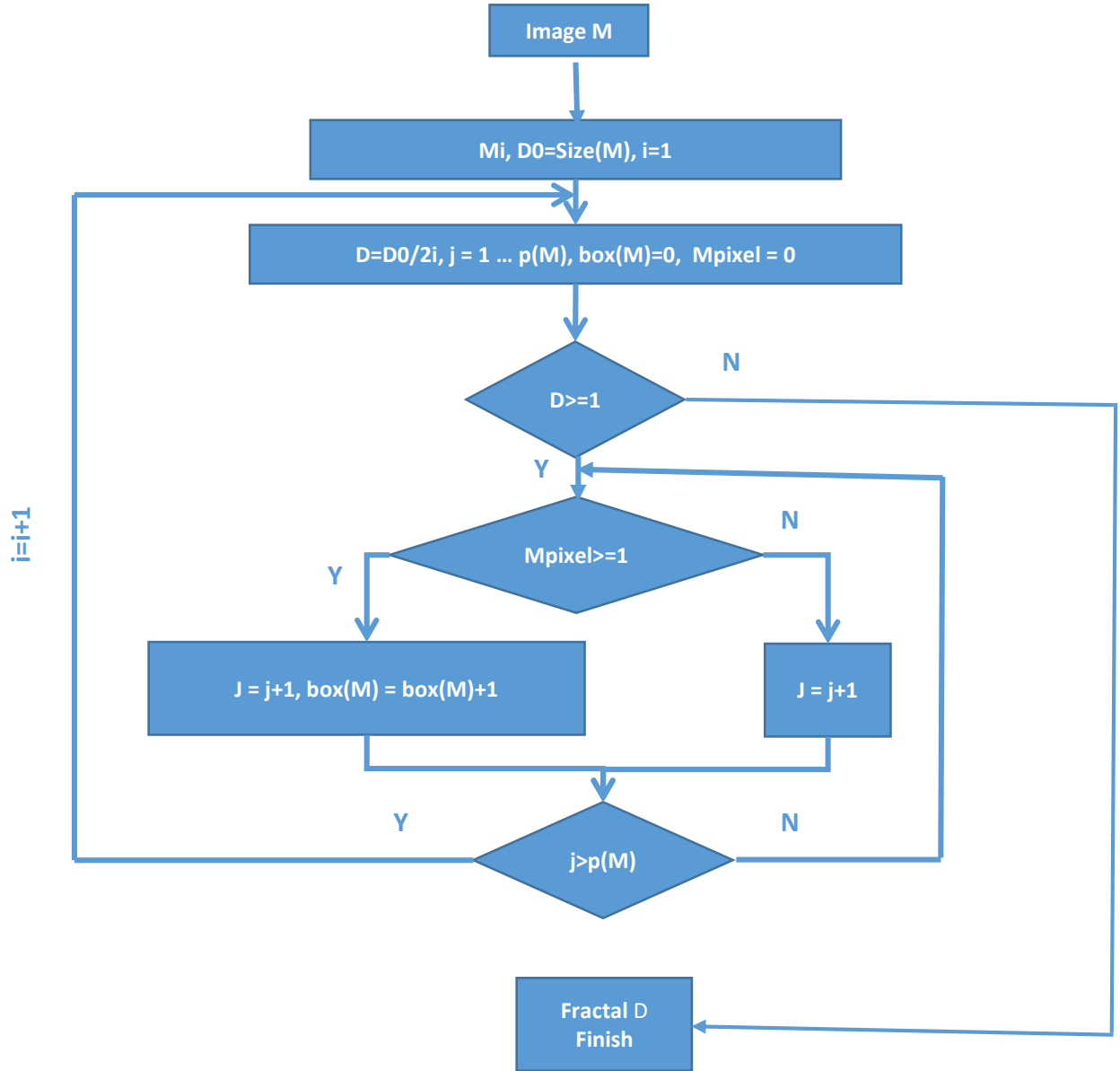
حيث يكون المجموع على جميع تقلصات $contraction$ السلسلة ذات الدرجة n ، وسنعرف سلسلة جديدة معطاة بالعلاقة (31-3):

$$\Delta_N(s) = 1 + \sum_{n=1}^N \sum_{(n_1, \dots, n_m)} \frac{(-1)^m}{m!} a_{n_1} \dots a_{n_m} \dots (31-3)$$

بحيث يكون المجموع الثاني هو عبارة عن جميع الحدود m والتي يشكل مجموعها بالنهاية درجة التجزيء n . وباعتبار $C > 0$ ، و S_N هي القيمة الكبرى الأصغرية لـ V_N ينتج D بالعلاقة (32-3)

$$|\dim_H(X) - s_N| \leq C \theta^{N^{(1+\frac{1}{d})}} \text{ for each } N \geq 1 \dots (32-3)$$

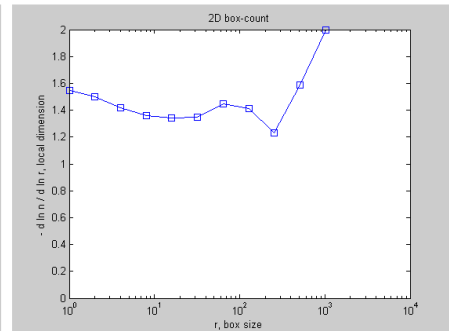
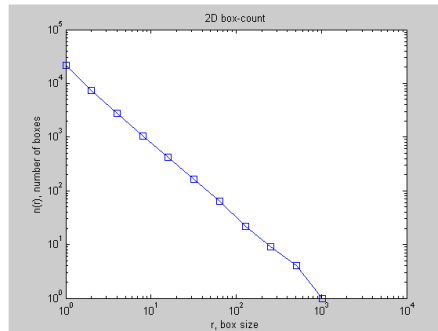
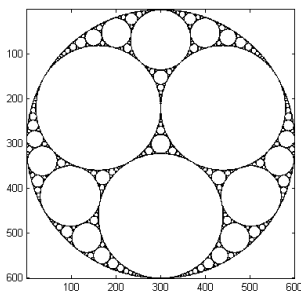
ومن الممكن تمثيل الخوارزمية بالمخطط الصندوقي المبين بالشكل (14-3):



الشكل (14-3) المخطط التدفقي لخوارزمية حساب البعد التجزيئي

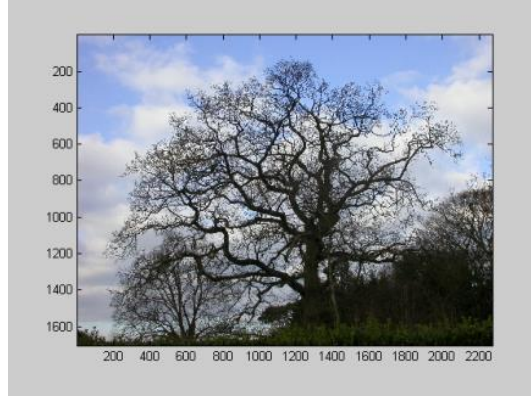
وجرى كتابة برمجية لاختبار الخوارزمية السابقة (مبينة في الملحق الأول) وتم اختبارها على عدد من الأشكال كما هو مبين

بالشكل (15-3)



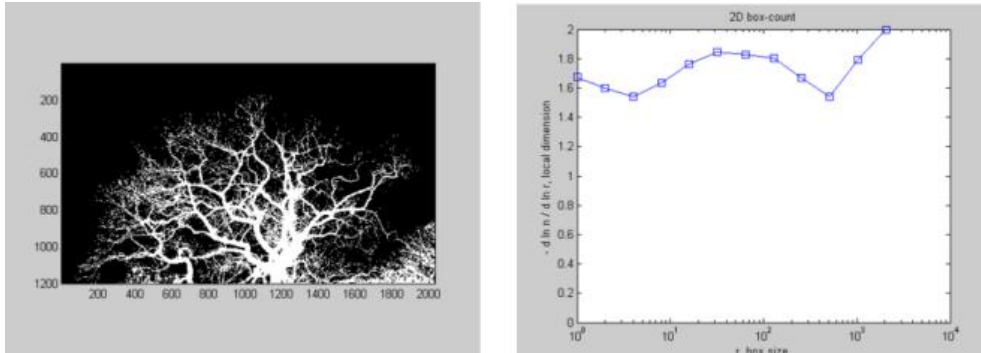
الشكل (15-3) أبولونيان غاسكيت

فباختبارها على الهوائي أبولونيان غاسكيت، يكون البعد التجزيئي هو 1.4 ± 0.1 ، حيث يبين القسم الأيمن من الشكل أن القيمة تتراوح وسطياً في المجال 1.4 to 1.6 ، كما بإمكان هذا البرنامج أن يحسب البعد التجزيئي لصورة تجزئية حقيقية من الطبيعة كالشكل (3-16):



الشكل (3-16) شجرة طبيعية

حيث يبين لنا البرنامج أن البعد التجزيئي لها تقريباً 1.8 ، كما هو مبين بالشكل (3-17) وذلك بعد تحويل الصورة إلى أبيض وأسود، نقوم بحساب البعد التجزيئي وفق الخوارزمية السابقة



الشكل (3-17) حساب البعد التجزيئي لصورة شجرة طبيعية

4.3 خلاصة:

تم في هذا الفصل دراسة تابع التكرار للهوائيات التجزئية والنموذج الرياضي الذي يوصف هذه الهوائيات، كما تم وضع برنامج لحساب البعد التجزيئي، وتطبيقه بواسطة برمجية باستخدام الماتلاب، حيث يعتبر البعد التجزيئي لأي هوائي تجزيئي أحد أهم العوامل التعريفية به، وسيتم في الفصل الرابع تصميم هوائي تجزيئي مع الاهتمام بالخطوات والخوارزمية المتبعة في تصميم الهوائيات التجزئية.

الفصل الرابع

تصميم الهوائيات التجزئية *Fractal Antenna Design*

1.4 مقدمة:

يعتمد تصميم الهوائيات التجزئية على هوائيات رقعية *patch antenna*، والاختلاف الرئيسي هو شكل الرقعة الذي يتغير من مربع أو مستطيل إلى شكل أكثر تعقيداً يتم تمثيله بأحد الأصناف التي تم شرحها في ما سبق من أنواع الهوائيات التجزئية.

ولتغذية الهوائي يتم استخدام أحد الطرق التالية إما تغذية عن طريق خط نقل شرائحي، أو تغذية محورية عن طريق مأخذ كبل محوري مباشرة إلى الهوائي *coaxial feeding*، أو التغذية بالتجاور في الحيز المكاني *approximate feeding* [30]. الخطوة التالية في تصميم الهوائيات التجزئية هي معرفة الأبعاد الأولية لهذا الهوائي أو المساحة التي سيمثلها وذلك عن طريق حساب الطول والعرض الكلي للهوائي باستخدام معادلات *patch antenna* لحساب W, L ، والذي يتطلب معرفة نوع الشريحة المستخدمة *substrate* [31].

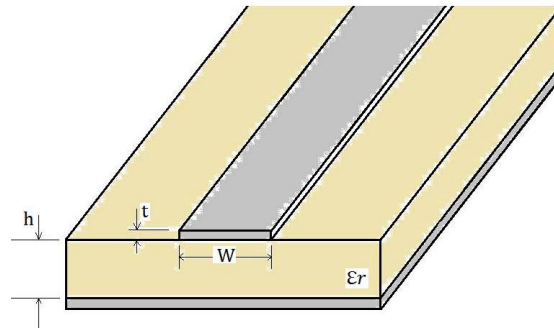
تم اعتماد خاصية التغذية بواسطة خط نقل شريطي في الأبحاث التي تم تصميمها في هذه الأطروحة، لذلك سيتم شرح معاملات حساب خذ النقل الشرائحي المستخدم.

2.4 التغذية بواسطة خط نقل شريطي

المحدد الرئيسي الذي يجب تحديده هو المعامل W وهو عرض الناقل الشريطي، كما هو مبين في الشكل (1-4) وهو يعتمد بشكل أساسي على سماكة الركيزة *substrate* الحاملة لخط النقل الشرائحي والتي تفصله عن المستوى الأرضي ويتم الرمز له بـ h ، وهناك سماكة الناقل الشرائحي نفسه ويتم الرمز لها بـ t ، وثابت العازلية النسبي للمادة العازلة *substrate* ويتم الرمز له بـ ϵ_r .

يجب مراعاة عامل مهم أثناء التصميم وهو إذا كان خط النقل الشرائحي ضيق أو عريض نسبياً وفقاً للمعامل W/h ، ففي حالة كان $W/h < 1$ يعتبر خط النقل ضيق، ولكن في حالتنا يكون $W/h > 1$ وحتى ثابت العازلية يكون أكبر من الواحد مما يضمن خط نقل عريض، كما هو مبين في الشكل (1-4).

تتميز هذه الطريقة بسهولة انتشار واستخدامها.



الشكل (1-4) تغذية هوائي بتقنية خط نقل شريطي

يمكن حساب W من المعادلة (1-4)

$$W = \frac{v_0}{2f_r} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad \dots (1-4)$$

حيث v_0 هي سرعة الضوء في الخلاء، و f_r هي تردد الإشارة التي يجب أن يتم نقلها عبر خط النقل الشرائحي. [32]

3.4 تصميم الهوائي الرقعي الشريطي *micro strip patch antenna*:

بما أن الهوائيات التجزئية هي عبارة عن أشكال هندسية معقدة ولا يمكن حتى الآن توصيفها وفقاً للهندسة الإقليدية [2] فيتم الانطلاق بالتصميم من الأبعاد الأولية لهوائي رقعي *patch* وهو مبين بالشكل (2-4) ومن ثم يتم استغلال نفس المساحة المحسوبة للهوائي الرقعي *patch* بالاستفادة من خصائص التجزئ للتحصول على هوائيات متعددة المجالات [9].

المحدد الرئيسي في الهوائي الشرائحي هو طوله ويرمز له بـ L ، ويتم حسابها كما يأتي:

- أولاً: يتم حساب معامل وهو ثابت العازلية النسبي الفعلي *effective* والذي يرمز له بالرمز ϵ_{reff} ويتم حسابه وفق المعادلة رقم (2-4) كما يلي:

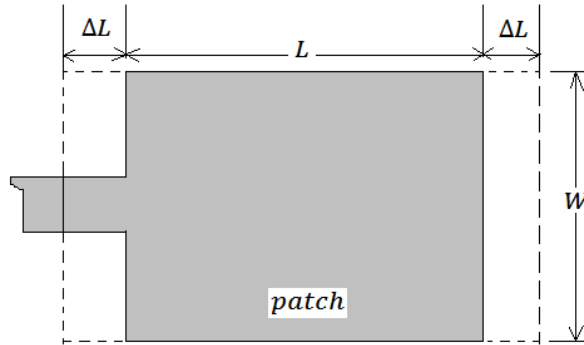
$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \quad \dots (2-4)$$

- ثانياً: يكون للهوائي الشريطي طول كهربائي مختلف عن الطول الحقيقي، يتم حساب هذا الفرق في الطول الذي يرمز له بالرمز ∇L_{eff} وفق المعادلة (3-4)

$$\frac{\nabla L_{eff}}{h} = 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)} \quad \dots (3-4)$$

- ثالثاً: بعد معرفة ∇L يمكن حساب الطول L وفق المعادلة (4-4) [31].

$$L = \frac{1}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} - 2\nabla L \quad \dots (4-4)$$



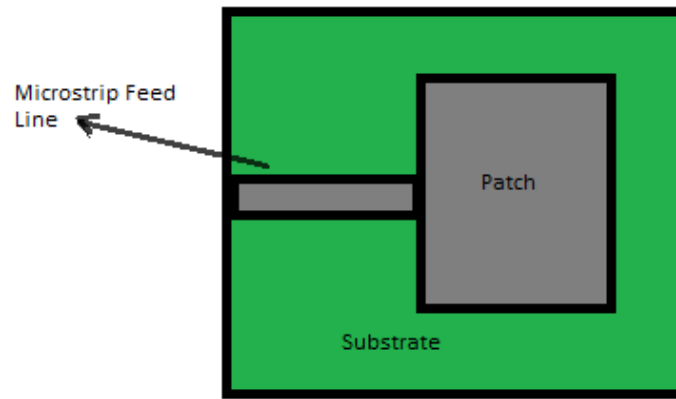
الشكل (2-4) أبعاد *patch antenna*

4.4 تقنيات تغذية الهوائي:

1.4.4 التغذية بناقل شريطي *microstrip feed line*:

تعتبر هذه التقنية من أبسط تقنيات تغذية الهوائيات الشرائحية، ويعد جزء من الهوائي كما هو مبين بالشكل (3-4) ويتم توفير الممانعات بتغيير أبعاد هذا الخط الشريطي.

الفائدة الرئيسية من هذه التقنية هي سهولة تصنيعه، وتصميمه. إلا أن السيئة المرافقة له هو استخدامه لركيزة *substrate* عالية السماكة، مما يؤثر سلباً على إشعاع الهوائي.

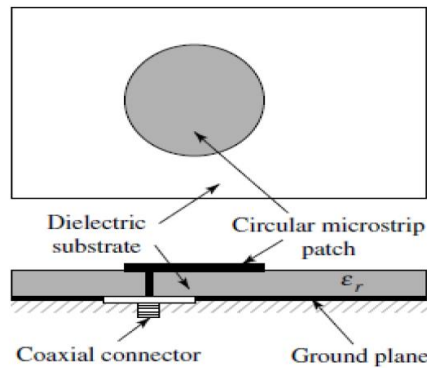


الشكل (3-4) تغذية هوائي بتقنية الناقل شريطي

2.4.4 التغذية بمأخذ ناقل كبل محوري *Coaxial feed line*:

تستخدم هذه التقنية بشكل واسع في الهوائيات الشرائحية كما يوضح الشكل (4-4) حيث تتألف هذه التغذية من ناقلين اسطوانيين الشكل، حيث يوصل الناقل الداخلي مع ناقل الهوائي والناقل الخارجي موصول مع مستوى الأرضي، وتكون مسؤولية نقل الطاقة إلى الهوائي عن طريق هذين الناقلين.

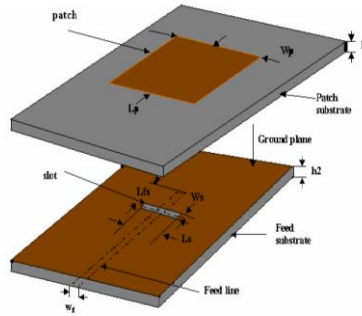
إن تصميم الناقل وتصنيعه سهل إلى حد ما، إلا أنه في حال وجود سماكات كبيرة في القاعدة *substrate* ينخفض عرض المجال المنقول عبره.



الشكل (4-4) التغذية بواسطة ناقل كبل محوري

3.4.4 التغذية المترابطة بالفتحة *Aperture coupled feed*:

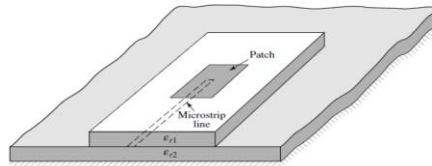
في هذا النوع من التغذية يوجد قاعدتين *substrates*، السفلى تكون للتغذية ويكون عليها خط التغذية، ومن ثم يأتي قاعدة للمستوى الأرضي، ويليه قاعدة الهوائي، ويتم توصيل الطاقة من المغذي إلى مستوى الهوائي عن طريق فتحة موجودة في المستوى الأرضي لتوصل المغذي بالهوائي كهربيًا كما هو مبين بالشكل (4-5). بالنسبة لتوافق الممانعات يتم عن طريق مكان توضع وأبعاد الفتحة، إن تصميم وتصنيع هذه الطريقة أصعب مما سبق، إلا أنها تتميز بعرض مجال كبير جداً.



الشكل (4-5) تغذية الهوائي المقرونة بالفتحة

4.4.4 تغذية الهوائي بالتجاور *Proximity coupled feed*:

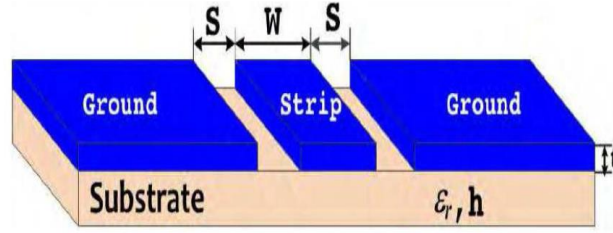
في هذه التقنية وكما هو مبين بالشكل (4-6) يكون المستوى الأرضي هو المستوى السفلي ويليه قاعدة *substrate* بثابت عازلية مرتفع، ليتوضع عليها المغذي *feeder*، ومن ثم طبقة بثابت عازلية منخفض ليتوضع عليها الهوائي، وتتميز هذه الطريقة بين الطرق السابقة بأنها الطريقة التي تقدم أكبر عرض حزمة، وبالنسبة لتوافق الممانعات فتتم عن طريق تغيير طول المغذي وعرضه، إلا أنها الأصعب في التصميم والتنفيذ.



الشكل (4-6) تغذية الهوائي بالتجاور

5.4.4 تغذية الهوائي بدليل الموجة بنفس المستوى *Coplanar waveguide feed*:

في هذه الطريقة يكون المغذي والأرضي، بنفس المستوى، كما هو مبين بالشكل (4-7) وتسمى بتقنية المستوى الواحد، حيث يتم توضع المستوى الأرضي على جانبي المغذي مع ترك فتحة بينهما ليكونا على التوازي مع المغذي. تتميز هذه الطريقة بتقديمها لعرض مجال كبير، مع سهولة في التصميم والتنفيذ، إلا أنها بحاجة إلى دقة في حساب توافق الممانعات [32].



الشكل (7-4) تغذية الهوائي CPW

5.4 خط شريطي microstrip line

تم اعتماد تقنية تغذية الهوائي في هذه الأطروحة عن طريق خط النقل الشرائحي، ومن أهم معاملات تصميم خط النقل الشرائحي هي معرفة عرض خط النقل W من أجل الحصول على Z_0 مساوية لقيمة 50 Ohm عند تردد التشغيل المطلوب الذي يضمن توافقية أكبر بين التغذية وريح الهوائي.

إن المعادلة التصميمية تعتمد على عرض الخط الشرائحي W بالنسبة لسماكة الطبقة الحاملة $substrate$ وهي H ففي حال كانت $(w/H) < 1$ عندها نستخدم المعادلة التصميمية المعطاة بالعلاقة (5-4):

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \left(\frac{W}{H} \right) \right)^{-1/2} + 0.04 \left(1 - \left(\frac{W}{H} \right) \right)^2 \right] \dots (5-4)$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(8 \frac{W}{H} + 0.25 \frac{W}{H} \right) \text{ ohm} \dots (6-4)$$

وفي حال كانت $\left(\frac{W}{H} \right) \geq 1$ عندها يتم اعتماد المعادلة التصميمية (7-4):

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \left(\frac{W}{H} \right) \right)^{-1/2} \dots (7-4)$$

وتكون الممانعة Z_0 معطاة بالعلاقة (8-4)

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} \times \left[\frac{W}{H} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{H} + 1.444 \right) \right]} \text{ ohm} \dots (8-4)$$

حيث أن W هي عرض الناقل كما هو مبين بالشكل، و H سماكة الركيزة $substrate$ ، ϵ_r هو ثابت العازلية النسبي للمادة العازلة للقاعدة، ϵ_e هو ثابت العازلية الفعال.

من أجل معرفة العرض الأمثل للتردد المطلوب يمكن استخدام خاصية $linecalc$ ، حيث تكون مدخلاته، هي تردد التشغيل f_0 ، Z_0 المطلوب تحقيقها، ϵ_r ثابت العازلية النسبي للقاعدة المستخدمة، H سماكة الطبقة الحاملة $substrate$ ، سماكة الخط الشرائحي نفسه t ، ويمكن الحصول على قيمة W المطلوبة بالضغط على تركيب $synthesis$.

6.4 خلاصة:

تم في هذا الفصل وضع خوارزمية لتصميم الهوائي التجزئي وفق معطيات مسبقة ومحددة للتردد المطلوب، عرض المجال، وقيمة ربح الهوائي، لينتم اختيار ما يوافق المتطلبات من تقنية تغذية الهوائي، إلى ارتفاع طبقة الأساس *Substrate*، إلى عرض المغذي والهوائي للوصول إلى الهوائي بشكل تقريبي، عندئذ يتم الاستفادة من برامج المحاكاة المبينة في الفصل التالي للوصول إلى التردد المطلوب بدقة أفضل.

الفصل الخامس

هوائيات تجزئية عملية Practical Fractal Antennas

1.5 هوائي تجزئي حلزوني ديبول كوتش للترددات الفائقة العلو UHF

يهتم هذا الفصل بتصميم الهوائي التجزئي عريض المجال والاستفادة من خصائصه لتوسيع عرض المجال المستخدمة في مجال الترددات الفائقة العلو UHF بدءاً من القناة 14 إلى القناة 83 أي ضمن المجال الترددي (470 – 890 MHz) والاستفادة أيضاً من خصائص الهواء الحلزوني لتصغير المسافة المطلوبة في حال كان هوائي ديبول عادي. حيث تعتبر هاتين النقطتين توسيع عرض المجال مع تصغير حجم الهوائي الأكثر أهمية لمواجهة متطلبات التقنيات الجديدة المتجهة نحو التصغير *minimization*.

حيث تم تغيير حواف الحلزون ليكون بشكل هوائي تجزئي من نمط كوتش Koch معدل وحتى أن البعد بين حواف الحلزون متغير تبعاً للقرب من مركزه.

وبهذه الطريقة جرى التوصل إلى عرض مجال يقارب 70 MHz في حين أنه تم التوصل في أحدث الأبحاث إلى أكبر عرض حزمة وهو 53.5 MHz، وذلك ضمن مجال الترددات الفائقة العلو، حيث أن الترددات الفائقة العلو تعتبر نقطة ضعف بالنسبة للهوائيات الشرائحية بمختلف أنواعها في هذا المجال بينما تتميز هذه الهوائيات عادة باستجابتها في ترددات أكثر علواً من هذه المجال.

تم اعتماد برمجيات مختلفة في الدراسة أهمها: *CST, ADS, HFSS, Autocad 3D, Maya 3D ...* من أجل إمكانية الوصول إلى هوائي عريض المجال.

عادة ما يتم استعمال الهوائيات التجزئية للترددات الأعلى من 900 MHz، لفعاليتها وتميزها في الترددات الأعلى من UHF، لذلك تم العمل في هذا الفصل على تصميم هوائي تجزئي بالاستفادة من ميزات الهوائيات المختلفة ودمجها في بنية واحدة للحصول على هوائي مكسر في مجال UHF بعرض مجال مناسب وحجم صغير

1.1.5 الهوائي الحلزوني: Spiral Antenna

إن المفهوم العام في الهوائيات هو أنه بتناقص حجم الهوائي يتناقص طول موجة التشغيل (أي يزداد التردد) أما الهوائيات الحلزونية يمكن اعتبارها استثناء لهذه القاعدة فهي لا تعتمد على التردد في قياساتها نسبة لطول الهوائي الفيزيائي، إنما تعتمد على زاوية الهوائي *angle*، حيث تم إزالة خاصية الطول وتعريف الهوائي نسبة إلى الزاوية. كما يمكن تغيير قياس بعض الأجزاء (الأذرع على سبيل المثال) من هذا الهوائي بشكل مستمر وبمقياس لوغاريتمي متغير زيادة أو نقصاناً كما في ذراع الهوائي الحلزوني المتعلق بالزاوية، وبالتالي نستطيع العمل على نفس الهوائي بترددات مختلفة دون الحاجة إلى تغيير الهوائي وبشكل مشابه للحلزون المستخدم في الأذن البشرية حيث يستجيب في بدايته إلى ترددات معينة وتتغير استجابته لهذه الترددات حتى الوصول إلى نهايته، بهذه الخاصية استطاعت هذه الهوائيات العمل بعرض مجال يصل بمقياس 30 إلى 1 أي إذا كان التردد المنخفض الذي يعمل عنده الهوائي الحلزوني هو 1 GHz، عندها فإنه قادر للعمل حتى التردد الأعظمي 30 GHz مما يجعل بنيته مطلباً أساسياً لدى الكثير من التطبيقات التي تتطلب عرض مجال كبير [9].

أنواع الهوائيات الحلزونية

- حلزون أرخميدس Archimedean Spiral:

تبين من الناحية العملية في أغلب الدراسات أنه في حلزون أرخميدس يمكن لذراعه بأن يكون أطول من غيره من الهوائيات الحلزونية إلا أن هذا الطول الزائد لا يساعد في زيادة ربح الهوائي من أجل الترددات المنخفضة. وتبين أن تغيير زاوية الالتفاف $wrap-angle$ لحلزون أرخميدس يكون من قيم معدلات عالية في المركز إلى معدلات منخفضة الخارج، يؤدي معه إلى استجابة للمعدلات العالية لزاوية الالتفاف في المركز مع الأنماط ذات الترتيب الأعلى $high-order$ $modes$ من أجل الترددات العالية في حين تتحسن شكل الاستجابة في المعدلات المنخفضة لزاوية الالتفاف في المحيط الخارجي عند الترددات المنخفضة وبمفهوم آخر يكون استجابة الذراع للهوائي في المركز متوافقة مع الترددات العالية في حين تتناقص للوصول إلى استجابة في نهايات الذراع للترددات المنخفضة والتي توافق معدل منخفض لزاوية التفاف هذا الهوائي [12].

كما يتزايد قطر حلزون أرخميدس بشكل منتظم وثابت تبعاً للزاوية كما هو مبين في المعادلة (1-5).

$$r = r_0 + a\phi \dots\dots\dots(1-5)$$

حيث أن:

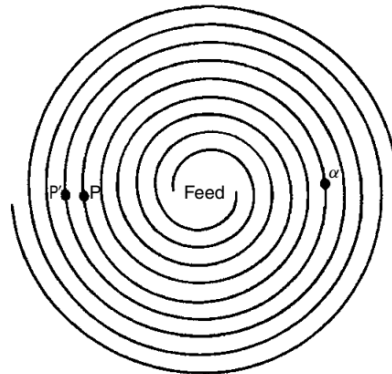
r_0 : القطر الابتدائي

a : معدل التزايد

ϕ : زاوية الحلزون

يتم تغذية الهوائي الحلزوني من المركز بشكل منتظم، حيث أن الإشعاعات من التيارات الشبه متساوية والمتعاكسة عند نقطة التغذية تلغى في الحقل البعيد.

وتقوم ذراعا الهوائي المتزايدة بفصل التيارين فعندما يصل قطر اللفة ليصبح مساوياً لطول الموجة فإن التيارين المختلفين بالطور عن النقطة p و a يصبحان متساويين بالطور كما هو مبين في الشكل (1-5)، أما في النقطتين p, p' لا يلغي شعاعي التيارين بعضهم البعض وتستثمر هذه الحالة لمسافة ليست ببعيدة، لذلك من أجل الحصول على إشعاع فعال يجب أن يكون المحيط مقارباً 1.25 من طول الموجة عند تردد التشغيل المنخفض ويتحدد تردد التشغيل الأعظمي بالمسافة بين نقطتي التغذية ليكون أقل من ربع طول الموجة.



الشكل (1-5) نقط لبيان حالة التيارات عندها

للعمل على مضاعفات تردد التشغيل قاموا بزيادة القطر الخارجي إلى $(m+0.25)$ من طول الموجة وزيادة المسافة بين نقطتي التغذية إلى $(m/4)$ من طول الموجة حيث أن m هي عدد صحيح [12].

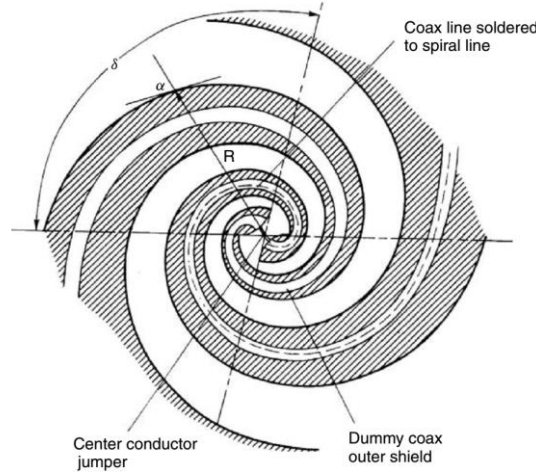
- الهوائي الحلزوني المتعلق بالزاوية *Equiangular Spiral*:

يتم تعريف هذا الهوائي بالمعادلة (2-5) والتي هي:

$$r = r_0 e^{a\theta} \dots\dots\dots (2-5)$$

ونلاحظ تغير ذراعي الهوائي تبعاً للزاوية وبعده عن المركز وهو موضح بالشكل (2-5) حيث يتم تحديده فقط تبعاً للزاوية لأن a تحدد بالمعادلة (3-5) والتي ترتبط ارتباط مباشر بـ a والتي هي زاوية الالتفاف *wrap angle*.

$$a = \frac{1}{\tan \alpha} \dots\dots\dots (3-5)$$



الشكل (2-5) الهوائي الحلزوني المتعلق بالزاوية

كما أن هناك طريقة أخرى لتحديد الانحناءات وهو عامل التوسعة *Expansion Factor EF* والذي يحدد نسبة تزايد قطر اللفة الواحدة وهو مشابه لنسبة النمو a ويتبين لدينا من المعادلة (4-5) العلاقة الهندسية المباشرة بينهم:

$$a = \frac{\ln EF}{2\pi} \text{ or } EF = e^{2\pi a} \text{ so } EF = \left(\frac{r_0}{r_i}\right)^{\frac{1}{\text{turns}}} \dots (4-5)$$

$$\text{or Turns} = \frac{\ln(r_0/r_i)}{\ln(EF)} \dots (5-5)$$

ويمكن للهوائي الحلزوني المتعلق بالزاوية أن يكون له أكثر من ذراعين كما هو مبين في الشكل (3-5) [12].



الشكل (3-5) هوائي حلزوني متعلق بالزاوية بأربع أذرع ($EF = 2.32$)

ويلاحظ في الشكل (3-5) أن الهوائي تم توليده مع الأخذ بالحسبان أن نسبة التوسعة (EF) هي 2.32 أما في الشكل (4-5) يلاحظ أن نسبة التوسعة هي 4.64.

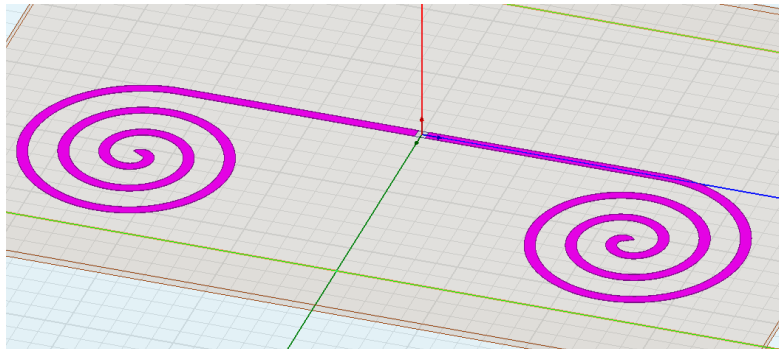


الشكل (4-5) هوائي حلزوني متعلق بالزاوية بأربع أذرع ($EF = 4.64$)

2.1.5 تصميم هوائي تجزئي من نمط كوتش *Koch* مطور ومحسن ومن الدرجة الثالثة المعدلة

تم تصميم الهوائي بحيث يتم الاستفادة من الهوائيات التجزئية، والتي تكون عادة مبنية على دائرة مطبوعة *PCB* وسيتم العمل في المجال الترددي التالي $(470-890) \text{ MHz}$ والاستفادة من بنية هوائي الديبول وذلك لمواصفات مخططه الإشعاعي، وتطبيق الهوائي المكسر من نمط كوتش من أجل صفاته في تصغير الطول المطلوب، واستخدام قاعدة للهوائي من النوع *FR4* وذلك لتكلفتها المنخفضة، وسهولة تصنيعها، حيث سيكون ثابت العازلية هو بمقدار 4.7 مع عامل فقد 0.019 والاستفادة من خصائص الهوائي الحلزوني أيضاً بدمجها مع تصميم الهوائي المكسر المقترح.

قمنا في البداية بتصميم هوائي ملفوف بثلاث لفات مع عرض ناقل ثابت كما هو مبين في الشكل (5-5)



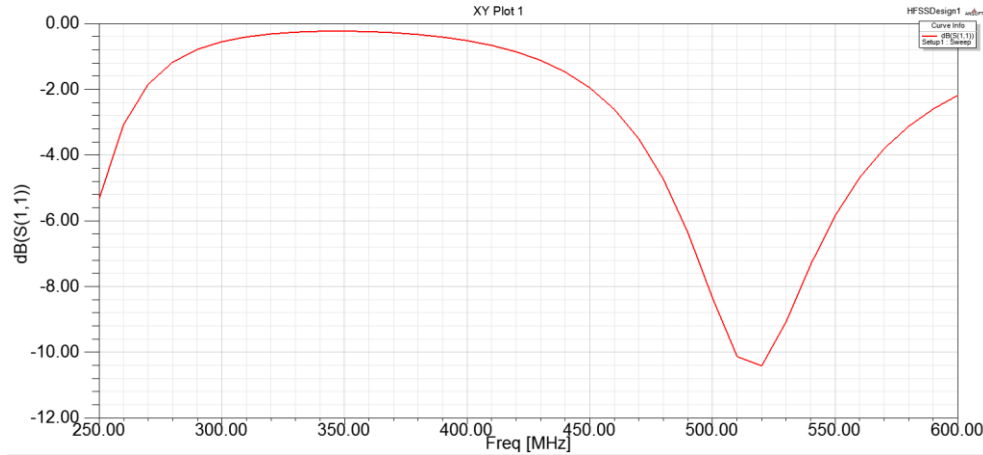
الشكل (5-5) هوائي ديبول ملفوف ثلاث لفات

وقد تم استخدام البرامج *3D Max*، والأوتوكاد *Autocad* لإنجاز عملية التصميم ورسم الهوائي الحلزوني المدمج المعدل، ومن ثم تم استخدام برنامج *ADS* وذلك لحساب عرض ناقل الهوائي المراد استخدامه، عن طريق خاصية *linecalc*، كما تم استخدام برنامج *HFSS* لإنجاز التصميم النهائي وتحليل التصميم وإظهار نتائج المحاكاة العملية لهذا الهوائي.

تم العمل على تردد 500 MHz ، مع الهوائي الدايبولي نصف طول الموجة الذي يكون طول ذراعه ربع طول الموجة حيث طول الموجة في هذه الحالة يكون 60 cm ، وبالتالي سنأخذ طول الطبقة التي سيرسم عليها الهوائي هو 20 cm وعرضها 15 cm .

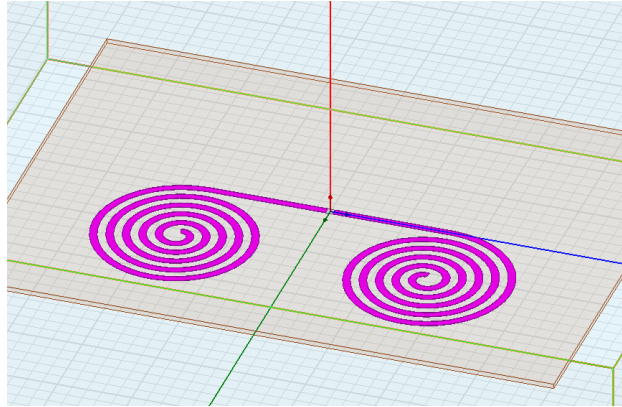
بالاستفادة من برنامج *ADS* وخاصية *linecalc* سينتج لدينا عرض ناقل الهوائي عبارة عن 2.5 mm .

حيث نلاحظ أن الهوائي المرسوم في الشكل (5-5) هو هوائي ملفوف بثلاث لفات بعرض ناقل يبلغ 2.5 mm ومن خلال المحاكاة لهذا الهوائي بالاستفادة من برنامج HFSS ورسم منحنى S_{11} المبين في الشكل (6-5) نلاحظ أن عرض المجال لهذا الهوائي غير مناسب لأنه يصل إلى -10 dB ويتجاوزها بقليل.

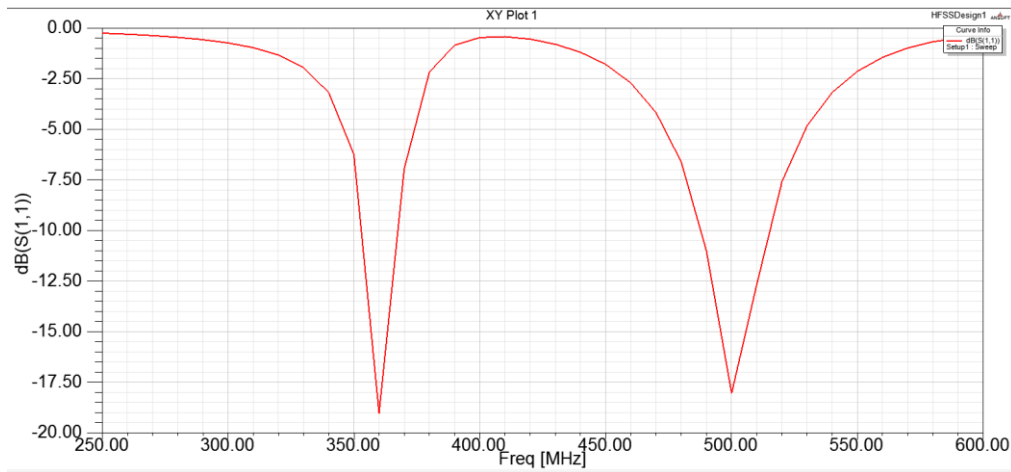


الشكل (6-5) منحنى S_{11}

لذا تم زيادة عدد اللفات إلى خمس لفات كما هو مبين في الشكل (7-5) ويلاحظ معه منحنى الاستجابة الترددية S_{11} في الشكل (5-8)



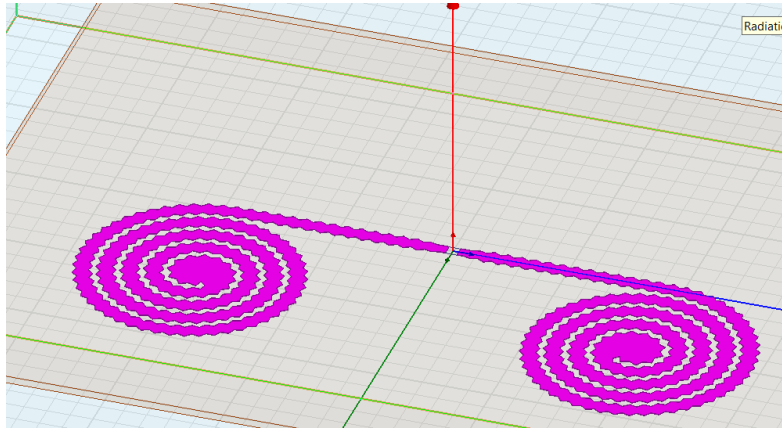
الشكل (7-5) هوائي ديبول حلزوني خمس لفات



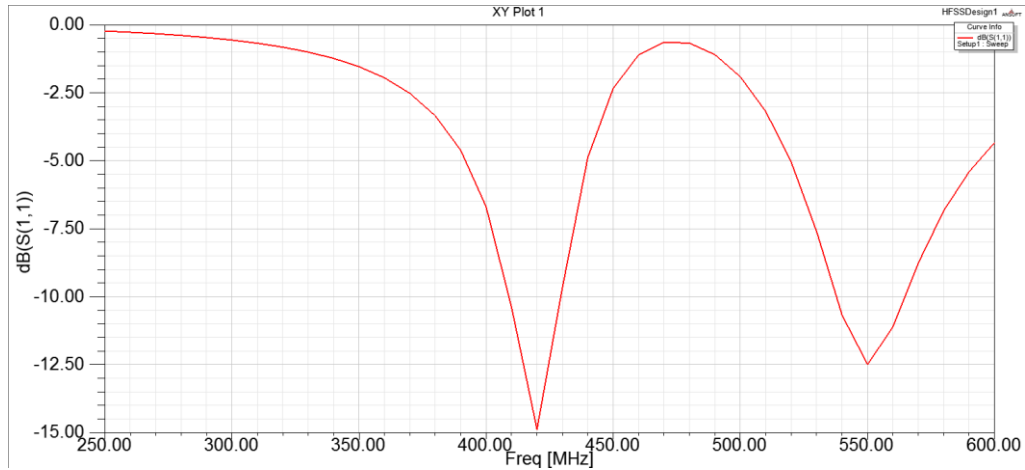
الشكل (8-5) منحنى S_{11}

يلاحظ أنه بزيادة عدد اللفات يتم تحسن مستوى S_{11} وتعددت الاستجابة من أجل الترددات 350 MHz و 500 MHz ، بعرض حزمة يصل تقريباً إلى 15 MHz مع عامل الانعكاس يصل إلى -17 dB .

ثم تم أخذ هوائي حلزوني بخمس لفات ولكن مع إضافة بنية الهوائي المكسر *zic-zac* على كامل الحلزون كما الشكل (9-5) أما الشكل (10-5) فيبين الاستجابة الترددية للهوائي.

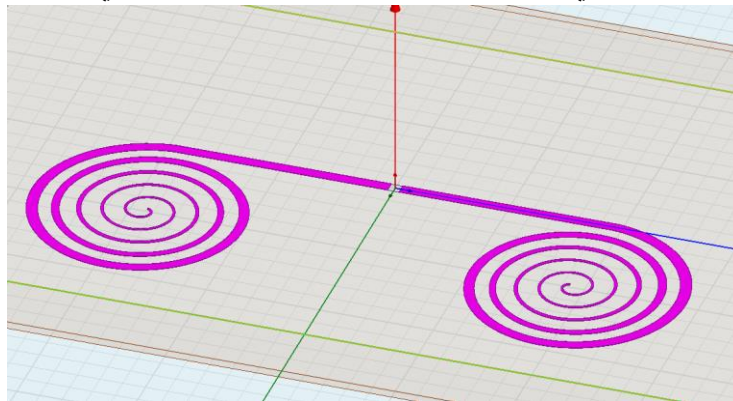


الشكل (9-5) هوائي حلزوني خمس لفات مع بنية *zic-zac*

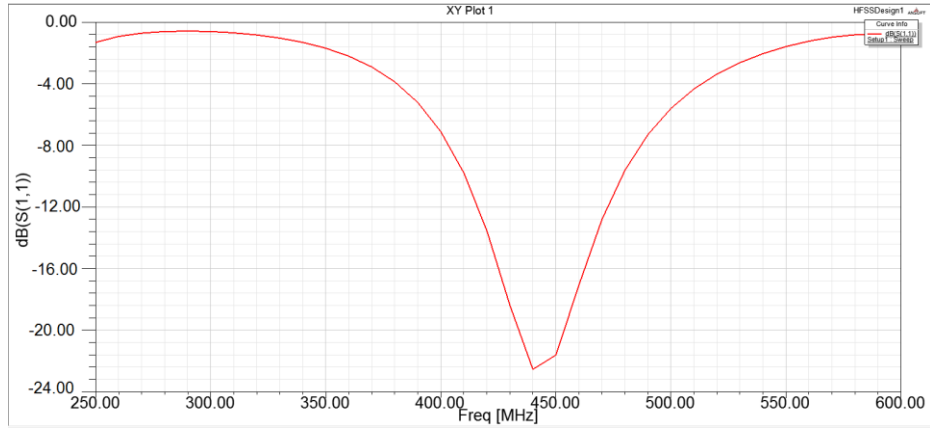


الشكل (10-5) منحنى S_{11}

يلاحظ انخفاض في مستوى الريح مع زيادة في عرض المجال حيث ارتفع إلى ما يقارب 30 MHz. كما يلاحظ أن الهوائي الحلزوني بخمس لفات ببنية متناقصة لعرض الناقل كما هو مبين في الشكل (11-5) سيؤدي إلى انخفاض بعامل الانعكاس مقابل زيادة في عرض المجال ما يقارب 25 MHz، والمبين في منحنى S_{11} في الشكل (12-5).



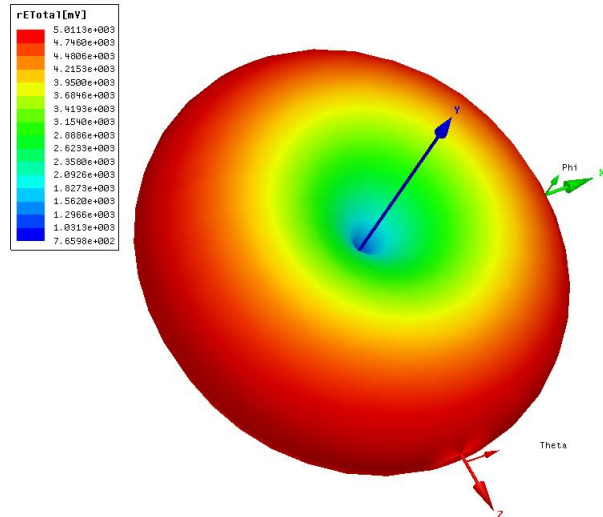
الشكل (11-5) هوائي ملفوف خمس لفات متناقص العرض



الشكل (14-5) منحنى S_{11} للهوائي المدروس

حيث يلاحظ أن عرض المجال هو 70 MHz من 410 MHz to 480 MHz وبطول هوائي شرائحي يقارب ربع طول الموجة والذي هو 20 سم فقط طبعاً من أجل قيمة معامل انعكاس -20 dB عند التردد 450 MHz نحصل على VSWR بقيمة 1.4 وهي قريبة من القيمة المثالية 1.

كما يلاحظ في الشكل (15-5) المخطط الإشعاعي ثلاثي الأبعاد حيث يتميز الهوائي المصمم بإشعاع كروي مشابه لإشعاع هوائي الدايبول مع تحسين في قيم معامل الانعكاس وعرض مناسب للمجال الترددي.



الشكل (15-5) المخطط الإشعاعي للهوائي المدروس.

3.1.5 تحليل الأداء:

لقد تم تصميم هوائي مكسر مطور ومحسن وذلك بدمج عدة بنى من الهوائيات للاستفادة من ميزات وخصائص كل بنية مع التغلب بشكل جزئي على مساوئ كل تصميم بالاستفادة من ميزات البنية الأخرى. ويمكن تلخيص الأداء فيما يلي:

- الهوائي المقترح بسيط وسهل التصنيع ويتميز استخدامه في مختلف التطبيقات التي تتطلب هوائيات خفيفة الوزن، صغيرة الحجم، ذات كلفة منخفضة، وذات ربح عالي في مجال UHF مقارنةً مع غيره من الهوائيات.
 - تم التوصل إلى عرض مجال مقداره 71 MHz نسبة إلى الحجم والأبعاد الصغيرة المستخدمة في الهوائي المقترح.
- وبين الجدول (1-5) عرض مجال الهوائي المقترح مقارنة مع نتائج أبحاث سابقة في نفس المجال المستخدم وباستخدام تقنيات حديثة من الهوائيات المكسرة وتقنيات أخرى مطورة.

الجدول (1-5) مقارنة نتائج الهوائي المدروس مع هوائيات مرجعية أخرى

نوع الهوائي	عرض المجال	رقم المرجع
هوائي zic-zac شرائحي مطور	23.5 MHz	[1] 2012
هوائي دايبول محسن ومطور	34 MHz	[3] 2012
هوائي حلزوني مطور	39 MHz	[9] 2011
هوائيات حلزونية متداخلة متعددة الأقطاب	42.5 MHz	[4] 2013
هوائي Koch مطور	53.5 MHz	[10] 2013
الهوائي المدروس	70 MHz	الهوائي المقترح

2.5 تحسين عرض مجال تردد عمل الهوائي التجزيئي

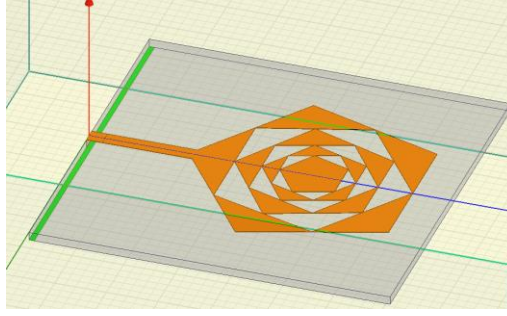
أدت التطورات المتلاحقة في أنظمة الاتصالات الحديثة وزيادة الطلب على التطبيقات عريضة المجال إلى البحث عن طرائق مختلفة للتوصل إلى زيادة في عرض المجال الترددي عند نطاقات ترددية مختلفة في آن واحد، وتعد الهوائيات التجزئية أكثر الهوائيات تميزاً بتعدد المجالات الترددية للهوائي الواحد وذلك نسبة للهندسة التجزئية المعتمدة في بنية وهندسة هذا الهوائي [1].

يعتبر عرض مجال الهوائي *bandwidth* من بين أهم المعايير التي تصف خصائص الهوائي التجزيئي، ومن هنا كانت أهمية تحسين عرض مجال هذا الهوائي مما يمكن من استخدامه في تطبيقات لاسلكية عديدة في نفس الوقت. تم في هذا القسم نمذجة هوائي تجزيئي خماسي ودراسة أثر التجزيء على ترددات العمل وأثر التباعد بين تلامسات التجزيء.

يهدف البحث إلى نمذجة هوائي خماسي متعدد المجالات *multiband antenna* مع عرض مجال كاف لكل مجال بالاستفادة من هندسة الهوائيات التجزئية وتحسينها بدراسة تأثير البعد بين رؤوس الخمس لمرحلة التجزيء عند منتصف أضلاع الخمس لمرحلة التجزيء الأسبق للوصول إلى حزم عريضة متعددة ضمن مجال ترددي بين 1 GHz حتى 10 GHz وتبيان تأثير مراحل التجزيء على ترددات عمل الهوائي.

1.2.5 الهوائيات التجزئية الخماسية:

يهتم البحث بالهوائيات التجزئية الخماسية لما تميزت به من فعالية في المجال الترددي إضافة إلى تميزها بتعدد الحزمة، وقد تم دراسة تأثير المسافة الفاصلة بين منتصف أضلاع الخمس البادئ ورؤوس الخمس التابع لمرحلة التجزيء اللاحقة وذلك في مختلف مراحل التجزيء، كما تم دراسة تأثير التجزيء على ترددات عمل الهوائي كما هو مبين في الشكل (16-5).



الشكل (16-5) هوائي تجزئي خماسي من المرحلة الثالثة

تبنى هذه الهوائيات على هندسة الأشكال الخماسية المتساوية الأضلاع وتشكل بنية هذه الهوائيات برسم خمس متساوي الأضلاع، ومن ثم نأخذ متوسط كل ضلع لنشكل خمس داخل الأساسي ومن ثم تتم إزالته من الأساسي بعملية تشبه الطرح ، ونعيد الإجراء مرة أخرى بدون الإزالة ليتم الحصول على درجة واحدة من التجزئ ويتم تكرار هذه العملية حسب درجة التجزئ المطلوبة، كما تمت ملاحظة أن نسبة الدوران الكلية بين كل خمس والمخمس الذي في داخله هي 72° درجة وأن نسبة التصغير تقارب 0.8 والتي تم حسابها عن طريق برنامج Autocad باستخدام تعليمة area لكل من السطحين ومن ثم نسبهم إلى بعضهم البعض.

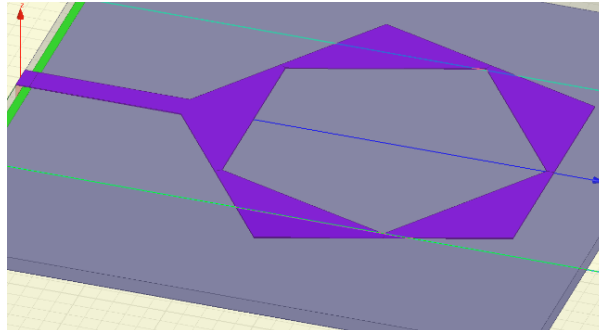
تم التعامل مع مستوى تجزئ من الدرجة الثالثة، لما تقدمه من جدوى وسهولة في التنفيذ العملي، والدراسة والأداء. تم استخدام شريحة بمقاييس $70 \times 70 \text{ mm}$ بحيث تتوافق مع المجال الترددي المستخدم $1 \text{ GHz to } 10 \text{ GHz}$ ويكون أخفض تردد عمل هو 1.2 GHz ويكافئ ربع طول موجة 62.5 mm .

كما تم اختيار القاعدة substrate من المادة العازلة FR4 ذات ثابت العازلية $\epsilon_r = 4.4$ وطول ضلع الهوائي البادئ 28.2 mm وسماكة الشريحة 1.6 mm ومقاومة الدخل $Z_0 = 50 \Omega$ وباستخدام خاصية Linecalc في برنامج ADS نحصل على العرض المناسب للمغذي feeder ليكون 3.08 mm وذلك وفق المعادلة (6-5):

$$If \left(\frac{W}{H} \right) \geq 1, \epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \left(\frac{H}{W} \right) \right)^{-\frac{1}{2}} \dots (a-6-5)$$

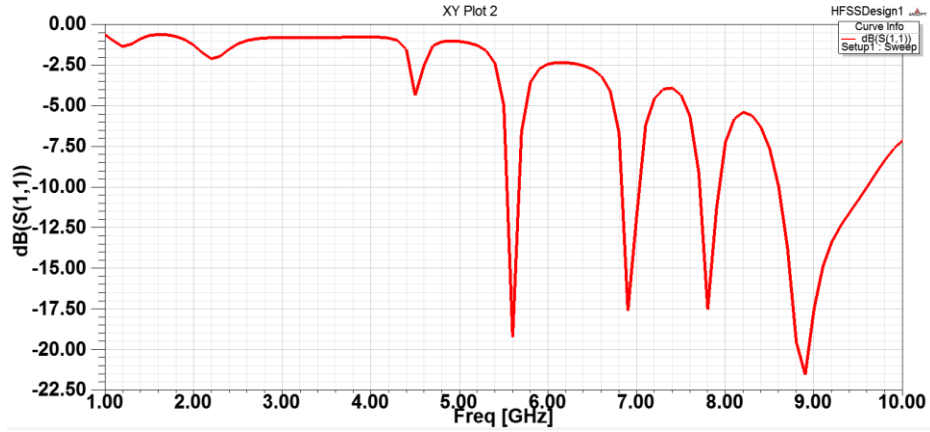
$$Z_0 = \frac{120 \pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \times \left[\frac{W}{H} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left(\frac{W}{H} + 1.444 \right) \right]} \dots (b-6-5)$$

سيتم البحث في مرحلة التجزئ الأولى ودراسة تأثير تباعد رؤوس أضلاع المخمس عن منتصف المخمس الحاوي له كما هو مبين في الشكل (17-5).



الشكل (17-5) التباعد بين رأس المخمس الداخلي ومنتصف ضلع المخمس الخارجي

من الناحية العملية لا يمكن الفصل التام بين هذه الأجزاء بعضها عن بعض، وسنبين تأثير هذه المسافة وأثرها على خواص الاستجابة الترددية للهوائي. حيث سنبدأ من مسافة تباعد 0.1 mm لنصل حتى 1.0 mm . في الخطوة الأولى يبين الشكل (18-5) منحنى S_{11} في حال كان التباعد فقط 0.1 mm



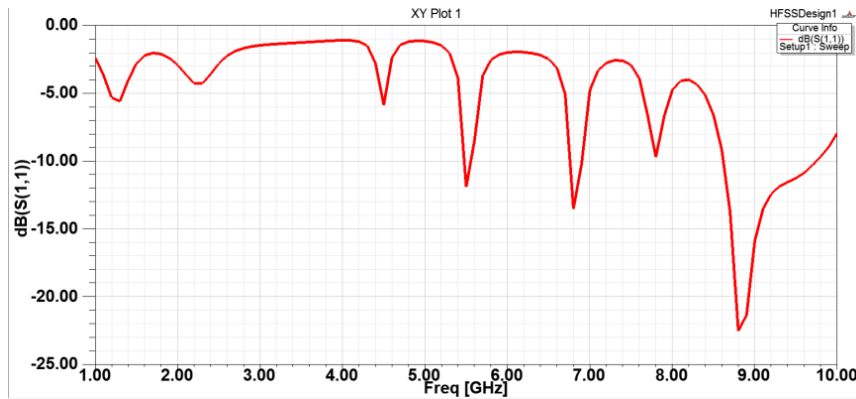
الشكل (18-5) منحنى S_{11} في حال التباعد بمقدار 0.1 mm

يتبين من الشكل (18-5) وجود عدة مجالات ترددية عند كل من الترددات المبينة في الجدول (2-5):

الجدول (2-5) قيم S_{11} من أجل تباعد 0.1 mm

التردد (GHz)	5.5	6.8	7.8	8.9
S_{11} (dB)	-18	-17.5	-17.5	-22

في الخطوة الثانية يكون التباعد مقداره 0.5 mm فيتبين انخفاض ملحوظ في مخطط S_{11} وفقاً للترددات السابقة كما هو مبين في الشكل (19-5)



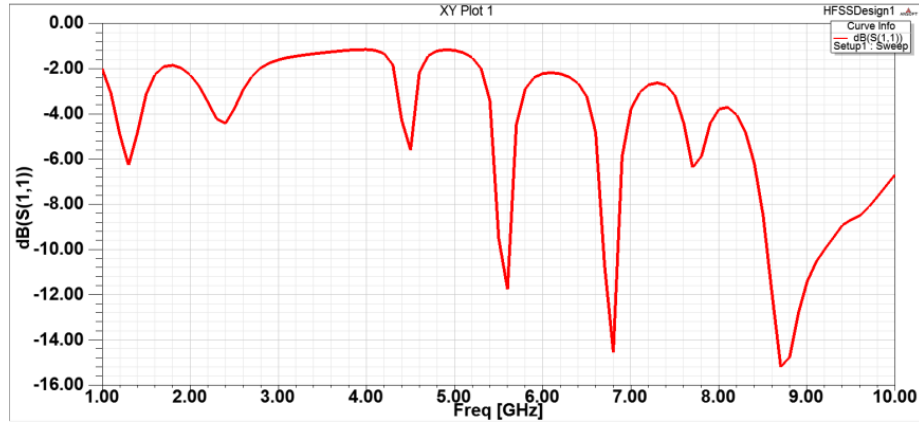
الشكل (19-5) S_{11} في حال التباعد بمقدار 0.5 mm

ويتبين مقدار S_{11} الموافق لتباعد بمقدار 0.5 mm في الجدول (3-5)

الجدول (3-5) مقدار S_{11} من أجل تباعد 0.5 mm

التردد (GHz)	5.5	6.8	7.8	8.9
S_{11} (dB)	-12	-13.7	-9.9	-22

ومن أجل تباعد بمقدار 1.0 mm يلاحظ وجود انخفاض ملحوظ خاصة عند التردد 7.8 GHz كما هو مبين في الشكل (20-5).



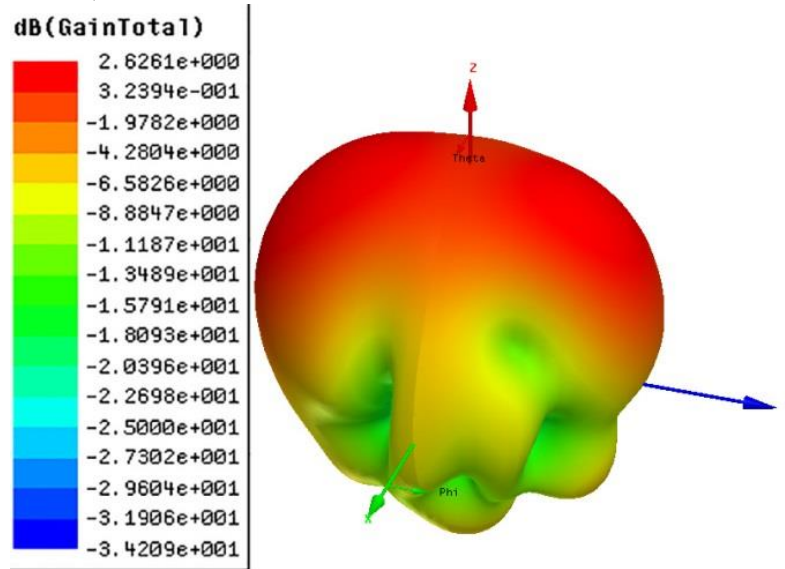
الشكل (20-5) في حال التباعد بمقدار 1.0 mm

يتبين انخفاض عند التردد 7.8 خاصة عن بقية الترددات كما هو مبين في الجدول (4-5):

الجدول (4-5) مقدار S_{11} من أجل تباعد 1.0 mm

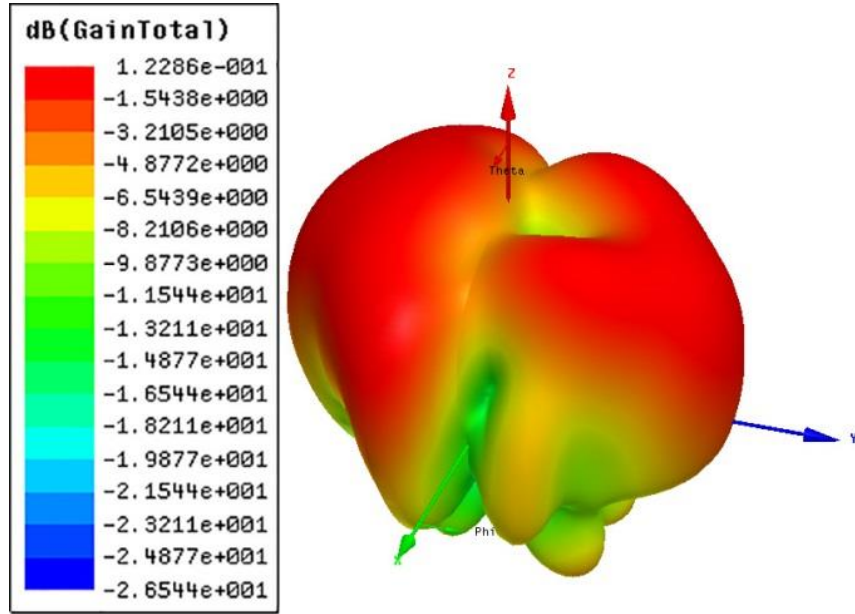
التردد (GHz)	5.5	6.8	7.8	8.9
S_{11} (dB)	-12	-14.2	-6.0	-15

حيث يتبين أن البعد الأمثل هو 0.1 mm وذلك بعد المقارنة مع قيم S_{11} لكل مرحلة باستخدام خاصية التحسين *optimization* في برنامج HFSS بين رأس الخمس ومنصف ضلعه بالنسبة للمرحلة الأولى للتجزئة، ويمكن ملاحظة كل من المخطط الإشعاعي للهوائي عند كل من الترددات السابقة حيث يبين الشكل (21-5) المخطط الإشعاعي عند التردد 5.5 GHz .



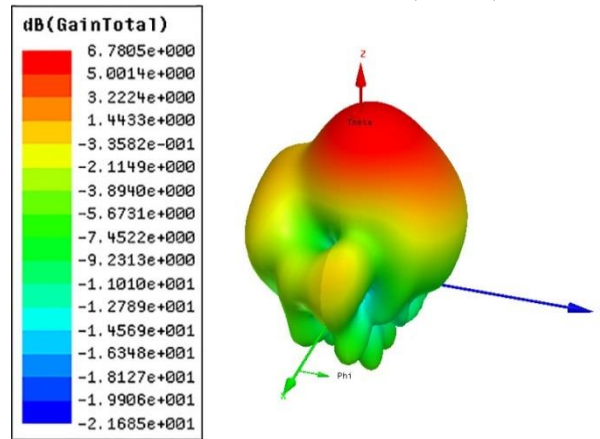
الشكل (21-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 5.5 GHz

ويبين الشكل (22-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى وذلك عند التردد 6.8 GHz



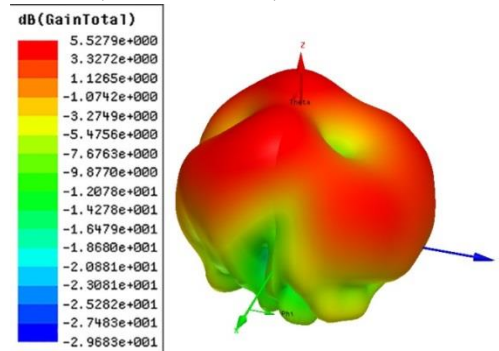
الشكل (22-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 6.8 GHz

كما يبين الشكل (23-5) المخطط الإشعاعي للهوائي وذلك عند التردد 7.8 GHz



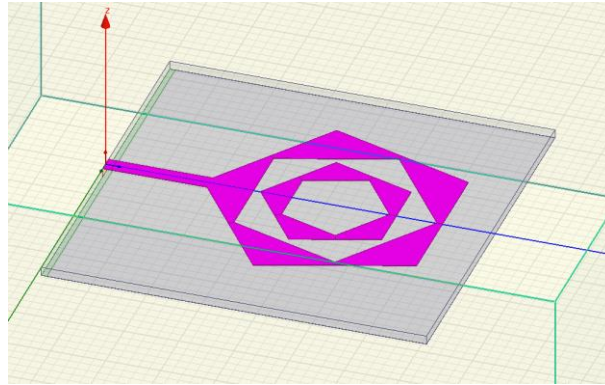
الشكل (23-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 7.8 GHz

اما عند التردد الأخير وهو 8.9 GHz فإن المخطط الإشعاعي الموافق مبين في الشكل (24-5)



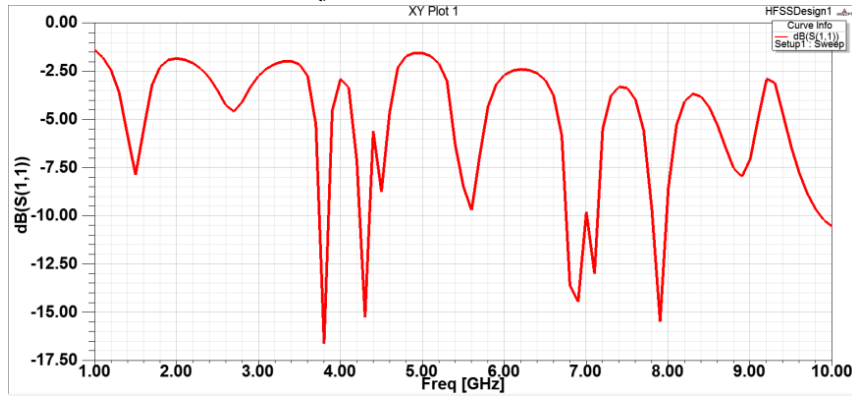
الشكل (24-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 8.9 GHz

بالانتقال إلى المرحلة الثانية من التجزء كما هو مبين في الشكل (25-5).



الشكل (25-5) المرحلة الثانية من التجزء للهوائي الخماسي

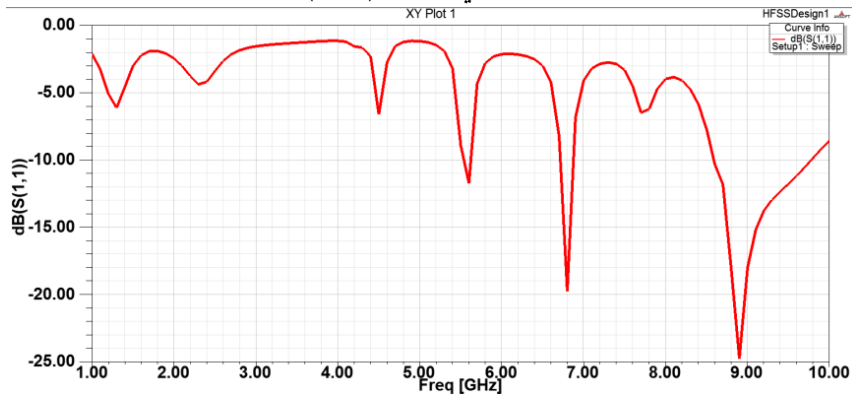
ونكون S_{11} الموافقة لهذه المرحلة من أجل تباعد مقداره 0.1 mm مبيئة في الشكل (26-5).



الشكل (26-5) S_{11} لمرحلة التجزء الثانية من أجل تباعد 0.1 mm

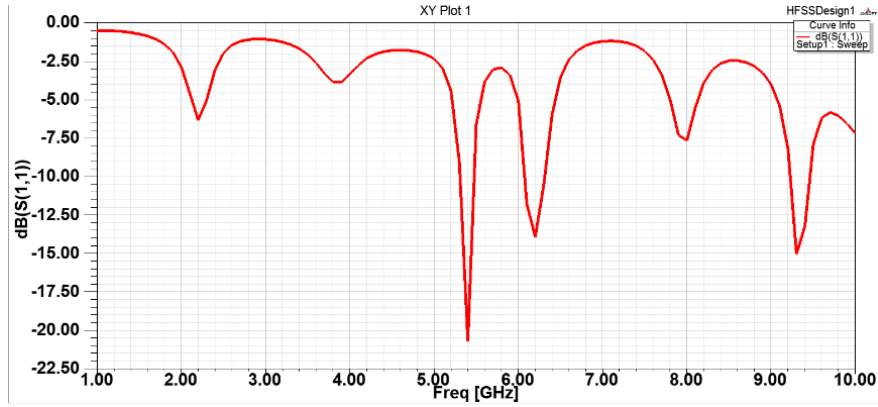
وبين الشكل (26-5) تغير في ترددات العمل للهوائي، ولكن من أجل تباعد مقداره 0.5 mm يمكن العودة إلى

الترددات السابقة ما عدا التردد 7.8 GHz كما هو مبين في الشكل (27-5).



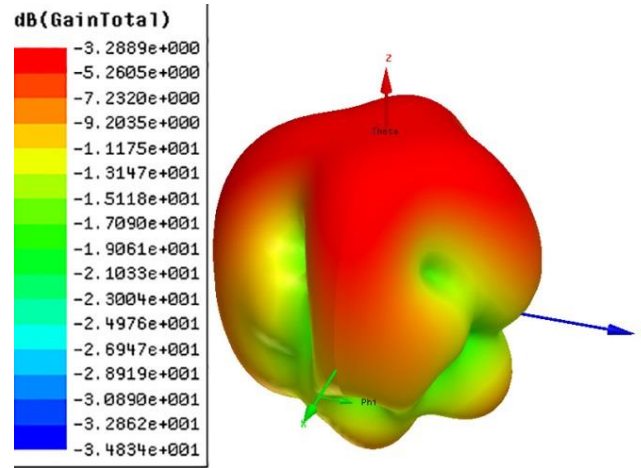
الشكل (27-5) S_{11} لمرحلة التجزء الثانية من أجل تباعد 0.5 mm

أو أننا نستطيع تصغير أبعاد الهوائي حسب المعادلتين (5-5.1) و (5-5.2) بما يتناسب مع عرض المغذي ليتناقص من 3.08 mm ليصبح 2.18 mm أي بنسبة تصغير تقارب 0.71 ليصبح شكل S_{11} كما هو مبين بالشكل (28-5)



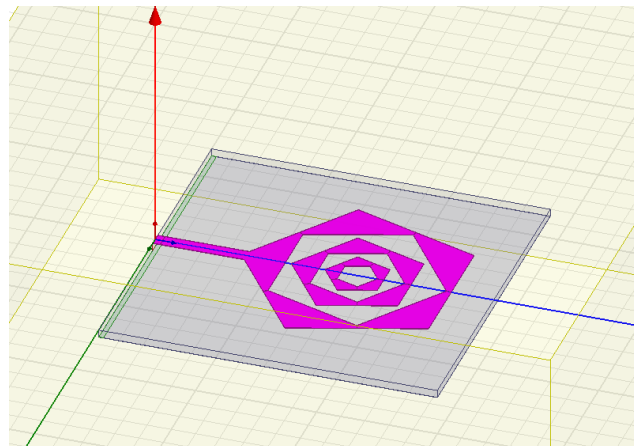
الشكل (28-5) S_{11} لمرحلة التجزئة الثانية بنسبة تصغير للهوائي تقارب 0.71

حيث يلاحظ تحسناً ملحوظاً عند التردد 5.5 GHz ليصل مقدار S_{11} إلى -20.5 dB في حين أنه كان يصل إلى -18 dB في الحالة المثلى لمرحلة التجزئة الأولى من أجل تباعد أمثلي وهو 0.1 mm. يكون المخطط الإشعاعي عند التردد 5.5 GHz مبين في الشكل (29-5)



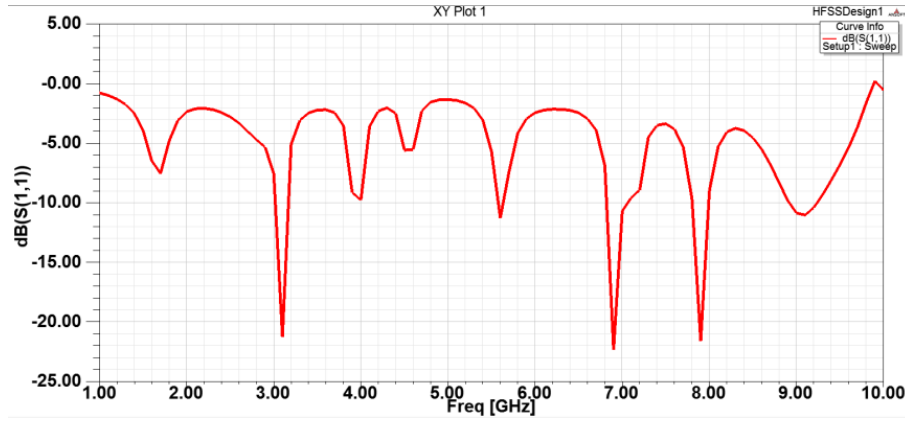
الشكل (29-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الأولى عند التردد 5.5 GHz

من أجل المرحلة الثالثة من التجزئة ومن أجل تباعد مقداره 0.1 mm كما هو موضح في الشكل (30-5)



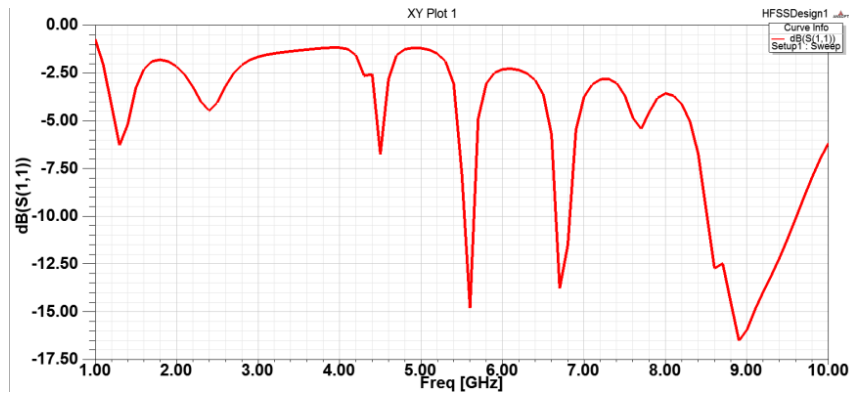
الشكل (30-5) الهوائي التجزئي من المرحلة الثالثة بتباعد 0.1mm

وبين الشكل (31-5) S_{11} الموافقة للهوائي التجزئي من المرحلة الثالثة بتباعد 0.1 mm.



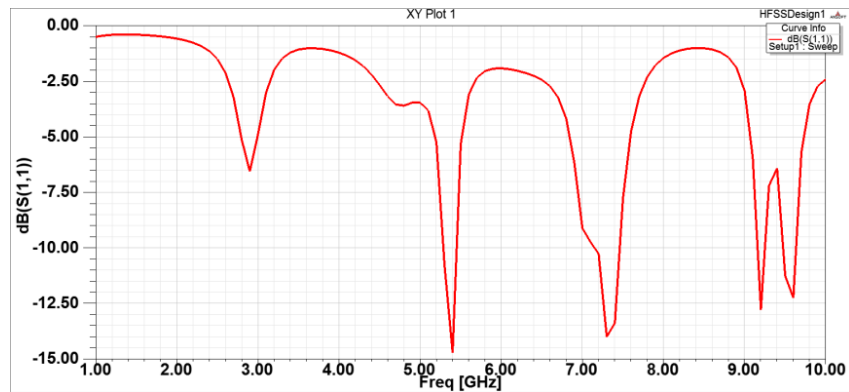
الشكل (31-5) S_{11} للمرحلة الثالثة للتجزئة بتباعد مقداره 0.1 mm

يبين الشكل (31-5) انزياح تردد العمل من 5.5 GHz إلى التردد 3.1 GHz وذلك بسبب التجزئة من المرحلة الثالثة وبنفس الطريقة في حال إعادة الدراسة عند الترددات السابقة فإما أن نزيد مقدار التباعد حيث تبين أن مقدار التباعد 1 mm ليكون كما هو مبين في الشكل (32-5)



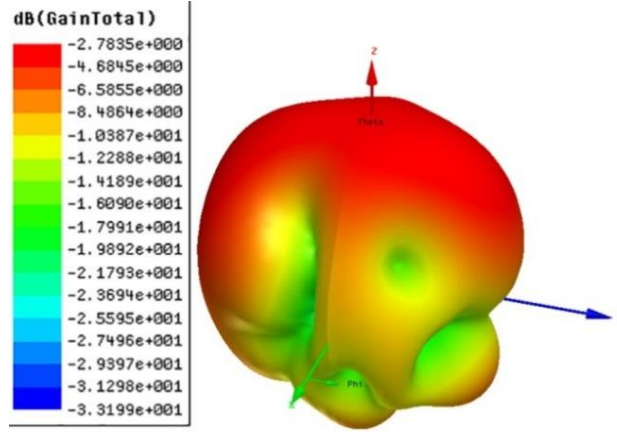
الشكل (32-5) S_{11} للمرحلة الثالثة من التجزئة بتباعد مقداره 1 mm

أو بإعادة حساب أبعاد المغذي وفقاً للمعادلة (6-5) ليصبح عرض المغذي 1.83 mm عوضاً عن 3.08 mm بمقدار تصغير يقارب 0.6 ليكون شكل S_{11} كما هو مبين في الشكل (33-5).



الشكل (33-5) S_{11} لمرحلة التجزئة الثالثة بنسبة تصغير للهوائي تقارب 0.6

وبين الشكل (34-5) المخطط الإشعاعي للهوائي عند التردد 5.5 GHz



الشكل (34-5) المخطط الإشعاعي للمرحلة الثالثة للتجزئة عند التردد 5.5 GHz

لقد تم تطوير هوائي تجزئي خماسي لما يمتاز به من مواصفات تصميمية وأداء مناسب كما تم من خلال الدراسة تبين أن التجزئة يؤدي إلى إزاحة في ترددات عمل هذا الهوائي وتم التغلب عليها عن طريق إما تغيير أبعاد الهوائي بما يتناسب مع الترددات المطلوب العمل عندها أو التغيير في المسافات الفاصلة بين رؤوس الهوائي التجزئي الخماسي ومنتصفات الأضلاع للخماسي الأكبر.

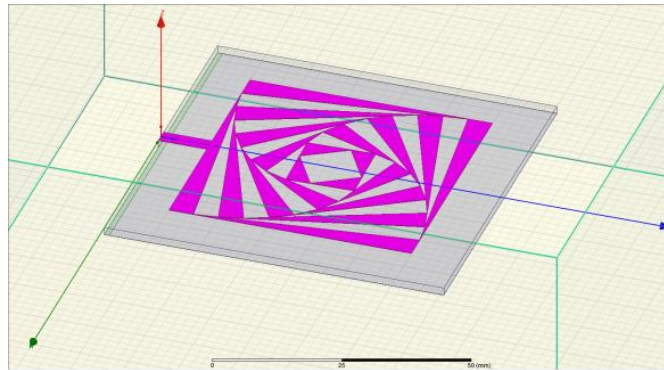
حيث تم المحافظة على تردد العمل الأساسي للهوائي وهو 5.5 GHz مع حزم أخرى وهي 6.8 GHz و 8.9 GHz.

3.5 هوائي تجزئي مربع مطور متعدد المجال:

تم تطوير هوائي تجزئي مربع الشكل والاستفادة من درجة التجزئة الرابعة للحصول على عشر استجابات ترددية في المجال من 1 to 10 GHz وقابل للعمل لمختلف التطبيقات الموجودة في هذا المجال.

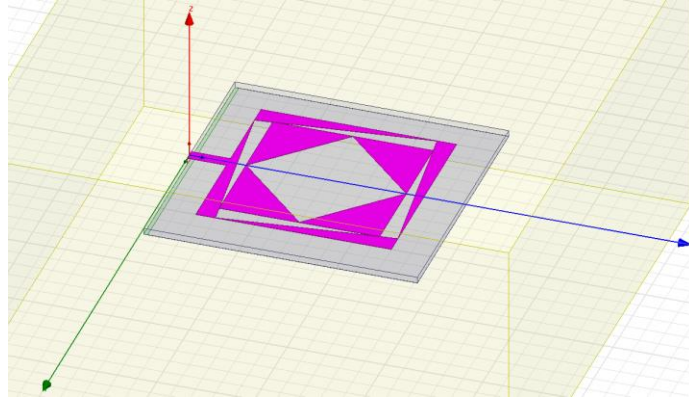
تم تصميم هذا الهوائي ليعمل على قاعدة بثابت عازلية 4.4 وعامل فقد 0.019، أما سماكة القاعدة $H = 1.6 \text{ mm}$ ، سماكة الناقل $t = 0.55 \text{ mm}$. باستخدام خاصية Linecal في برنامج ADS يكون عرض خط النقل الشرائحي $W = 3.08 \text{ mm}$ ، من أجل تحقيق ممانعة $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ ، وذلك بناء على المعادلة التصميمية (5-5).

إن أبعاد القاعدة هي $70 \times 70 \text{ mm}^2$ مع مستوي أرضي كامل على القاعدة كما هو مبين بالشكل (35-5) والذي يمثل المرحلة الرابعة من التجزئة لهذا الهوائي. تم رسم الهوائي في برنامج autocad ومحاكاته بواسطة برنامج HFSS، واختبار النموذج العملي منه بالتعاون مع مخبر المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا.



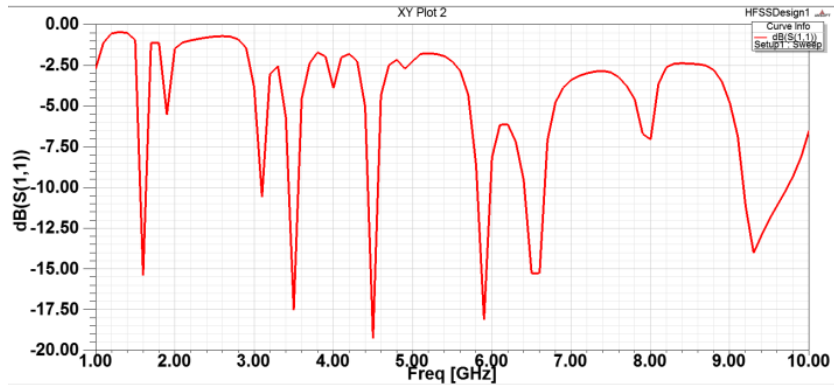
الشكل (35-5) الهوائي التجزئي المربع المطور

تصميم هذا الهوائي يتم بناء على رسم مربع، ومن ثم اقتطاع من داخل هذا المربع مربع آخر، لتكون رؤوسه تبعد مسافة 5 سم عن رؤوس المربع الخارجي، وتكون بالتالي زاوية الدوران هي 5 درجات، وفي النهاية يتم رسم مربع داخلي مناظر للمربع الخارجي، ويتم اقتطاع مربع بداخله من منتصف أضلاعه، لتكون هذه المرحلة الأولى من التجزئ لهذا الهوائي كما هو مبين في الشكل (36-5).



الشكل (36-5) المرحلة الأولى من التجزئ

وبمحاكاة المرحلة الأولى نلاحظ S_{11} في الشكل (37-5).



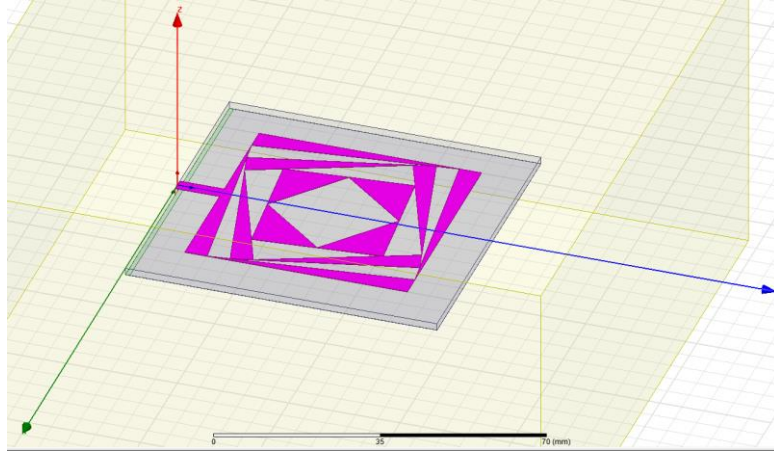
الشكل (37-5) S_{11} للمرحلة الأولى من التجزئ

حيث نلاحظ سبع مجالات ترددية على كامل الحزمة من 1 to 10 GHz وهي موضحة في الجدول (5-5)

الجدول (5-5) المجالات الترددية للمرحلة الأولى من التجزئ

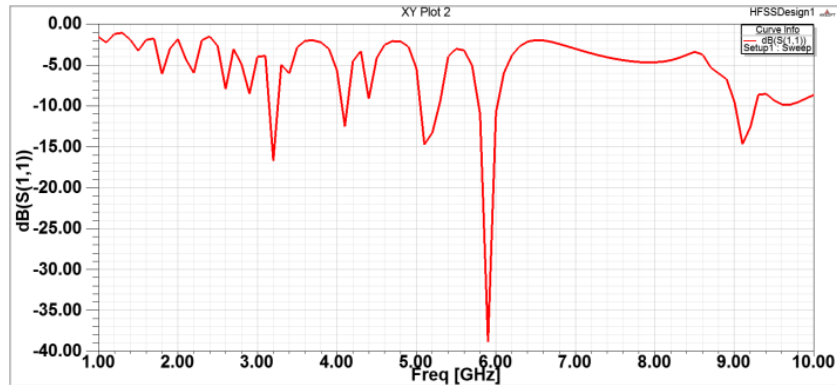
No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	3.2	150
02	4.1	100
03	5.1	250
04	5.9	220
05	9.1	260

تبدأ المرحلة الثانية من حيث انتهى المربع الدائر وبنفس أسلوب المرحلة الأولى، حيث نبدأ برسم مربع جديد يبعد عن رؤوس المربع بمقدار 5 سم ، إلا أن زاوية الدوران ستزيد بدرجة واحدة عن زاوية الدوران السابقة لتصبح بالمجمل 6 درجات، ومن ثم نقتطع مربع داخلي آخر بنفس الطريقة وفي النهاية نختم المرحلة بالمربع المتناظر للمربع الخارجي ومقتطع منه مربع آخر من منتصف أضلاعه ليتكون بذلك المرحلة الثانية من التجزيء كما هو مبين في الشكل (5-38).



الشكل (5-38) المرحلة الثانية من التجزيء

كما نلاحظ S_{11} لهذه المرحلة في الشكل (5-39).



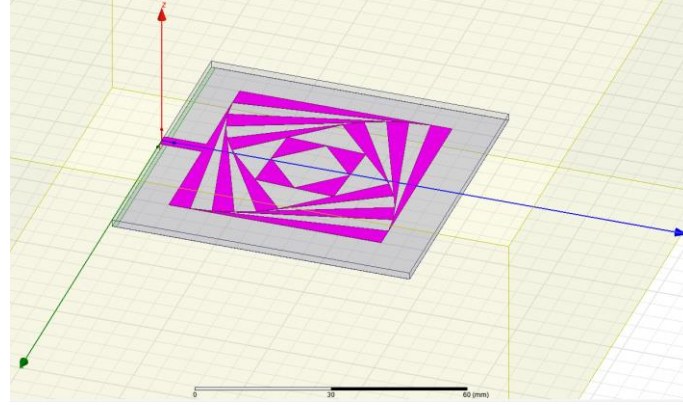
الشكل (5-39) S_{11} للمرحلة الثانية من التجزيء

أصبح هناك خمس مجالات ترددية في المجال الترددي المدروس وهي مبينة في الجدول (5-6)

الجدول (5-6) المجالات الترددية لمرحلة التجزيء الثانية

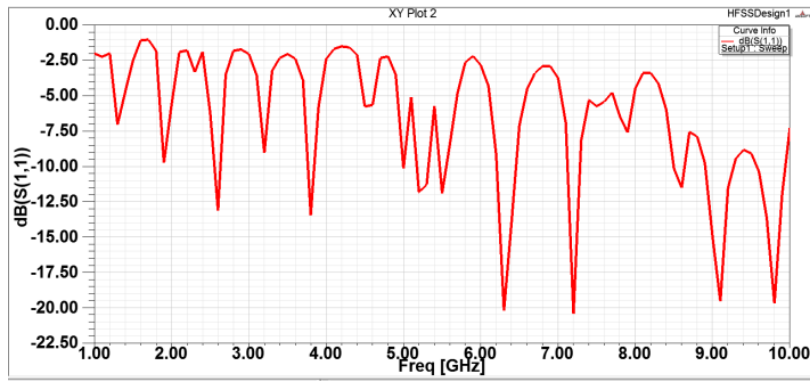
No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	1.5	50
02	3.1	10
03	3.5	180
04	4.5	185
05	5.9	200
06	6.7	220
07	9.2	470

تبدأ المرحلة الثالثة من التجزء أيضاً بإعادة رسم مربع داخل المربع المدور لتبعد رؤوسه بمقدار 5 سم عن رؤوس الذي قبله وبزاوية دوران تزيد بمقدار درجة واحدة لتصبح في المجل 7 درجات، وبنفس الطريقة نقتطع مربع آخر ونعيد الختام بالمربع المركزي الداخلي كما هو مبين في الشكل (40-5) لنكون بذلك المرحلة الثالثة من التجزء.



الشكل (40-5) المرحلة الثالثة من التجزء

ومبين في الشكل (41-5) S_{11} لهذا الهوائي.



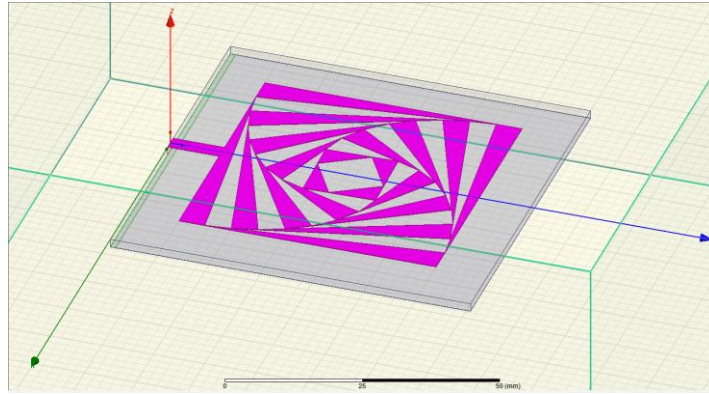
الشكل (41-5) S_{11} للمرحلة الثالثة من التجزء

نلاحظ أنه أصبح لدينا ثمانية مجالات ترددية على المجال المدروس مبينة في الجدول (7-5)

الجدول (7-5) المجالات الترددية لمرحلة التجزء الثالثة

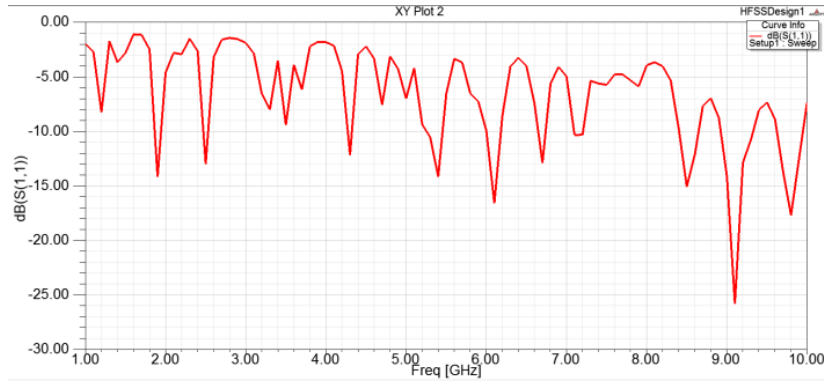
No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	2.6	70
02	3.8	60
03	5.2	175
04	5.5	100
05	6.3	250
06	7.2	200
07	9.1	310
08	9.8	360

نبدأ بالمرحلة الرابعة بنفس الطريقة لنبعد أيضاً 5 سم عن رؤوس المربع المدور، وتصبح زاوية الدوران 8 درجات، وهو مبين بالشكل (42-5).



الشكل (42-5) مرحلة التجزئ الرابعة

يبين الشكل (43-5) S_{11} لهذه المرحلة.



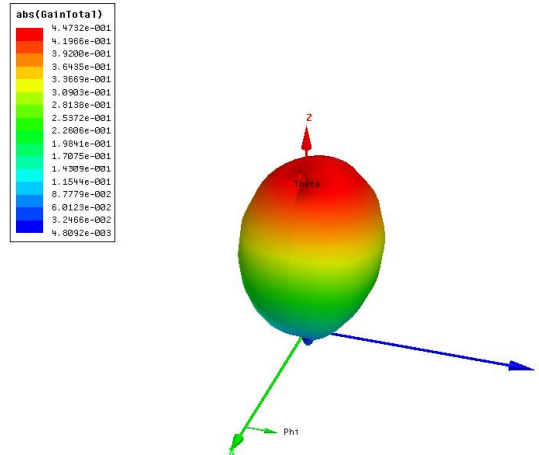
الشكل (43-5) S_{11} للمرحلة الرابعة من التجزئ

حيث أصبح للهوائي عشرة مجالات ترددية مبينة في الجدول (8-5)

الجدول (8-5) المجالات الترددية لمرحلة التجزئ الرابعة

No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	1.9	20
02	2.5	50
03	4.3	15
04	5.4	200
05	6.1	190
06	6.7	180
07	7.1	10
08	8.5	200
09	9.1	300
10	9.8	380

ويمكن ملاحظة ربح الهوائي من خلال مخطط الإشعاع المبين في الشكل (44-5).



الشكل (44-5) مخطط إشعاع الهوائي المربع التجزئي المطور

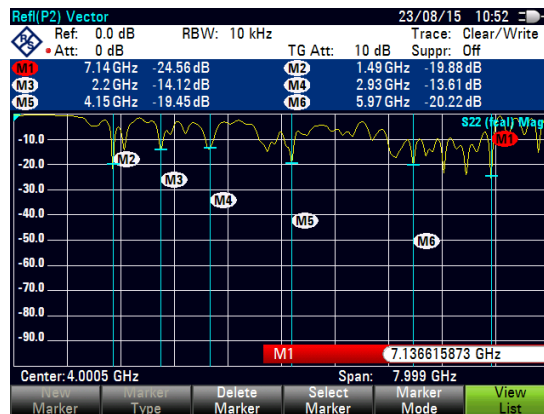
تم تصنيع هذا الهوائي مبين في الشكل (45-5) واختباره في المجال من 1 to 8 GHz في مخبر المعهد العالي للبحوث العلمية وذلك لمحدودية المخبر حتى التردد 8 GHz وتبين النتائج العملية في الشكل (46-5) لهذا الهوائي.



الشكل (45-5) الهوائي المربع التجزئي المطور عملياً

نلاحظ وجود اختلافات بين نتائج المحاكاة والنتائج العملية وذلك لأن تصنيع الهوائي وتنفيذه عملياً يختلف عن تصميمه من حيث دقة الأبعاد، ونقاء النحاس، وعازلية الركيزة substrate.

نلاحظ من هذا الهوائي قدرته على العمل على عدة تطبيقات مختلفة، وتنوع استجابته الترددية على المجال من 1-10 GHz.



الشكل (46-5) نتائج الاختبار العملي للهوائي المصنع

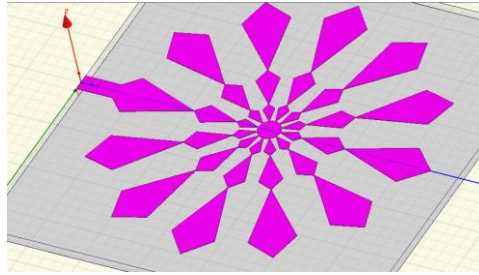
ويمكن الوصول للتجزيء حتى مراحل متعددة، في حين أن الطريقة التقليدية وهي منتصفات الأضلاع لتتوقف عن المرحلة الثالثة من التجزء، وبنائج لا تقارن مع النتائج التي تم التوصل إليها في هذا الهوائي.

4.5 هوائي تجزئي شبه معين

تم تصميم هذا الهوائي ليعمل على قاعدة بثابت عازلية 4.4 وعامل فقد 0.019، أما سماكة القاعدة $H = 1.6 \text{ mm}$ ، سماكة الناقل $t = 0.55 \text{ mm}$. باستخدام خاصية Linecal في برنامج ADS يكون عرض خط النقل الشرائحي $W = 3.08$ ، من أجل تحقيق ممانعة $Z_0 = 50 \text{ Ohm}$ ، وذلك بناء على المعادلة التصميمية (5-5).

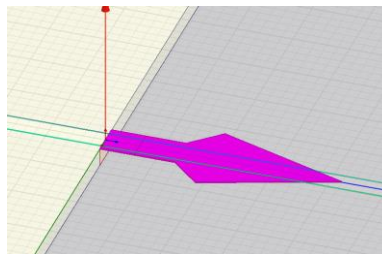
إن أبعاد القاعدة هي $70 \times 70 \text{ mm}^2$ مع مستوي أرضي كامل على القاعدة كما هو مبين بالشكل (5-47) والذي يمثل المرحلة الثالثة من التجزء لهذا الهوائي.

في هذا الهوائي، تم اعتماد شكل المعينات غير المتناظرة كما هو مبين بالشكل، تكون مرحلة التجزء تصغير كل معين مع المعين الذي يليه بنسبة 50%، وفي نهاية مرحلة التجزء يتم توصيل المعينات الداخلية بدائرة تمس رؤوس المعينات الداخلية.



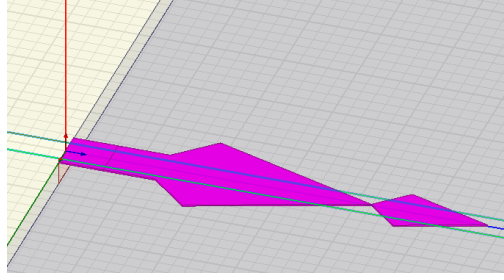
الشكل (5-47) هوائي تجزئي شبه معين

تم البدء في هذا الشكل عن طريق المعين المبين في الشكل (5-48)، حيث أن هذا المعين مسؤول عن الاستجابة في التردد 5.7 GHz ، ومن ثم في الشكل (5-49) نبين كيفية رسم الجزء الثاني من المعين، عن طريق تكرار السابق بنص الحجم السابق ومن ثم ملاصقة الرأس كما هو مبين في الشكل (5-50).



الشكل (5-48) هوائي تجزئي شبه معين مرحلة تجزء أولى

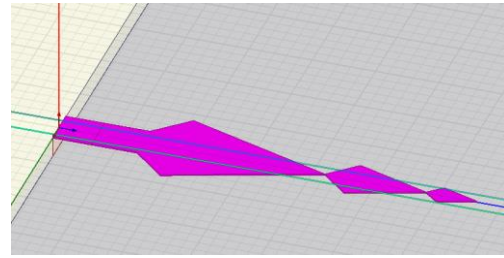
يتم ملاحظة الشكل الجديد وهو عبارة عن معينين متقابلين بالرأس، أجدهما مساو لنسف أبعاد الآخر.



الشكل (49-5) هوائي تجزئي شبه معين مرحلة تجزيء ثانية

للانتقال إلى المرحلة الثالثة من التجزيء يتم تكرار نفس الطريقة السابقة ونأخذ نصف الأبعاد كما هو مبين في الشكل (60-)

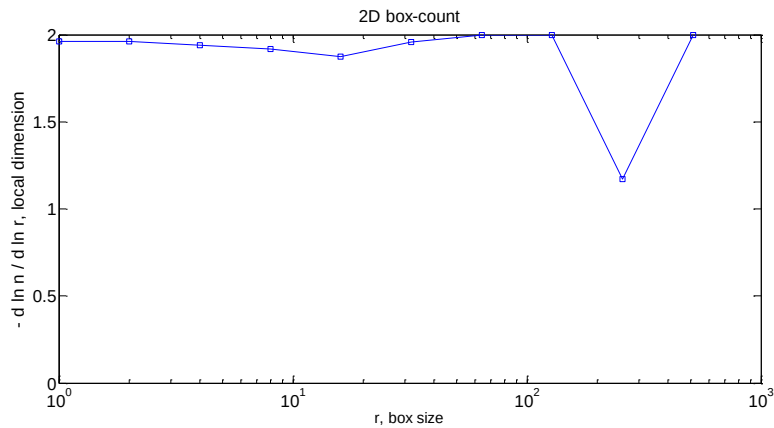
(5)



الشكل (50-5) هوائي تجزئي شبه معين مرحلة تجزيء ثالثة

وليتم تعزيز S_{11} ، يتم تكرار هذا الشكل 12 مرة بشكل ومن ثم توزيعهم عبر موزع دائري بالمنتصف كما هو مبين سابقاً في الشكل (47-5)، بتطبيق الخوارزمية عن طريق برنامج الماتلاب لحساب البعد التجزئي لهذا الهوائي فيكون البعد التجزئي مساوي لـ 1.95 مع نسبة خطأ تتراوح حول 0.05 تقريباً كما هو مبين بالشكل (51-5).

$$\text{Fractal dimension, } D_f = 1.95 \pm 0.05395$$



الشكل (51-5) البعد التجزئي للهوائي التجزئي شبه معين

وعند تنفيذ هذا الهوائي عملياً وكما هو مبين في الشكل (52-5)، تبين عدم وجود اتصال جيد بين رؤوس المعينات بسبب الفراغات بينها.



الشكل (52-5) هوائي تجزئي شبه معين عملي

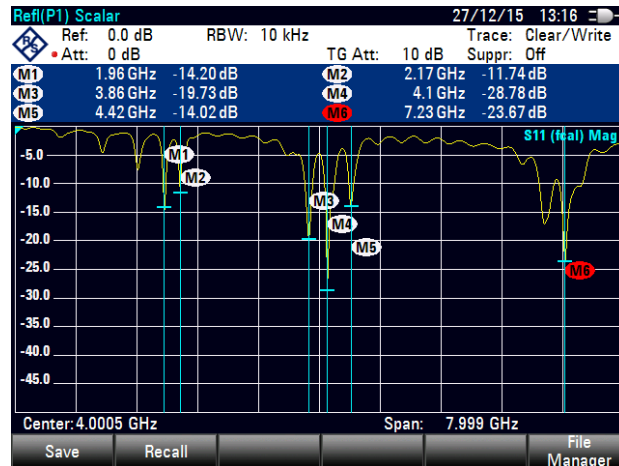
فالتنفيذ كما هو مبين في الشكل (52-5) لم يعطي اتصال جيداً بين رؤوس المعينات، وكان هناك الكثير من الفراغات من الناحية العملية، فلم تكن النتيجة موفقة في الاختبار العملي.

تم التغلب على هذه المشكلة بطريقتين، الأولى عن طريق توصيل خارجي بين رؤوس المعينات الخارجية بأشباه أقواس دائرة كما هو مبين بالشكل (53-5) حيث أنه من الناحية النظرية أعطى الهوائي السابق استجابة ترددية عند كل من التردد 5.7 GHz ، والتردد 7.0 GHz ، والتردد 8 GHz . إلا أن سبب صعوبة تنفيذ التلامسات عملياً مما يؤثر سلباً على الإشارة منع الهوائي من أداء وظيفته، لذلك لجأنا إلى التوصيل الخارجي فتم الحصول على نتائج جيدة.



الشكل (53-5) الطريقة الأولى للتغلب على الفراغات نتيجة سوء التنفيذ

وكانت النتيجة استجابة ترددية كما هو مبين في الشكل (54-5) حيث تم الحصول على سبع مجالات ترددية مبينة في الجدول (9-5).



الشكل (54-5) المجالات الترددية للهوائي بالطريقة الأولى

ونلاحظ المجالات الترددية في الجدول (9-5)

الجدول (9-5) نتائج التوصيل الخارجي لهوائي بأشباه قطر دائرة

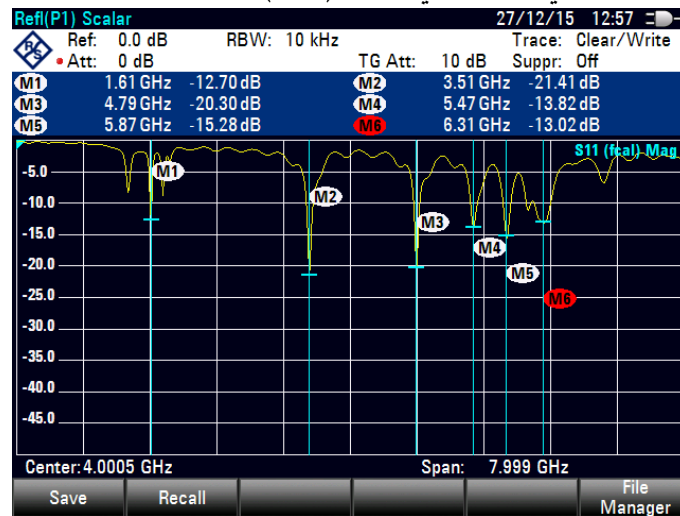
No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	1.9	35
02	2.1	33
03	3.8	55
04	4.1	70
05	4.4	43
06	7.0	184
07	7.2	168

أما الطريقة الثانية وهي دمج المعينات بدرجة معينة وفق خاصية التحسين *optimization* في برنامج HFSS، بين بعضها البعض كما هو مبين بالشكل (55-5).



الشكل (55-5) طريقة ثانية في التغلب على سوء التصنيع باستخدام تقنية الدمج

تم الدمج وتغيير نسب الدمج وفق عمل محاكاة لمختلف الحالات وتبين أن الحالة الأفضل عن طريق استخدام خاصية التحسين *optimization* في برنامج HFSS بإعطاء متغير مرتبط بنسبة الدمج بين المعينات ومن ثم تغيير هذا المتحول وبيان أثره على تغير S_{11} للهوائي، والمبينة في الشكل (56-5).



الشكل (56-5) S_{11} للطريقة الثانية في تطوير الهوائي.

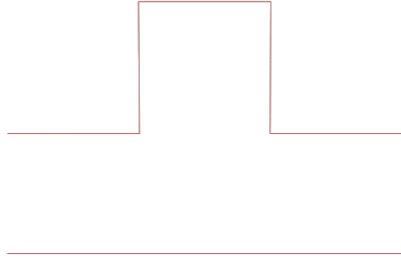
ويمكن ملاحظة قيم الاستجابة الترددية في الجدول (5-10)، حيث نجد انخفاض عدد المجالات الترددية إلى ست مجالات والتي كانت مسؤولة عنها الدائرة الخارجية السابقة، كما نلاحظ انزياح بالتردد نسبة للقطع التي تم دمجها مع بعضها، ويختلف الانزياح بالتردد نسبة لدرجة الدمج، كما أنه تم تغيير نسبة التصغير بين المعينات من النصف إلى الخمس، حيث تم انقاص الحجم من مرحلة لأخرى بمعدل الخمس فقط، حيث أن الدمج للمرحلة الثانية في حال تم المحافظة على النصف سيصبح شبه مختفي في المرحلتين الأولى والثالثة، وسيؤثر سلباً على الترددات، لذلك كان هناك بعض الانزياحات الواضحة في S_{11} لهذا الهوائي.

الجدول (5-10) المجالات الترددية للهوائي نتيجة الدمج

No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	1.6	53
02	3.5	75
03	4.7	69
04	5.4	83
05	5.8	74
06	6.3	193

5.5 هوائي تجزئي هيلبرت دائري

يتألف هذا الهوائي من مرحلتين، الأولى هي تطوير لكوتش إلا أنه بدلاً من مبدأ تحويل القطعة المستقيمة إلى مثلث يتم تحويل القطعة المستقيمة إلى مربع، كما هو مبين بالشكل (5-57)



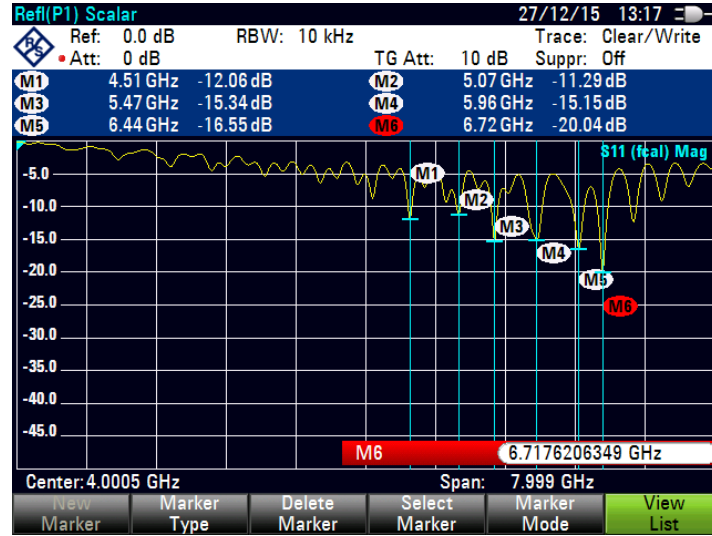
الشكل (5-57) كوتش مربع

ومن ثم يتم دمج هذا التطوير بشكل دائري لنحصل على الهوائي المبين في الشكل (5-58):



الشكل (5-58) هوائي كوتش مربع دائري

وتكون S_{11} لهذا الهوائي مبينة في الشكل (59-5):



الشكل (59-5) S_{11} لهوائي كوتش مربع دائري

ويلخص الجدول (11-5) نتائج هذا الهوائي:

الجدول (11-5) نتائج هوائي كوتش مربع دائري

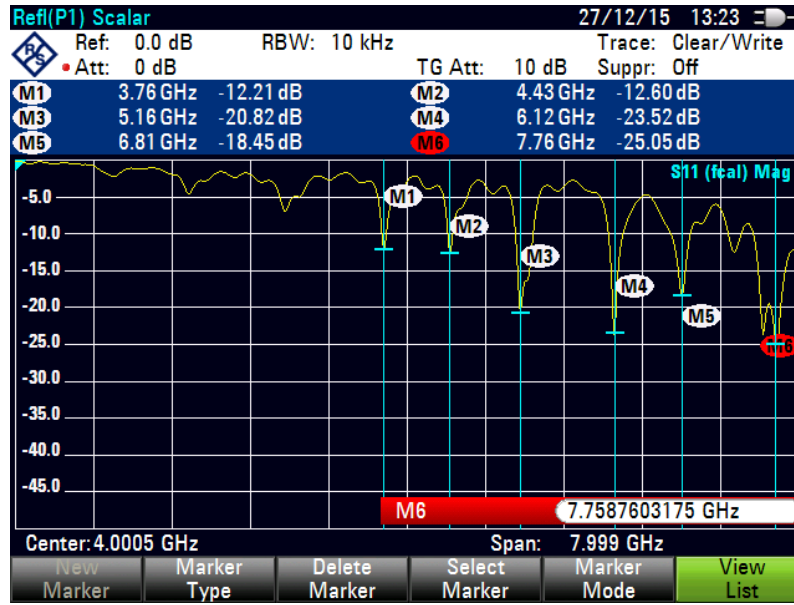
No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	4.5	32
02	5.0	28
03	5.4	44
04	5.9	90
05	6.4	78
06	6.7	73

يتم اعتبار المرحلة السابقة هي المرحلة الأولى، من هذا الهوائي، من أجل رسم الدائرة الداخلية وتوصيل بين الدوائر
تم عمل شق في الدائرة الخارجية وإعادة رسم دارة داخلية بأبعاد أصغر، وبهذه الطريقة تم إضافة شق slot ودائرة موازية
للدائرة الخارجية مع شق بداخلها كما هو مبين بالشكل (60-5) ونلاحظ تحسن عرض المجال الترددي



الشكل (60-5) هوائي كوتش مربع دائري مع شق مرحلة أولى من التجزيء

نلاحظ S_{11} لهذا الهوائي مبينة بالشكل (61-5)



الشكل (61-5) S_{11} لهوائي كوتش مربع دائري مشقوق درجة تجزئة أولى

ويبين الجدول (12-5) نتائج S_{11}

الجدول (12-5) المجالات الترددية لهوائي كوتش مربع دائري مشقوق

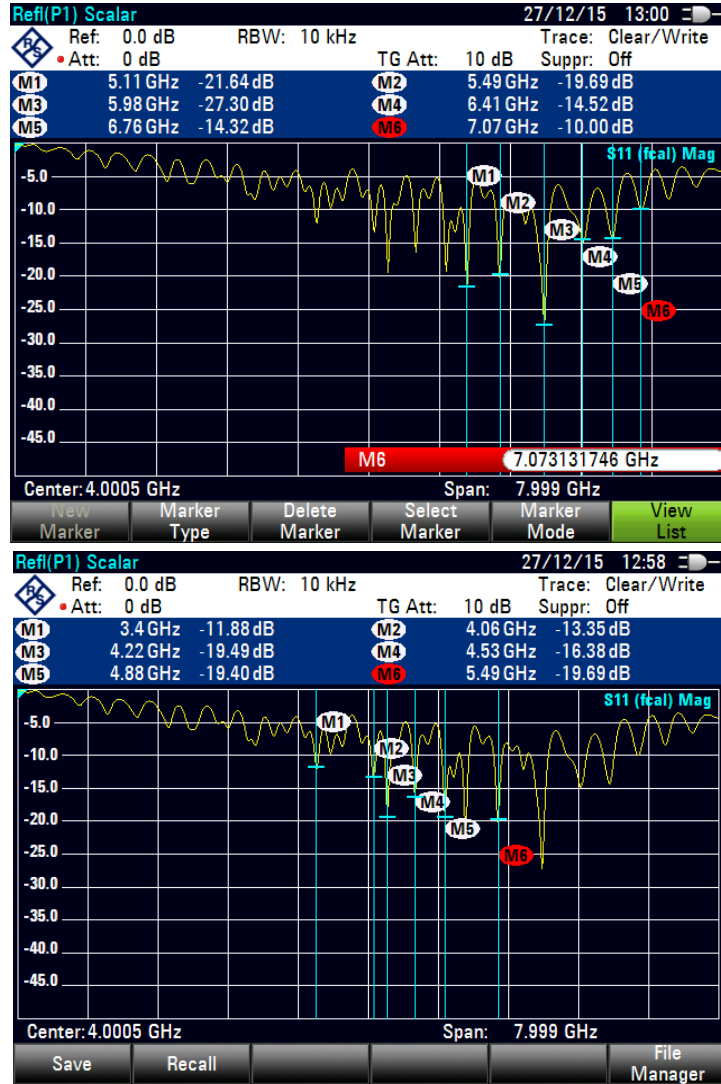
No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	3.7	22
02	4.4	27
03	5.1	72
04	6.1	44
05	6.8	63
06	7.7	180

بالانتقال إلى المرحلة الثانية من التجزئة حيث يتم رسم دائرة بنفس الأسلوب المرسوم به الدائرة الخارجية إنما بأبعاد أكبر وعدد أسنان أقل نسبياً في حال تم المحافظة على الأبعاد السابقة في الدائرة الخارجية، كما هو مبين في الشكل (62-5)، وإن الاختلاف في الأبعاد يضيف تعزيز وزيادة في الاستجابة الترددية السابقة للمرحلة الأولى، حيث تم تركيز ترددات الهوائي بين التردد 4 GHz والتردد 6 GHz بسبع حزم ترددية مختلفة، ومن الممكن تغيير المجال بتغيير الأبعاد الكلية، مما يسمح بتطبيقات غنية ومتعددة بنفس الوقت، مع تعزيز الاستجابات السابقة لنحصل بالمجمل على إحدى عشر حزمة ترددية مختلفة.



الشكل (5-62) هوائي كوتش مربع دائري مطور مشقوق درجة 2

وباختبار هذا الهوائي عملياً، ينتج لدينا S_{11} لهذا الهوائي كما يلي في الشكل (5-63):



الشكل (5-63) S_{11} هوائي كوتش مربع دائري مطور درجة الثانية

يتبين لدينا كيف انتقل الهوائي إلى إحدى عشر مجالات ترددية مبنية بالجدول (5-13) إلا أن السيئة الرئيسية في هذا الهوائي هو صعوبة الانتقال إلى مراحل متقدمة من التجزئ لنفاد المساحة الداخلية المتبقية، لكن تعتبر المرحلة الثانية مرحلة مرضية تماماً وتفي بالغرض لمعظم التطبيقات، ويمكن التحكم بالترددات المطلوب الرنين عندها بزيادة أو إنقاص الحجم *scale* بين المراحل، مع تغيير الأبعاد الكلية من تصغير أو تكبير كلي، للحصول على التردد المطلوب.

الجدول (5-13) المجالات الترددية لهوائي كوتش مربع الدائري للمرحلة الثانية من التجزئ

No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	3.4	23
02	4.0	25
03	4.2	31
04	4.5	104
05	4.8	44
06	5.1	50
07	5.5	34
08	5.9	55
09	6.4	81
10	6.7	77
11	7.0	17

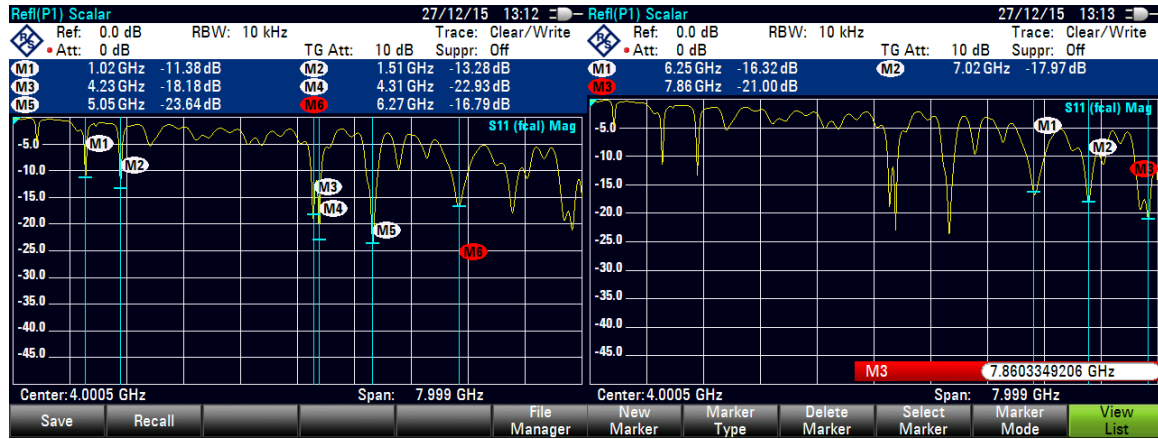
6.5 هوائي معينات مدموج بدائرة عباد الشمس

لقد تم مناقشة المعينات فيما سبق، إلا أن الطريقة الأساسية لنقل الإشارة بين المراحل كانت عن طريق تلامس الرؤوس في معظم الحالات، تم تطوير الهوائي عم طريق رسم دائرة ودمجها مع رؤوس المعينات الخارجية ومن ثم رسم أسنان على هذه الدائرة بسماكة وابعاد مدروسة، ومن ثم إعادة رسم دائرة خارجية لتعزيز بعض الترددات المطلوبة من هذا الهوائي كما هو مبين بالشكل (5-64)



الشكل (5-64) هوائي معين وعباد الشمس

كما نلاحظ من الشكل (5-65) S_{11} للهوائي الموزعة على كامل المجال من 1 GHz وحتى 8 GHz وهو المجال المتاح للاختبار.



الشكل (5-65) S_{11} لهوائي المعينات وعباد الشمس

نلاحظ وجود ثمانية مجالات ترددية ابتداءً من 1 GHz و وصولاً إلى 7.86 GHz وهو مبين بشكل أوضح في الجدول (5-14)

الجدول (5-14) الحزم الترددية لهوائي المعينات وعباد الشمس

No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	1.0	25
02	1.5	27
03	4.2	32
04	4.3	36
05	5.0	53
06	6.2	81
07	7.0	73
08	7.8	98

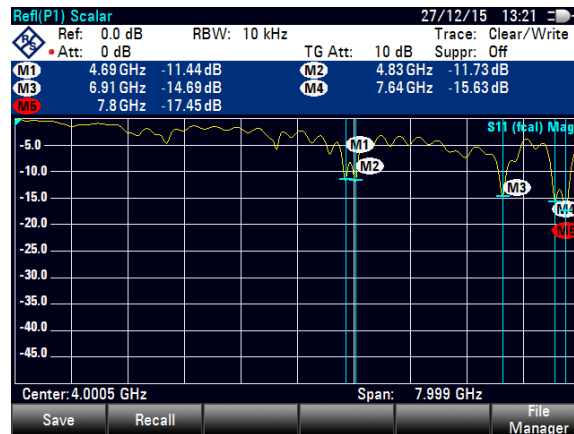
كما تم تصميم هوائي جديد على مبدأ المعينات ولكن يتصل عبر معينات أخرى يكون عرضها مساو لثلث أضعاف المعين الخارجي، وموصولة ببعضها بشكل متقارب النهايات لتنتهي في موزع دائري مركزي ، ويتم التوصيل بين الدائرة الخارجية ورؤوس المعينات الخارجية بإضافة رؤوس إضافية لتعزيز النقل، كما هو مبين بالشكل (5-66) حيث نلاحظ فرق المسافة بين الاثنا عشر معين الخارجي في المرحلة الأولى والفرق بين المعينات في المرحلة التالية من التجزء، إلا أن

التنفيذ العملي كان فيه بعض المشكل مقارنة بالدراسة النظرية من حيث سوء التنفيذ كما هو مبين في الشكل (5-67) فمن المفترض الحصول على ست مجالات ترددية معززة ويعرض جيد كما هو مبين في الترددات الأخير عند 7 GHz.



الشكل (5-66) هوائي المعينات المعزز والمطور

إن سوء التنفيذ في ملامسة الرؤوس انعكس سلباً على S_{11} المبينة في الشكل (5-67).



الشكل (5-67) S_{11} لهوائي المعينات المعزز والمطور

وبين الجدول (5-15) قيم هذه S_{11}

الجدول (5-15) المجالات الترددية لهوائي المعينات وعباد الشمس

No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	4.6	31
02	4.8	35
03	6.9	47
04	7.6	89
05	7.8	93

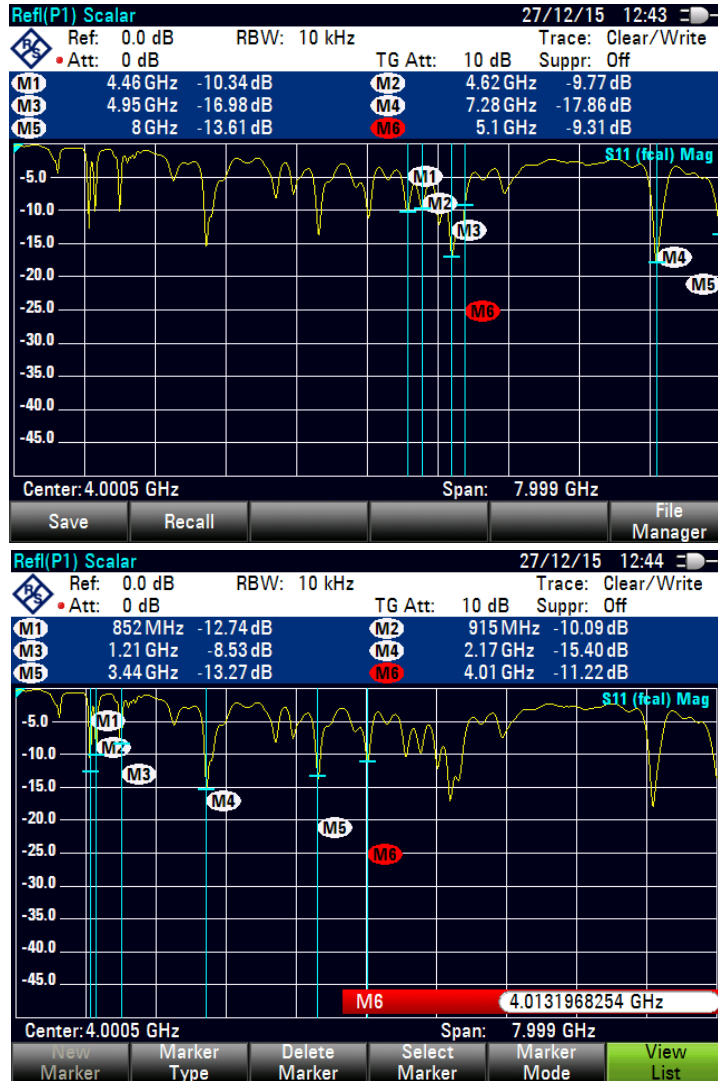
نتيجة لذلك تم تطوير الهوائي السابق وذلك بتكبير واضح للمعينات الخارجية والتوصيل بالداخل عن طريق معينات صغيرة والموزع الدائري تم تغييره إلى محيط دائرة معززة برؤوس توصيل وتفرغها من المنتصف.

وتم استخدام تقنية سابقة وهي التوصيل بأشياء محيط دائرة كما هو مبين بالشكل (5-68)



الشكل (68-5) هوائي معينات مطور

بملاحظة S_{11} للهوائي السابق نلاحظ أنه قابل للعمل على مختلف التطبيقات المطلوبة حالياً في أجيال الأجهزة المحمولة، وتطبيقات أخرى حيث له $12/$ مجال ترددي موزع على مختلف التطبيقات لتلبية احتياجات الجيل الرابع للاتصالات.



الشكل (5-69) S_{11} لهوائي معينات مطور

ونلاحظ من الجدول (5-16) قيم الترددات القابل للعمل عندها الهوائي.

الجدول (5-16) المجالات الترددية لهوائي المعينات المطور

No.	Frequency (GHz)	BW (MHz)
01	0.82	26
02	0.91	24
03	1.21	29
04	2.17	41
05	3.44	38
06	4.01	31
07	4.46	28
08	4.62	25
09	4.95	26
10	5.10	30
11	7.28	80
12	8.00	60

7.5 خلاصة:

تم في هذا الفصل دراسة أنواع جديدة من الهوائيات التجزئية لا تنتمي إلى الأنواع التجزئية السابقة، ليتم فتح الباب للمزيد من الأبحاث والتطوير، حيث أن معظم هذه الهوائيات تميزت عن الهوائيات في الدراسات المرجعية عن قابليتها للعمل على أكثر من سبع مجالات ترددية مختلفة، الأمر الذي يميز هذه الأنواع من الهوائيات.

النتائج والمناقشة والأعمال المستقبلية Results & Future Works

تم في هذه الدراسة تصميم محددات الهوائيات التجزئية ذات بنى وأشكال جديدة تدعم بمعظمها التطبيقات والحزم الترددية المستخدمة في الشبكات الخلوية للجيل الرابع.

تم عرض مجموعة مهمة من الدراسات المرجعية الحديثة للهوائيات التجزئية مع اعتماد خواصها الأساسية كمعيار لعملية مقارنة خواص الهوائيات المقترحة والوقوف على أدائها.

تم إجراء دراسة رياضية تحليلية ووضع نموذج رياضي للهوائيات التجزئية والاستفادة من هذا النموذج في تطوير خوارزمية بسيطة نسبياً لتسهيل تصميم وحساب البعد التجزي للهوائيات المصنعة والمنفذة والتجزئية عموماً، كما وتم كتابة البرنامج المناسب لهذه الخوارزمية مع اختبارها باستخدام أمثلة للهوائيات تجزئية وكانت النتائج مشجعة.

تم تصميم هوائي تجزئي عريض الحزمة يعمل على المجال (410 – 480 MHz) من المجال الترددي الذي تعمل عليه الهوائيات التجزئية عموماً تم تطوير هذا الهوائي عن بنية كوش والهوائي الحزوني التقليدي، ومن ثم دراسة الاستجابة الترددية لهذا الهوائي ومقارنة النتائج مع عدد من الدراسات المرجعية لهذا النوع من الهوائيات وكانت النتائج جيدة حيث امتاز الهوائي المقترح بتفوق أدائه نسبياً وخاصة من حيث عدد المجالات الترددية وعرضها، ويبين الجدول (5-17) هذه المقارنة.

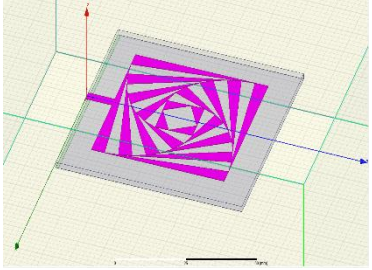
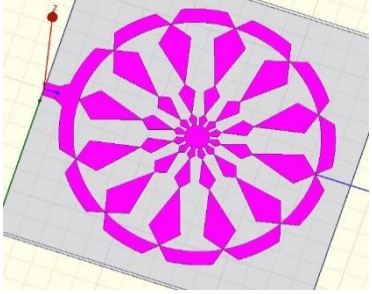
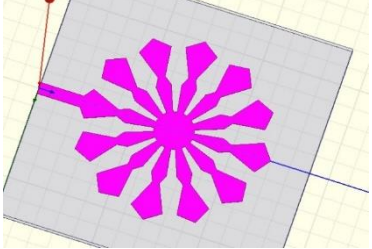
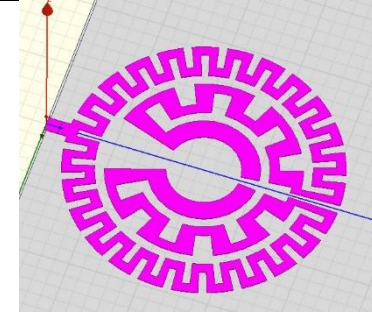
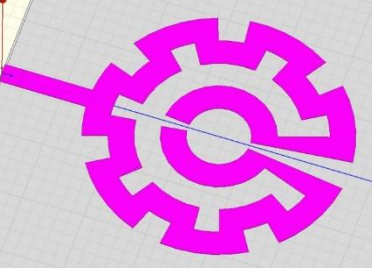
الجدول (5-17) مقارنة عرض مجال هوائي كوش الحزوني مع دراسات مرجعية

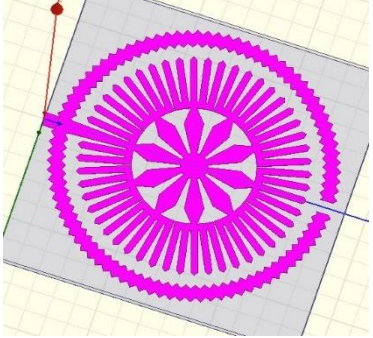
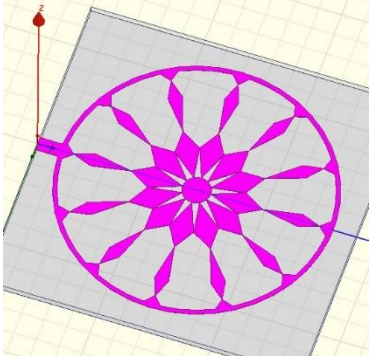
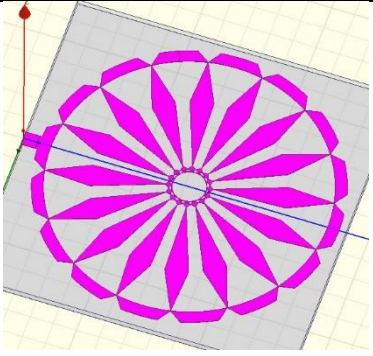
رقم المرجع	عرض المجال	نوع الهوائي
[1] 2012	23.5 MHz	هوائي zic-zac شرائحي مطور
[3] 2012	34 MHz	هوائي دايبول محسن ومطور
[9] 2011	39 MHz	هوائي حلزوني مطور
[4] 2013	42.5 MHz	هوائيات حلزونية متداخلة متعددة الأقطاب
[10] 2013	53.5 MHz	هوائي Koch مطور
الهوائي المقترح	70 MHz	الهوائي المدروس

تم اقتراح بنى تجزئية جديدة ومختلفة عن البنى التقليدية للهوائيات التجزئية المعروفة حيث استخدمت البرمجية HFSS في تصميم وتحليل ثمانية أنواع مختلفة للهوائيات التجزئية كما وتم تنفيذها باستخدام أساس Substrate من نوع FR-4 كمادة عازلة متوفرة وقليلة الكلفة نسبياً ذات ثابت عازلية $\epsilon_r = 4.4$ وثابت فقد $\tan \delta = 0.019$.

ويبين الجدول (18-5) ملخص لمجمل الخواص الأساسية للهوائيات المقترحة الجديدة.

الجدول (18-5) خواص الهوائيات التجزئية المقترحة

الهوائي	ترددات الرنين للهوائيات المقترحة (GHz)	عدد المجالات الترددية
	1.9, 2.5, 4.3, 5.4, 6.1, 6.7, 7.1, 8.5, 9.1, 9.8	الهوائي المربع الدوار التجزئي ذو 10 مجالات ترددية
	1.9, 2.1, 3.8, 4.1, 4.4, 7.0, 7.2	هوائي الطائرة الورقية المطور بالطريقة الأولى ذو 7 مجالات ترددية
	1.6, 3.5, 4.7, 5.4, 5.8, 6.3	هوائي الطائرة الورقية المطور بالطريقة الثانية ذو 6 مجالات ترددية
	3.4, 4.0, 4.2, 4.5, 4.8, 5.1, 5.5, 5.9, 6.4, 6.7, 7.0	هوائي هيلبريت الدائري المطور بالطريقة الأولى ذو 11 مجال ترددي
	3.7, 4.4, 5.1, 6.1, 6.8, 7.7	هوائي هيلبريت الدائري المطور بالطريقة الثانية ذو 6 مجالات ترددية

هوائي المعينات الدموج بتقنية دوار الشمس المطور بالطريقة الأولى ذو 8 مجالات ترددية	1.0, 1.5, 4.2, 4.3, 5.0, 6.2, 7.0, 7.8	
هوائي المعينات الدموج بتقنية دوار الشمس المطور بالطريقة الثانية ذو 5 مجالات ترددية	4.6, 4.8, 6.9, 7.6, 7.8	
هوائي المعينات الدموج بتقنية دوار الشمس المطور بالطريقة الثالثة ذو 12 مجال ترددي	0.82, 0.91, 1.21, 2.17, 3.44, 4.01, 4.46, 4.62, 4.95, 5.10, 7.28, 8.00	

تم اختبار كافة الهوائيات المقترحة باستخدام محلل الشبكات الشعاعي *Vector Network Analyzer* من شركة رودي وشوارز ذو الرمز (*R&S®ZVH8*) وذلك بالتعاون مع مخبر الهوائيات في المعهد العالي للعلوم التطبيقية والتكنولوجيا وكانت نتائج الاختبار مناسبة ومتوافقة مع دقة التنفيذ وجودة المواد العازلة المستخدمة (من حيث قيمة ثابت العازلية المستخدم وثابت الفقد) وإمكانات المخبر حيث تم الاختبار بوجود سوية ليست منخفضة من التشويش والتداخل والضجيج مما سبب بعض الانزياحات الترددية.

الأعمال المستقبلية *Future Work*

يمكن تطوير هذا العمل في عدة محاور منها.

- دمج بنية الهوائي التجزيئي الهجين مع بنى تقليدية لتحسين أدائها من حيث زيادة عرض المجال وتعدد المجالات الترددية.
 - استخدام مواد عازلة رخيصة وثابت عازلية كبير نسبياً لتصغير أبعاد الهوائيات ودمجها مع حساسات صغيرة لتحسين عمل شبكة الحساسات اللاسلكية *Wireless Sensor Networks* للعمل عند ترددات عالية.
 - تطوير الخوارزمية المقترحة السابقة لتحسين الدقة في حسابات البعد التجزيئي ومعرفة العدد الأمثل *optimum* لعدد التكرارات المناسبة لكل هوائي تجزيئي.
-

المراجع

- [1] Abdelkebir EL AMRI, Abdelati REHA, Othmane BENHMAMMOUCH, "A Tri-band Microstrip patch antenna with Cantor Set Fractal slots for LTE and RFID applications", CONFERENCE PAPER · APRIL 2015, Research Gate P.8
- [2] Ramya P, Sowbakkiyam S, "Triangular and Circular Sierpinsky Fractal Antenna with Coupling Patches for Dual Band Applications", International Journal of Innovative Research in Computer and Communication Engineering, Vol. 3, Issue 4, April 2015
- [3] Filipe Monteiro Lopes, "Fractal Antennas for Wireless Communication Systems", faculdade de engenharia da universidade do porto, June 2009
- [4] Deepti Singh, "Design Of Fractal Antenna For Wlan And Uwb Applications", Electronics and Communication Engineering Department THAPAR UNIVERSITY, July, 2015
- [5] Debatosh Guha, Yahia M.M. Antar, "A Novel Micro Strip Fractal Fork Antenna for Digital Broadcasting Applications", International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT), ISSN: 2249 – 8958, Volume-4, Issue-4, April 2015
- [6] Tapas Mondal, Susamay Samanta, Rowdra Ghatak, Sekhar R. Bhadra Chaudhuri, "A Novel Tri-Band Hexagonal Microstrip Patch Antenna Using Modified Sierpinski Fractal for Vehicular Communication", Progress In Electromagnetics Research C, Vol. 57, 25–34, 2015
- [7] Kalyani Sampatrao Waghmode, Dr S. B. Deosarkar, Prof. P. K. Kadbe, "Bandwidth Enhancement of a Simple Hexagonal Antenna by Using Fractal Geometry", International Journal on Recent and Innovation Trends in Computing and Communication SSN: 2321-8169 Volume: 3 Issue: 3, 1274–1277,
- [8] Manoj Dhakad, "A Novel Hexagonal Shaped Star Slotted Fractal Antenna for Wi-Fi, WiMAX & WLAN Application", International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET) e-ISSN: 2395-0056 Volume: 02 Issue: 04 | July-2015 www.irjet.net p-ISSN: 2395-0072
- [9] Dr. Yogesh Bhomia, Dr. S.V.A.V. Prasad, Pradeep Kumar, "Designing of Log Periodic Antenna using Fractal Koch", Journal of The International Association of Advanced Technology and Science, Vol. 16 | June 2015 ISSN-4265
- [10] Upendra Dhakar, P.K. Singhal, "Wideband Microstrip Koch Fractal Antenna by Star Geometry with Half Ground DGS", IJSART - volume 1 Issue 8 –AUGUST 2015 ISSN [ONLINE]: 2395-1052
- [11] K. Ullas, G. S. Karthikeya, Bharath Raj, Sanjji N. Manjunath, and C. Vindhya, "Quad Band Split Koch Snowflake Antenna for LTE/WLAN/WiMAX Applications", PIERS Proceedings, Prague, Czech Republic, July 6–9, 2015.
- [12] Bin Lin , Danyang Qiao, a, Guopeng Kou, Binze Chen, Zhengzeng Wang, Qiaoli Zhu, Xian Chen, "Design of a New Multi-band Compatible Microcosmic Fractal Dipole Antenna Used in Mobile Communication", International Conference on Advances in Mechanical Engineering and Industrial Informatics (AMEII 2015).
- [13] Amer Basim Shaalan, "Fractal Minkowski Antenna Loaded with Hilbert Curve as Complementary Split Ring Resonator", International Letters of Chemistry, Physics and Astronomy Vol. 51 (2015) pp 78-86 SciPress Ltd.
- [14] Patiala, Sunil Kumar, "minkowski Algorithm T-shaped Fractal Patch Antenna Design With Improved Return", Roll No. 851261008, Thapar University, July 2015
- [15] Ali J. Salim, "Design of Compact Dual-band Antenna for 4G LTE Wireless Devices", Engineering and Technology Journal, 2015.
- [16] Renu Sharma, Dipa Nitin Kokane, M.Tech, Senior Assistant Professor, "Pythagorean Tree Multiband Fractal Antenna", International Journal of Engineering Research and General Science

- Volume 3, Issue 5, September-October, 2015 ISSN 2091-2730, ABES Engineering college, Ghaziabad (U.P.), Dept. of ECE
- [17] Sanjay V Khobragade, Anitha V R, "Design and Simulation of Multiband Fractal Tree Antenna for Wireless Application", International Journal of Engineering and Management Research, Volume-5, Issue-3, June-2015, Page Number: 29-32.
 - [18] Abhay Kashyap, Avinash Verma, Dhananjay Kumar, Kuldip Sharma, Rohit Gurjar, "Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna for Wireless Application", international journal of engineering sciences & research technology", ISSN: 2277-9655, Kashyap, 4(4): April, 2015.
 - [19] Livya Shree G., Maheswari T., Mubarak Ali K., Priyanka V., Manikandan A, "A Compact Fractal Antenna based on Sierpinski Geomentry for "S" Band Applications", Interntional Journal of Innovative Research & Develepment, ISSN 2278 – 0211 (Online), Vol 4 Issue 3, March, 2015.
 - [20] Parthsarthi Namdeo¹, Navneet Agrawal², Pankaj Yadav³, Rahul Vishwakarma⁴ Gaurav Chaitanya "Design and Analysis of Sierpinski Carpet Fractal Antenna, International Journal Of Innovative Research In Electrical", Electronics, Instrumentation And Control Engineering Vol. 3, Issue 5, May 2015.
 - [21] Deepal Gupta, Prof. Umesh Barahadiya, "Sierpinski Carpet based Fractal Antenna for Wimax Frequencies", Deepal Gupta al. International Journal of Recent Research Aspects ISSN: 2349-7688, Vol. 2, Issue 1, March 2015, pp. 104-106.
 - [22] Sejal Kundalia, Vivek Unadkat, "Modified Sierpinski Carpet Fractal Antenna For Wireless Communication", National Conference on Emerging Trends in Computer, Electrical & Electronics (ETCEE-2015) International Journal of Advance Engineering and Research Development (IJAERD) e-ISSN: 2348 - 4470 , print-ISSN:2348-6406, Impact Factor:3.134.
 - [23] Ravkant Sharma, Saurabh Kohli, "Microstrip Sierpinski Fractal Antenna for Wireless Application", International Journal of Advanced Research in Computer Science and Software Engineering, Volume 5, Issue 5, May 2015.
 - [24] Ashish Dhankhar¹, Jaswinder Kaur, "Design of Sierpinski Gasket Fractal Antenna using Proximity coupled feed mechanism for Multiband Applications", International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering Vol. 4, Issue 4, April 2015.
 - [25] Anoop Varghese, Kazi Aslam, "Design and Simulation of A Compound Fractal Antenna For Multiband Applications", International Journal of Science and Research (IJSR) ISSN (Online): 2319-7064, Volume 4 Issue 5, May 2015.
 - [26] G. B. Waghmare, A. J. Nadaf, P. M. Korake and M. K. Bhanarkar, "Square Spiral Curve Fractal Antenna for Multiband Wireless Communication", International Journal of Advanced Research (2015), Volume 3, Issue 4, 743-748.
 - [27] Manjit Kaur, Amandeep Singh, Kuldeep Sharma, "Design And Development Of A Novel Fractal Antenna For Wireless Applications", International Journal of Research in Engineering and Technology eISSN:2319-1163 | pISSN: 321-7308, Volume: 03 Issue: 11 | Nov-2014.
 - [28] Babita Harchandra, Randhir Singh, "Design and Analysis of Circular Fractal Array based Micro-strip Patch Antenna for Microwave Applications", International Journal of Current Engineering and Technology, E-ISSN 2277 – 4106, P-ISSN 2347 – 5161
 - [29] Ahmed Fatthi Alsager, "Design and Analysis of Microstrip Patch Antenna Arrays", University College of Borås, School of Engineering, SE-501 90 BORÅS, 2011 January
 - [30] Rajesh Kumar, "Studies On Stacked Fractal Microstrip Antennas For Wireless Communication", Electronics And Communication Engineering Department Thapar University, July 2015

- [31] Muhammad Farooq, Muhammad Ishtiaq Ahmed, Usman M Al, “Future Generations of Mobile Communication Networks”, Academy of Contemporary Research Journal, Volume 2, Issue 1, 2013, 24-30
- [32] Kamaljit Kaur, “Investigations On Fractal Antennas For Wlan, Wimax, Uwb And Mobile Applications”, Master Of Engineering In Wireless Communications, Roll No. 801363016, July 2015.
- [32] K. Ullas, G. S. Karthikeya, Bharath Raj, Sanjji N. Manjunath, and C. Vindhya, “Mobile Networks Evolution Towards 4G”, PIERS Proceedings, Prague, Czech Republic, July 6–9, 2015.
- [33] Bin Lin , Danyang Qiao, a, Guopeng Kou, Binze Chen, Zhengzeng Wang, Qiaoli Zhu, Xian Chen, “Dimensional Analysis, Scaling and Fractals”, International Conference on Advances in Mechanical Engineering and Industrial Informatics (AMEII 2015).

الملحق الأول Appendix A

الكود البرمجي المستخدم في بيئة الماتلاب بتطبيق خوارزمية حساب البعد التجزيئي

```
function [n,r] = boxcount(c,varargin)
error(nargchk(1,2,nargin));
if ndims(c)==3
    if size(c,3)==3 && size(c,1)>=8 && size(c,1)>=8
        c = sum(c,3);
    end;
end;
warning off
c = logical(squeeze(c));
warning on
dim = ndims(c); % dim is 2 for a vector or a matrix, 3 for a cube
if dim>3
    error('Maximum dimension is 3.');
```

```
end
if length(c)==numel(c)
    dim=1;
    if size(c,1)~=1
        c = c';
    end
end
width = max(size(c));
p = log(width)/log(2);
if p~=round(p) || any(size(c)~=width)
    p = ceil(p);
    width = 2^p;
    switch dim
        case 1
            mz = zeros(1,width);
            mz(1:length(c)) = c;
            c = mz;
        case 2
            mz = zeros(width, width);
            mz(1:size(c,1), 1:size(c,2)) = c;
            c = mz;
        case 3
            mz = zeros(width, width, width);
            mz(1:size(c,1), 1:size(c,2), 1:size(c,3)) = c;
            c = mz;
    end
end
n=zeros(1,p+1);
switch dim
    case 1
        n(p+1) = sum(c);
        for g=(p-1):-1:0
            siz = 2^(p-g);
            siz2 = round(siz/2);
            for i=1:siz:(width-siz+1)
                c(i) = ( c(i) || c(i+siz2));
            end
            n(g+1) = sum(c(1:siz:(width-siz+1)));
```

```
end
case 2
n(p+1) = sum(c(:));
for g=(p-1):-1:0
    siz = 2^(p-g);
    siz2 = round(siz/2);
    for i=1:siz:(width-siz+1)
        for j=1:siz:(width-siz+1)
            c(i,j) = ( c(i,j) || c(i+siz2,j) || c(i,j+siz2) || c(i+siz2,j+siz2) );
        end
    end
    n(g+1) = sum(sum(c(1:siz:(width-siz+1),1:siz:(width-siz+1))));
end
case 3
n(p+1) = sum(c(:));
for g=(p-1):-1:0
    siz = 2^(p-g);
    siz2 = round(siz/2);
    for i=1:siz:(width-siz+1),
        for j=1:siz:(width-siz+1),
            for k=1:siz:(width-siz+1),
                c(i,j,k)=( c(i,j,k) || c(i+siz2,j,k) || c(i,j+siz2,k) ...
                    || c(i+siz2,j+siz2,k) || c(i,j,k+siz2) || c(i+siz2,j,k+siz2) ...
                    || c(i,j+siz2,k+siz2) || c(i+siz2,j+siz2,k+siz2));
            end
        end
    end
    n(g+1) = sum(sum(sum(c(1:siz:(width-siz+1),1:siz:(width-siz+1),1:siz:(width-siz+1))));
end
end
n = n(end:-1:1);
r = 2.^(0:p); % box size (1, 2, 4, 8...)
if any(strncmpi(varargin,'slope',1))
    s=-diff(log(n))./diff(log(r));
    semilogx(r(1:end-1), s, 's-');
    a=axis;
    axis([a(1) a(2) 0 dim]);
    xlabel('r, box size'); ylabel('- d ln n / d ln r, local dimension');
    title([num2str(dim) 'D box-count']);
elseif nargout==0 || any(strncmpi(varargin,'plot',1))
    loglog(r,n,'s-');
    xlabel('r, box size'); ylabel('n(r), number of boxes');
    title([num2str(dim) 'D box-count']);
end
if nargout==0
    clear r n
end
```

الملحق الثاني Appendix B

مواصفات محلل اشبكات الشعاعي Vector Network Analyzer من شركة رودي وشوارز ذو الرمز (R&S®ZVH8)

R&S®ZVH Cable and Antenna Analyzer For more efficiency in the field




ROHDE & SCHWARZ

Test & Measurement

Product Brochure | 06.00

R&S®ZVH Cable and Antenna Analyzer At a glance

The R&S®ZVH is a rugged, handy cable and antenna analyzer, designed for use in the field. Its low weight and simple operation make it indispensable for anyone who needs an efficient measuring instrument outdoors for the installation and maintenance of antenna systems.



When it comes to the installation or maintenance of antenna systems for mobile radio, broadcasting or radiocommunications, the R&S®ZVH cable and antenna analyzer performs fast, reliable and highly accurate measurements. Even in its basic configuration, the R&S®ZVH detects cable faults, measures the matching of filters and amplifiers and checks the loss of cable connections – the three most important tasks involved in setting up transmitter systems and putting them into operation. For further measurements such as the isolation between transmit and receive antennas or the output power of output amplifiers, suitable options are available to the RF service engineer or maintenance team.

Weighing only 3 kg, the R&S®ZVH is a handy instrument. Frequently used functions have their own function keys and are within fingertip reach. The built-in wizard lets users perform even extended test sequences fast and flawlessly. Using the R&S®ZVHView software, test reports can be generated in just a few simple operating steps.

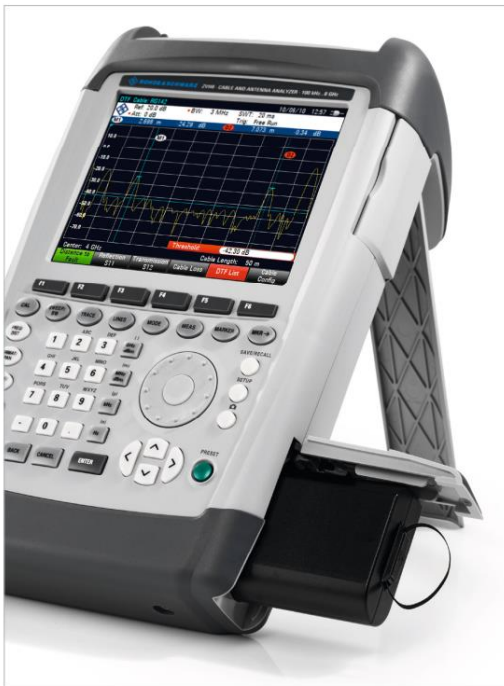
The brilliant color display is easy to read even under poor lighting conditions, and it has a monochrome mode for extreme conditions. The capacity of the R&S®ZVH battery enables uninterrupted operation for up to 4.5 hours. The battery is changed within seconds. And if it rains? No problem – all connectors are splash-proof.

Key facts

- Frequency range from 100 kHz to 3.6 GHz or 8 GHz
- 100 dB (typ.) dynamic range for filter and antenna isolation measurements
- Factory calibration over entire frequency range
- Built-in DC voltage supply (bias) for active components such as amplifiers
- Power meter option
- Saving of measurement results on SD memory card or USB memory stick
- Easy operation with user-configurable test sequences (wizard)
- Easy-to-replace Lithium-ion battery for up to 4.5 h of operation
- Rugged, splash-proof housing for rough work in the field
- Easy handling due to low weight (3 kg with battery) and easy-to-reach function keys

Distance-to-fault measurement at a mobile radio antenna system with the R&S®ZVH.

R&S®ZVH Cable and Antenna Analyzer Benefits and key features



Installation of antenna systems

- Distance-to-fault measurements (DTF)
- One-port cable loss measurements
- Reflection measurement
- Transmission measurements
- Built-in DC voltage supply
- Position finding using GPS receiver
- Factory calibration of the R&S®ZVH

▷ [page 4](#)

Maintenance of antenna systems

- Two-port vector network analysis
- Vector voltmeter
- Terminating and directional power measurements
- Pulse analysis with wideband power sensors
- Internal channel power meter
- Spectrum analysis measurements
- Spectrogram measurements

▷ [page 6](#)

Easy operation

- Test report in just a few steps using the R&S®ZVH wizard
- Channel tables for frequency setting
- Optimal reading of measurement results in any situation
- Operation in different languages
- Easy-to-access, well-protected connectors

▷ [page 8](#)

Documentation and remote control

- R&S®ZVHView software for documenting measurement results
- Remote control via LAN or USB

▷ [page 12](#)

Easy-to-replace Lithium-ion battery for up to 4.5 h of operation.

Installation of antenna systems

The R&S®ZVH masters all measurements required for the installation of antenna systems: distance-to-fault measurements on cables, one-port cable loss measurements and measurement of antenna matching.

After an antenna system has been installed, the next step is to ensure it provides the coverage specified by the network planner. The installer must perform an acceptance test to verify that the antenna cable and the antenna are functioning properly. For this type of work, the R&S®ZVH provides all of the necessary test functions in its standard version.

Distance-to-fault measurements (DTF)

Pinched cables and loose or corroded cable connections severely impair the transmission of the transmit or receive signal. The distance-to-fault function measures the exact distance to the location of the fault. A threshold value defines which cable faults are out of tolerance and are to be added to the list of faults. This considerably simplifies the evaluation of the measurement.

One-port cable loss measurements

The R&S®ZVH makes it easy to determine the cable loss of already installed cables. Simply connect one end of the cable to the R&S®ZVH test port and terminate the other end with a short or leave it open.

Reflection measurement

A reflection measurement measures with high precision the matching of antennas and amplifiers. The measurement is based on vector system error correction. Results are displayed either as return loss (dB) or as VSWR.

Transmission measurements

The R&S®ZVH-K39 option is used to measure the transmission characteristics of components such as filters and amplifiers. The R&S®ZVH delivers insertion loss or gain characteristics in just a few operating steps. The high dynamic range of typically up to 100 dB enables the user to measure the isolation between antennas.

Distance-to-fault (DTF) measurement



List display of cable faults that exceed a predefined threshold.

Peak	Distance	Return Loss
1	1.619 m	-22.94 dB
2	8.724 m	-23.62 dB
3	10.61 m	-4.65 dB

One-port cable loss measurement.



Reflection measurement.



TMA transmission measurement: built-in voltage supply, current measurement, R&S*HA-Z240 GPS receiver connected.



Built-in DC voltage supply

The built-in DC bias supplies power to active DUTs such as amplifiers at both test ports via the RF cable. This function is especially useful for tower-mounted amplifiers (TMA). The voltage of the internal DC source can be set in steps as small as 1 V in the range from 12 V to 32 V. The maximum current is 500 mA. If the power delivered by the internal source is not sufficient, an external voltage source of max. 50 V and 600 mA can be connected to supply active components, usually amplifiers.

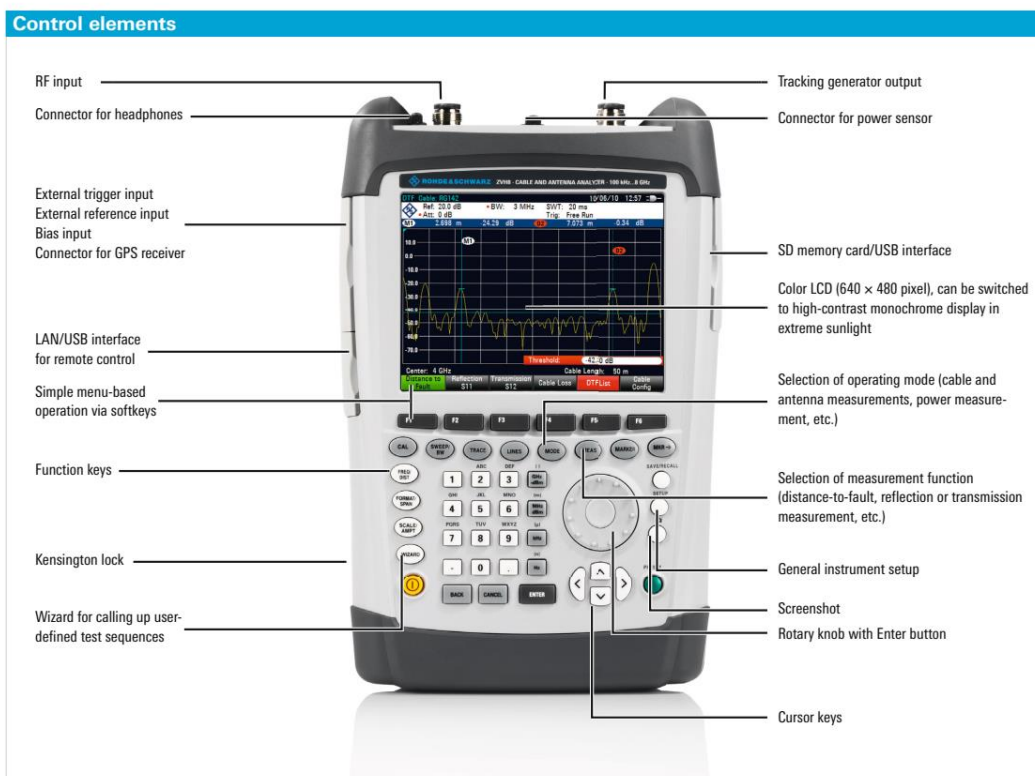
Position finding using GPS receiver

By using the R&S*HA-Z240 GPS receiver, the R&S*ZVH documents where a measurement is carried out. The display indicates the longitude, latitude and altitude of the site. If required, the position can be stored together with the measurement results for documentation purposes.

Factory calibration of the R&S*ZVH

The R&S*ZVH is delivered factory-calibrated and ready to measure. There is no need to calibrate before making measurements such as return loss, VSWR, DTF and one-port cable loss in a base station cable and antenna system.

When using an RF jumper cable or an adapter to connect the R&S*ZVH to the DUT, the easy one-port normalization technique compensates the introduced attenuation. The easy one-port normalization is applied on top of the factory calibration and does not require a calibration standard.



The R&S*ZVH with terminating power sensor.



The R&S*ZVH with directional power sensor.



Specifications in brief

Specifications in brief		R&S®ZVH4	R&S®ZVH8
Frequency range		100 kHz to 3.6 GHz	100 kHz to 8 GHz
Standard measurement functions		reflection measurement, distance-to-fault measurement, one-port cable loss measurement	
Output power (port 1, port 2)		0 dBm to –40 dBm (nominal), in 1 dB steps	
Maximum permissible spurious signal level		+17 dBm (nominal)	
Number of points		101, 201, 401, 601, 631, 801, 1001, 1201	
Distance-to-fault (DTF) measurement			
Display modes		return loss (dB), VSWR	
Resolution in meters		(1.58 × velocity factor/span)	
Horizontal display range		3 m to 1500 m	
Reflection measurement			
Directivity	100 kHz to 3 GHz (nominal)	> 43 dB (nominal)	> 43 dB (nominal)
	3 GHz to 3.6 GHz	> 37 dB (nominal)	> 37 dB (nominal)
	3.6 GHz to 6 GHz	–	> 37 dB (nominal)
	6 GHz to 8 GHz	–	> 31 dB (nominal)
Display modes		S11, return loss (dB), VSWR, one-port cable loss	
	vector network analysis (R&S®ZVH-K42)	S11, S22, magnitude, phase, magnitude + phase, Smith chart, VSWR, reflection coefficient, mp, one-port cable loss, electrical length, group delay	
	vector voltmeter (R&S®ZVH-K45)	magnitude + phase, Smith chart	
Transmission measurement (with R&S®ZVH-K39 or R&S®ZVH-K42)			
Dynamic range (S ₂₁ , S ₁₂)	100 kHz to 300 kHz	> 50 dB (nominal)	> 50 dB (nominal)
	300 kHz to 2.5 GHz	> 80 dB, typ. 100 dB	> 80 dB, typ. 100 dB
	2.5 GHz to 3.6 GHz	> 70 dB, typ. 90 dB	> 70 dB, typ. 90 dB
	3.6 GHz to 6 GHz	–	> 70 dB, typ. 90 dB
	6 GHz to 8 GHz	–	> 50 dB (nominal)
Display modes	transmission measurement (R&S®ZVH-K39)	S ₂₁ , magnitude in dB (loss, gain)	
	vector network analysis (R&S®ZVH-K42)	S21, S12, magnitude (loss, gain), phase, magnitude + phase, electrical length, group delay	
	vector voltmeter (R&S®ZVH-K45)	magnitude + phase	
DC voltage supply (DC bias, port 1 and port 2)			
Voltage range	internal voltage supply	+12 V to +32 V, in 1 V steps	
Maximum output power		4 W (battery), 10 W (AC supply)	
Maximum current		500 mA	
Maximum voltage	external voltage supply	50 V	
Maximum current		600 mA	
General data			
Display		6.5" color LCD with VGA resolution	
Battery operating time	R&S®HA-Z204, 4.5 Ah	up to 3 h	
	R&S®HA-Z206, 6.75 Ah	up to 4.5 h	
Dimensions (W × H × D)		194 mm × 300 mm × 69 mm (144 mm) ¹⁾ (7.6 in × 11.8 in × 2.7 in (5.7 in)) ¹⁾	
Weight		< 3 kg (6.6 lb)	

¹⁾ With carrying handle.

Service that adds value

- Worldwide
- Local and personalized
- Customized and flexible
- Uncompromising quality
- Long-term dependability

About Rohde & Schwarz

The Rohde & Schwarz electronics group is a leading supplier of solutions in the fields of test and measurement, broadcast and media, secure communications, cyber-security, and radiomonitoring and radiolocation. Founded more than 80 years ago, this independent global company has an extensive sales network and is present in more than 70 countries. The company is headquartered in Munich, Germany.

Sustainable product design

- Environmental compatibility and eco-footprint
- Energy efficiency and low emissions
- Longevity and optimized total cost of ownership

Certified Quality Management

ISO 9001

Certified Environmental Management

ISO 14001

Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG

www.rohde-schwarz.com

Regional contact

- Europe, Africa, Middle East | +49 89 4129 12345
customersupport@rohde-schwarz.com
- North America | 1 888 TEST RSA (1 888 837 87 72)
customer.support@rsa.rohde-schwarz.com
- Latin America | +1 410 910 79 88
customersupport.la@rohde-schwarz.com
- Asia Pacific | +65 65 13 04 88
customersupport.asia@rohde-schwarz.com
- China | +86 800 810 82 28 | +86 400 650 58 96
customersupport.china@rohde-schwarz.com

R&S® is a registered trademark of Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG

Trade names are trademarks of the owners

PD 5214.4588.12 | Version 06.00 | March 2015 (as)

R&S®ZVH Cable and Antenna Analyzer

Data without tolerance limits is not binding | Subject to change

© 2010 - 2015 Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG | 81671 Munich, Germany



5214458812

5214.4588.12 06.00 PDF 1 en

Abstract

This thesis presents the improvement in multiband fractal antennas then applying these fractals using the available practical substances with a suitable cost, where the substrate is formed by FR-4 with $\epsilon_r = 4.4$, and $\tan\delta = 0.019$.

After survey of the recent researches in this field of study, important group of antenna has been chosen to be analyzed and consider them as standards for comparison purposes, through proposed antenna features, number of bands, and the form of the frequency response for each antenna.

Algorithm is suggested for the pre-design of fractal antenna, converted into code, and tested through practical samples, and the results are good based on easiness and accuracy.

Wideband fractal antenna has been designed and executed which is improved from logarithmic and Koch antenna to work over UHF frequencies and the results has been compared with other recent studies.

New eight fractal antennas structure were designed that have superior performance compared with the classic structure designs with changing the initiative elements and the way they iterating and their dimensions.

The results of the design are suitable in reference to the recent researches where some of the designs have eight to eleven working frequency bands that differ between 1 to 500 MHz which make it suitable to support 4G applications at least.

All the designed antennas were simulated via HFSS, and executed with the local resources that mentioned above.

These antennas have been tested using a Vector Network Analyzer, where the results were complied with the local resources and available executing accuracy.

Keywords: 4G, fractal antenna, multiband, wideband, HFSS

Syrian Arab Republic

Damascus University

Faculty of Mechanical and Electrical Engineering

Electronics and Communications Engineering Department



Design Multimode Fractal Antenna for 4G Networks

Thesis submitted for PH.D. Degree in Telecommunication Engineering

By

Engineer Abdul-Aziz Shokyfeh

Supervised By

Professor Dr. Abdelrazak Badawieh

Co. Supervised By

Professor Dr. Abdulkareem Assalem

Jury

Professor Dr. Abdelrazak Badawieh (supervisor)

Professor Dr. Khaled Yazbek

Associate Professor Dr. Mohamed Khaled Chahine

Assistant Professor Dr. Fawaz Mufdi

Assistant Professor Dr. Juman Abu Jaib

July 2017