مجلة جامعة حمص

سلسلة علوم الهندسة الميكانيكية والكهربائية والمعلوماتية

مجلة علمية محكمة دورية

المجلد 48 . العدد 7

1448 هـ - 2026 م

الأستاذ الدكتور طارق حسام الدين رئيس جامعة حمص **المدير المسؤول عن المجلة**

أ. د. وليد حمادة	**رئيس تحرير مجلة جامعة حمص للعلوم الإنسانية**
د.نعيمة عجيب	**رئيس تحرير مجلة جامعة حمص للعلوم الطبية والهندسية والأساسية والتطبيقية**

د.محمد فراس رمضان	عضو هيئة التحرير
د. مضر سعود	عضو هيئة التحرير
د. ممدوح عبارة	عضو هيئة التحرير
د. موفق تلاوي	عضو هيئة التحرير
د. طلال رزوق	عضو هيئة التحرير
د. أحمد الجاعور	عضو هيئة التحرير
د. الياس خلف	عضو هيئة التحرير
د. روعة الفقس	عضو هيئة التحرير
د. محمد الجاسم	عضو هيئة التحرير
د. خليل الحسن	عضو هيئة التحرير
د. هيثم حسن	عضو هيئة التحرير
د. أحمد حاج موسى	عضو هيئة التحرير

تهدف المجلة إلى نشر البحوث العلمية الأصيلة، ويمكن للراغبين في طلبها الاتصال بالعنوان التالي:

رئيس تحرير مجلة جامعة حمص

سورية . حمص . جامعة حمص . الإدارة المركزية . ص . ب (77)

. هاتف / فاكس : 2138071 31 963 ++

. موقع الإنترنت : www.homs-univ.edu.sy

. البريد الالكتروني : journal.homs-univ.edu.sy

ISSN: 1022-467X

شروط النشر في مجلة جامعة حمص

الأوراق المطلوبة:

- 2 نسخة ورقية من البحث بدون اسم الباحث / الكلية / الجامعة) + CD / word من البحث منسق حسب شروط المجلة.
- طابع بحث علمي + طابع نقابة معلمين.
- **اذا كان الباحث طالب دراسات عليا:**

يجب إرفاق قرار تسجيل الدكتوراه / ماجستير + كتاب من الدكتور المشرف بموافقته على النشر في المجلة.

- **اذا كان الباحث عضو هيئة تدريسية:**

يجب إرفاق قرار المجلس المختص بإنجاز البحث أو قرار قسم بالموافقة على اعتماده حسب الحال.

- **اذا كان الباحث عضو هيئة تدريسية من خارج جامعة البعث :**

يجب إحضار كتاب من عمادة كليته تثبت أنه عضو بالهيئة التدريسية و على رأس عمله حتى تاريخه.

- **اذا كان الباحث عضواً في الهيئة الفنية :**

يجب إرفاق كتاب يحدد فيه مكان و زمان إجراء البحث ، وما يثبت صفته وأنه على رأس عمله.

- **يتم ترتيب البحث على النحو الآتي بالنسبة لكليات (العلوم الطبية والهندسية والأساسية والتطبيقية):**

عنوان البحث . . ملخص عربي و إنكليزي (كلمات مفتاحية في نهاية الملخصين).

1- مقدمة

2- هدف البحث

3- مواد وطرق البحث

4- النتائج ومناقشتها .

5- الاستنتاجات والتوصيات .

6- المراجع.

- **يتم ترتيب البحث على النحو الآتي بالنسـبة لكليات (الآداب – الاقتصـاد– التربية – الحقوق – السياحة – التربية الموسيقية وجميع العلوم الإنسانية):**
- عنوان البحث . . ملخص عربي و إنكليزي (كلمات مفتاحية في نهاية الملخصين).

1. مقدمة.
2. مشكلة البحث وأهميته والجديد فيه.
3. أهداف البحث و أسئلته.
4. فرضيات البحث و حدوده.
5. مصطلحات البحث و تعريفاته الإجرائية.
6. الإطار النظري و الدراسات السابقة.
7. منهج البحث و إجراءاته.
8. عرض البحث و المناقشة والتحليل
9. نتائج البحث.
10. مقترحات البحث إن وجدت.
11. قائمة المصادر والمراجع.

7- يجب اعتماد الإعدادات الآتية أثناء طباعة البحث على الكمبيوتر:

أ- قياس الورق 17.5×25 B5.

ب- هوامش الصفحة: أعلى 2.54- أسفل 2.54 – يمين 2.5- يسار 2.5 سم

ت- رأس الصفحة 1.6 / تذييل الصفحة 1.8

ث- نوع الخط وقياسه: العنوان . Monotype Koufi قياس 20

ـ كتابة النص Simplified Arabic قياس 13 عادي ـ العناوين الفرعية Simplified Arabic قياس 13 عريض.

ج . يجب مراعاة أن يكون قياس الصور والجداول المدرجة في البحث لا يتعدى 12سم.

8- في حال عدم إجراء البحث وفقاً لما ورد أعلاه من إشارات فإن البحث سيهمل ولا يرد البحث إلى صاحبه.

9- تقديم أي بحث للنشـر في المجلة يدل ضـمناً على عدم نشـره في أي مكان آخر، وفي حال قبول البحث للنشر في مجلة جامعة البعث يجب عدم نشره في أي مجلة أخرى.

10- الناشر غير مسؤول عن محتوى ما ينشر من مادة الموضوعات التي تنشر في المجلة

11- تكتب المراجع ضمن النص على الشكل التالي: [1] ثم رقم الصفحة ويفضل استخدام التهميش الإلكتروني المعمول به في نظام وورد WORD حيث يشير الرقم إلى رقم المرجع الوارد في قائمة المراجع.

تكتب جميع المراجع باللغة الانكليزية (الأحرف الرومانية) وفق التالي:

آ . إذا كان المرجع أجنبياً:

الكنية بالأحرف الكبيرة ـ الحرف الأول من الاسم تتبعه فاصلة ـ سنة النشر ـ وتتبعها معترضة (–) عنوان الكتاب ويوضع تحته خط وتتبعه نقطة ـ دار النشر وتتبعها فاصلة ـ الطبعة (ثانية . ثالثة) . بلد النشر وتتبعها فاصلة . عدد صفحات الكتاب وتتبعها نقطة.

وفيما يلي مثال على ذلك:

–MAVRODEANUS, R1986– **Flame Spectroscopy**. Willy, New York, 373p.

ب . إذا كان المرجع بحثاً منشوراً في مجلة باللغة الأجنبية:

ـــ بعد الكنية والاسم وسنة النشر يضاف عنوان البحث وتتبعه فاصلة، اسم المجلد ويوضع تحته خط وتتبعه فاصلة ـــ المجلد والعدد (كتابة مختزلة) وبعدها فاصلة ـــ أرقام الصفحات الخاصة بالبحث ضمن المجلة.

مثال على ذلك:

BUSSE,E 1980 Organic Brain Diseases **Clinical Psychiatry News** , Vol. 4. 20 – 60

ج. إذا كان المرجع أو البحث منشوراً باللغة العربية فيجب تحويله إلى اللغة الإنكليزية و التقيد بالبنود (أ و ب) ويكتب في نهاية المراجع العربية: (المراجع In Arabic)

رسوم النشر في مجلة جامعة حمص

1. **دفع رسم نشر (600) ل.س ستمئة ليرة سورية عن كل بحث لكل باحث يريد نشره في مجلة جامعة البعث.**
2. **دفع رسم نشر (2000) ل.س الفا ليرة سورية عن كل بحث للباحثين من الجامعة الخاصة والافتراضية .**
3. **دفع رسم نشر (200) مئتا دولار أمريكي فقط للباحثين من خارج القطر العربي السوري .**
4. **دفع مبلغ (150) ل.س مئة وخمسون ليرة سورية رسم موافقة على النشر من كافة الباحثين.**

المحتوى

اسم البحث	اسم الباحث	الصفحة
دراسة استخدام المسابر المتمحورة لتحريض الأنماط الهامسة في الرنانات العازلة كهربائياً ضمن المجال 20-26 GHz للحزمة K	د.م ثائر داؤد	34-11
تحسين أداء الحساسات الضوئية المعتمدة على الألياف البلورية الفوتونية باستخدام المواد البلازمونية والبنية الحلزونية	د. رالدا جعفر	58-35
طائرة بدون طيار متغيرة الحجم مع المحافظة على الشكل الهندسي للهيكل	. عمرو الصباغ د. حسام الوفائي	94-59
منهجية جديدة لمحاكاة خوارزميات الرادار عالي التردد باستخدام منصات الراديو المُعرّف برمجياً	م. سعاد دوار د. ياسر عملة د. عبد الكريم السالم	140-95
تطوير تقنية لتخمين القناة باستخدام الشبكات العصبونية في أنظمة Cell-Free Massive MIMO	م. علي جحى د. إسبر إبراهيم د. مازن يوسف	175-141

دراسة استخدام المسابر المتمحورة لتحريض الأنماط الهامسة في الرنانات العازلة كهربائياً ضمن المجال 20-26 GHz للحزمة K

الدكتور المهندس ثائر داؤد

قسم هندسة الاتصالات – كلية الهندسة الكهربائية والإلكترونية – جامعة حلب – الجمهورية العربية السورية – البريد الالكتروني: daoudgh@gmail.com هاتف موبايل: 0988381262

الملخص

عرف استخدام الرنانات العازلة كهربائيا في أنظمة الترددات العالية تطوراً هائلاً منذ عدة سنوات، وخصوصاً ضمن مجال الأمواج الميكروية كموزعات الاستطاعةDistributors of puissance والمرشحات filters والهزازات Oscillators، والحساسات وغيرها، والتي يمكن أن نجدها في أنظمة الرادار والهاتف الخليوي ونظام تحديد المواقع العالمي GPs ....

لذلك، يكون مهماً استغلال خواص هذه الرنانات ضمن هذا المجال من الترددات. ولكن يصعب استخدام الرنانات المحرضة بأنماطها التقليدية بسبب أبعادها الصغيرة جداً. لذلك تم اقتراح استخدام الأنماط الهامسة Whispiring Gallery Modes (WGMs) للرنانات العازلة كهربائياً. لأنها تضمن زيادة في حجم الرنان من أجل نفس الترددات المليمترية السابقة.

لذلك يتركز البحث هنا على دراسة تفصيلية كهرطيسية رقمية دقيقة لأنظمة تحريض مختلفة للرنانات العازلة كهربائياً العاملة بهذه الأنماط.

تم انجاز هذا البحث بواسطة طريقة رقمية حسابية ارتكزت على مكتبة برامج MODULEF وهي طريقة العناصر المنتهية ثلاثية الأبعاد وباهتزازات حرة وقسرية. التي من خلالها سيتم التحديد الدقيق للبارامترات الكهرطيسية (مركبات وتوزع الحقول الكهرطيسية – الترددات الطنينية للأنماط – معاملات النقل S_{12}، معامل النوعية الخارجي Q_e،...) كتابع للخواص الهندسية وأنظمة التحريض للبنى المدروسة. من خلال ذلك يمكننا اختيار الأنسب لتصميم وتنفيذ الدارات العملية لاستخدامها في التطبيقات المناسبة.

الكلمات المفتاحية: رنان عازل كهربائياً، الأنماط الهامسة ، مكتبة برامج MODULEF ، معامل الإقتران

A study of the use of coaxial probes to excite whispering modes of dielectric resonators within the 20-26 GHz range of the K-band

Dr. Eng. Thaer Daoud, Department of Communications Engineering, Faculty of Electrical and Electronic Engineering, University of Aleppo- Syria , Tel: 0988381262 E-mail: daoudgh@gmail.com

Abstract

The use of dielectric resonators in high-frequency systems has seen tremendous development over the past few years, particularly in the field of microwaves, such as puissance distributors, filters, oscillators, sensors, etc., which can be found in radar systems, cell phones, and GPS applications,…. Therefore, it is important to exploit the properties of these resonators in this frequency range. However, conventional mode-excited resonators are difficult to use at these frequencies due to their extremely small dimensions. Therefore, the use of Whispering Gallery Modes (WGMs) for dielectric resonators has been proposed, as they ensure an increase in the resonator size for the same millimeter-wave frequencies. Therefore, the research here focuses on a detailed digital electromagnetic study of different induction regimes for dielectric resonators operating in these modes.

This study will be conducted using a numerical computational method based on the MODULEF software library, a three-dimensional finite element method with free and forced vibrations. This method will accurately determine the electromagnetic parameters (components and distribution of electromagnetic fields, resonant frequencies of modes, transmission coefficients S12, external quality coefficient Qe, etc.) as a function of the geometric properties and excitation systems of the studied structures. This will enable us to select the most appropriate ones for the design and implementation of practical circuits for use in appropriate applications.

Keywords: dielectric resonator, whispering modes, MODULEF software library, coupling coefficient.

I - مقدمة:

إن المرشحات والهزازات (المستخدمة كمبدلات أو كمنابع للترددات)، والتي توجد في قسمي الإرسال والاستقبال، هي من العناصر الأساسية لهذه الأجهزة، وخصوصاً ضمن مجال الترددات العالية جداً، وكذلك هي من العناصر الأساسية لتشكل العديد من الدارات الالكترونية وخصوصاً المستخدمة بحقل الاتصالات. حيث أن الخواص الكهربائية لهذه العناصر (تردد مركزي – حزمة تمرير – ...) والميكانيكية والحرارية تكون محددة تبعاً لتطبيقاتها، وكذلك أبعاد الأجهزة تأخذ حيزاً مهماً من الاهتمام التي يتوجب التقيد بها عند تصميم الدارات.

في السنوات الأخيرة، وبتطور التكنولوجيا والاتصالات، ومع تقدم آليات التنفيذ، فقد تم استخدام المواد العازلة كهربائياً والمستقرة حرارياً في تصنيع الرنانات العازلة كهربائياً لاستخدامها في تصميم وتنفيذ المرشحات والهزازات وغيرها بمميزات مشابهه للميزات التي تم الحصول عليها اعتماداً على الأجواف المعدنية و أدلة الموجة.

ولكن المشكلة في هذه الرنانات العازلة كهربائيا هو أن مختلف الأنماط يمكن أن تكون محرضة ويتم انتقاؤها أو اختيارها وذلك باختيار أحد أنظمة التحريض مثل: الخطوط الريبية –الكبسولات الكهربائية والمغناطيسية – أدلة الموجة المعدنية – المسابر المتمحورة –....

ضمن هذا النطاق هناك العديد من الأعمال البحثية سمحت بتحديد البارامترات الكهرطيسية وخصوصاً معامل الاقتران بين الرنان العازل كهربائياً و أنظمة التحريض. وقد تناولت الدراسات في هذا المجال مثل أعمال الباحث L.C, HUNTER الذي قام باستخدام التحريض بواسطة الشريطة الريبية ، حيث أنه في هذه الحالة كان هناك عدد كبير من الأنماط الهامسة بنوعيها، والمشكلة تمثلت في صعوبة فصل الأنماط[1]، أما الباحثين P.CROS و M.KOSHIBA و E.M.J, MARCATILLI الذين قاموا بتحريض الرنان العازل كهربائياً بواسطة أدلة الصورة العازلة، حيث أن هذه الطريقة كانت مناسبة من أجل الترددات العالية (أعلى من 30 GHz)، ولكن من أجل الترددات المنخفضة نسبياً فإن الضياعات الناتجة عن الاشعاع كانت مهمة، وفي هذه الحالة عندما دليل الموجة يعمل على النمط الأساسي فإنه يملك مركبتين أساسيتين E_y و H_z ، وبالتالي بهذه الشروط فإن الرنان العازل كهربائياً

و الذي يعمل بأنماط هامسة $WE_{n,0,0}$ يجب أن يكون محوره عمودياً على محور الانتشار للدليل، وبالمقابل من أجل الأنماط $WH_{n,0,0}$ فإن محور الرنان يجب أن موازياً لمحور انتشار الدليل [4-2]. أما X.H., JIAO فقد قام باستخدام طريقة العناصر المنتهية ثلاثية الأبعاد لدراسة تحريض الأنماط الهامسة بنوعيها. بهذه الدراسة كانت المسافة بين الرنان العازل كهربائياً والشريطة الريبية كبيرة نسبياً ، في هذه الحالة كانت الأنماط الأكثر تحريضاً هي الأنماط WH ولكن المشكلة هنا أن الأنماط WE لم يكن بالإمكان تحريضها[5] .

أما الباحث R.DISINER فقد قام باستخدام كبسولات كهربائية و كبسولات مغناطيسية لتحريض الرنان العازل كهربائياً، ولكن هذه الطريقة كانت محدودة الاستخدام بالترددات المنخفضة (أقل من 26 GHz)، وأعلى من هذا التردد فإنه سيكون لدينا ضياعات كبيرة، وبالإضافة لذلك بالترددات الأعلى من 40 GHz كان التنفيذ بدقة عالية صعبا للغاية [6]

لذلك في هذا البحث وبعد تقديم سريع لمبدأ حساب معامل الاقتران (دخل – خرج)، فإننا قمنا بتقديم تحليل لعدة نماذج لتحريض الأنماط الهامسة. حيث سنقوم بدراسة الاقتران بين الرنان العازل كهربائياً العامل على هذه الأنماط والمسابر المتمحورة. هذه العملية ستسمح لنا بالمعرفة الدقيقة لهذا النوع من التحريض الممكن استخدامه في تنفيذ الدارات ضمن نطاق حزمة الأمواج الميكروية.

II – أهمية البحث و أهدافه

مما تقدم فإن الهدف والأهمية الأساسية لهذا البحث سيتركز على دراسة دقيقة و مفصلة للاقتران بين مسابر متمحورة ورنانات عازلة كهربائياً التي يمكن من خلالها أن تتحرض هذه الأنماط وذلك ضمن مجال الترددات الميكروية. حيث أنه من خلال هذه الدراسة سنقوم بتحديد البنية الأنسب والأكثر ملاءمةً لتحريض الأنماط الهامسة بهذا النوع من التحريض. هذه الدراسة يمكن أن تكون خطوة أساسية في تشكيل عناصر ودارات غير فعّالة كمرشحات تمرير حزمة والهزازات وغيرها، وذلك باستخدام مواد عازلة كهربائياً مناسبة ضمن هذا النطاق من الترددات، وذلك بهدف استخدامها في منظومات الاتصالات الحديثة.

III – مواد و طرائق البحث

لإنجاز هذه الدراسة فإنها ستكون ممنهجة وفق الخطوات التالية:

1- في الخطوة الأولى سنقوم بتقديم دراسة موجزة للرنانات العازلة كهربائياً والعاملة على الأنماط الهامسة Whispiring Gallery Modes (WGM)

2- في الخطوة الثانية سنقوم بتقديم شرح مبسط لطريقة العناصر المنتهية التي ستساعدنا في حساب البارامترات الكهرومغناطيسية للبنى المدروسة

3- الخطوة الثالثة ترتكز على الدراسة الكهرومغناطيسية الرقمية الدقيقة والمفصلة (بطريقة العناصر المنتهية) للاقتران للبنى المدروسة وذلك بهدف التحديد الدقيق للبارامترات الكهرومغناطيسية مثل معامل الاقتران دخل – خرج و معامل النوعية الخارجي – ...

4- و في الختام سنقوم بتحليل و مناقشة النتائج و طرح مقترحات للخطوات المستقبلية.

III – 1- دراسة موجزة للرنانات العازلة كهربائياً و العاملة على الأنماط الهامسة Whispiring Gallery Modes (WGM)

III - 1- 1- تمهيد مبسط

بالتعريف الجوف الكهرومغناطيسي هو عبارة عن حجم فارغ أو مليء بعازل كهربائي، وهو إما أن يكون محدود بجدران معدنية أو يكون محدود بجدران ذات طبيعة مغناطيسية وبالتالي السطح الفاصل عبارة عن عازل كهربائي، بالحالة الأولى نتكلم عن جوف معدني و بالحالة الثانية نتكلم عن رنّان عازل كهربائياً. وهذا الرنان العازل كهربائياً يجب أن يتميز بسماحية عالية وبضياعات صغيرة جداً أو بعامل نوعية عالي، وكذلك يجب أن يتميز باستقرار حراري حول تردد الطنين.

بشكل عام، الرنانات لها شكل اسطواني بمقطع دائري على شكل أقراص رنّانة مصمتة أو مفرغة. عادةً هذه الرنانات تستخدم لتشكيل المرشحات و موزعات الاستطاعة و الهزازات ذات استقرار ترددي عالي. إن استخدامها كمرشحات يكون لانتقاء حزمة من الترددات أو تردد معين، ويمكن أن تستخدم في مضاعفات طول الموجة في المحطات الراديو–تلفونية أو فصل مسارات الإرسال والاستقبال للهواتف النقالة و كذلك يمكن أن تساعد في تشكيل دارات القارنات الإتجاهية Directing Couplers -7] .9]

ولكن ضمن المجالات الترددية الميكروية، فإن الرنانات العازلة كهربائياً المحرّضة لتعمل بأنماطها الكلاسيكية يكون من الصعب استخدامها بسهولة بسبب أبعادها الصغيرة جداً. لذلك للحفاظ على مختلف خواص الرنانات ضمن هذه المجالات الترددية، فإنه كان من الضروري استخدام هندسيات جديدة تسمح بنشر أنماط جديدة بجوار الجدار الداخلي للرنان والتي تسمح بزيادة أبعاد الرنان من أجل نفس الترددات، وهذا ما يسمح بتشكيل الدارات السابقة بسهولة. مع الملاحظة أن المواد العازلة كهربائياً الممكن

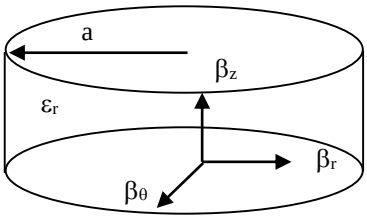
استخدامها لتصنيع هذه الرنانات تكون تبعاً للمجال الترددي المراد استخدامه وذلك بطريقة الجوف الأسطواني [12 -10][22].

III - 1- 2 - الرنانات العازلة كهربائياً بالأنماط الهامسةWGM

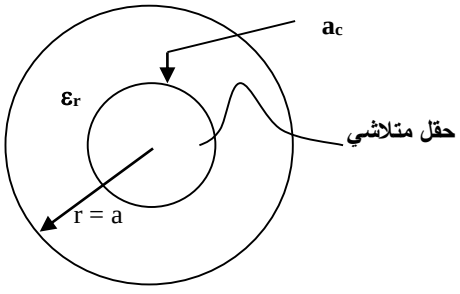
بالترددات العالية (حتى 100 GHz)، فإن الرنانات العازلة كهربائياً العاملة بالأنماط الكلاسيكية تكون أبعادها صغيرة جداً، فمثلاً من أجل سماحية ε_r =36 و بتردد قريب من التردد أعلاه فإن قطر الرنان العازل كهربائياً يكون مساوياً لارتفاعه وهو حوالي 500µm. وبالتالي في هذه الحالة فإن استخدام هذه العناصر بدقة كافية يكون صعباً جداً، ومن ناحية ثانية فإن توضّع الرنان بالقرب من خط تحريض يكون حسّاس للغاية (يلزمه دقة عالية). لذلك الأنماط الجديدة المسماة بالأنماط الطرفية أو الهامسة يمكن أن تسمح باستخدام الرنانات العازلة كهربائياً بهذه الترددات ولكن بأبعاد أكبر مما لو كانت تعمل بالأنماط التقليدية، فمثلاً من أجل المثال السابق فإن الرنان سيكون بقطر حوالي 2mm وارتفاع 0.5mm

III -1- 2 –1– توصيف عام للأنماط الهامسة

من وجهة النظر الكهرومغناطيسية، فإن واحدة من أهم الخواص الأساسية للأنماط الطرفية الهامسة هي توزع القدرة ضمن الرنان. لنفترض أنه لدينا رنان عازل كهربائي Dielectric Resonator DR بسماحية ε_r ونصف قطر r = a كما هو مبين بالشكل1. بالتعريف هذه الأنماط (الهامسةWM) هي أنماط طرفية تدور حول السطح المقعر الداخلي للرنان، وهذه الأنماط تنتقل في مقطع دائري والحقل الكهرومغناطيسي يتوضع في منطقة محدودة بالسطح داخلي للرنان r = a وسطح داخلي وهمي r = a_c خارج هذه المنطقة ($a < r < a_c$) الحقل الكهرطيسي يكون متلاشي كما هو مبين بالشكل2 [13-18]



شكل1: رنان RD بسماحية ε_r ونصف قطر a



شكل2: توزع الحقل الكهرطيسي للأنماط الهامسة في رنان DR

وبالتالي في المستوي الراديالي للرنان، فإن الحقول الكهرومغناطيسية لهذه الأنماط تتواجد بشكل مركّز كما هو مبين بالشكل أعلاه بالقرب من السطح المقعر الداخلي للرنان. أما في المستوي المحوري للرنان فإن الحقول الكهرومغناطيسية تنتقل بثابت انتشار ضعيف، و بالتالي يمكن إهماله أمام ثابت الانتشار الزاوي Azimutal ، وبالتالي الترددات الطنينية ستكون متعلقة بشكل مباشر بنصف قطر الرنان r = a . و من الشكل أعلاه يمكن أن نكتب[22-17]:

$$k^2 = \beta_\theta^2 + \beta_r^2 + \beta_z^2 \qquad (1)$$

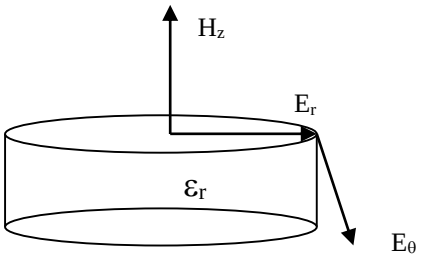
علماً أن:

$$k^2 = \varepsilon_r \frac{\omega^2}{c^2} \qquad (2)$$

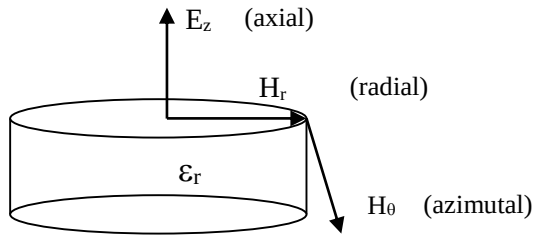
حيث: K هو عامل الموجة ضمن الرنان

$\beta_\theta, \beta_r, \beta_z$ هي عبارة عن ثوابت الانتشار على التوالي: المحوري Axial ، الراديالي Radial، الزاوي Azimutal، C هي سرعة الضوء في الخلاء

في هذه الرنانات يمكن أن نميّز نوعين من الأنماط WE و WH مزودة بثلاثة معاملات: n العدد الزاوي، m العدد الراديالي، l العدد المحوري، وبالتالي يمكن أن نكتب $WE_{n,m,l}$ و $WH_{n,m,l}$. ففي حالة WE فإن الحقل الكهربائي يكون بشكل أساسي بمركبات معترضة والحقل المغناطيسي يكون بشكل أساسي طولاني (E_θ, E_r, H_z) كما هو موضح بالشكل3 أما في حالة WH فإن الحقل المغناطيسي يكون بشكل أساسي معترض والحقل الكهربائي طولاني أي (H_θ, H_r, E_z) كما هو موضح بالشكل4



الشكل3: الحقل الكهرطيسي للأنماط WE

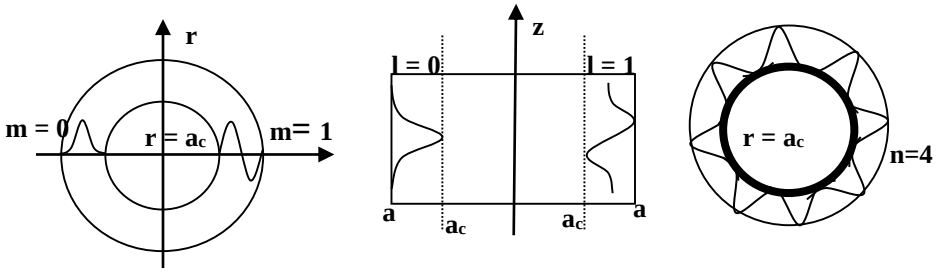


الشكل4: الحقل الكهرطيسي للأنماط WH

حيث n: هو عبارة عن عدد التغيرات الزاوية للحقل، (التغيرات تبعاً لـ θ) وكذلك يمثل مرتبة تابع بيسيل، و يجدر الذكر أنه كلما زادت قيمته فإن القدرة ستتركز قرب السطح المقعر الداخلي للرنان.

m : هو عبارة عن عدد التغيرات الراديالية للحقل أو عدد الأصفار تبعاً لقطر الرنان

l:هو عبارة عن عدد التغيرات وفق المحور Z أو عدد الأصفار بالاتجاه المحوري. الشكل5 يوضح ذلك[23-27] [17-18]



الشكل5: التغيرات االزاوية، الراديالية، المحورية للحقل الكهرطيسي

III - 2 – الطريقة الرقمية المستخدمة بالدراسة

III - 2 –1– شرح مبسط [28-32] [17-18] [15]

لإنجاز الدراسة الرقمية للبنى المدروسة (وبالتحديد دراسة الاقتران ومعامل النوعية الخارجي)، فإنه سيتم استخدام برنامج من مكتبة برنامج الحساب Moduef و بالتحديد بيئة العناصر المنتهية (طريقة العناصر المنتهية)، وذلك بعد ملاءمة هذه الطريقة على البنية المدروسة . هذه الطريقة يمكن تطبيقها على بنيات ذات أبعاد وأشكال لا على التعيين، تكون مكونة من حجوم محددة إما بجدران كهربائية (CCE) أو مغناطيسية (CCM) التي عليها يتم تطبيق الشروط الحدية المناسبة.

إن استخدام هذه الطريقة يبدأ بإدخال البنية هندسياً (أبعاد البنية) وتشكيل ما يعرف بالشبكة العنكبوتية للبنية وذلك بتقسيم البنية على شكل مثلثات في حالة الدراسة ببعدين 2D ، وعلى شكل مجسمات في حالة الدراسة بثلاثة أبعاد 3D، مع الملاحظة أنه في المنطقة المتوقع انتشار الأمواج الكهرومغناطيسية يجب أن نزيد عدد نقاط التقطيع (في حالتنا منطقة الرنان ونظام التحريض)، لأن ذلك يضمن الحصول على نتائج أكثر دقة ولكن بالمقابل فإن الزمن اللازم للحساب سيكون كبيراً نسبياً. بعد ذلك يتم كتابة شيفرتين (كودين) خاصتين بهذه البنية:

- الأولى هي عبارة عن برنامج تهيئة للحساب ويتضمن إدخال الثوابت الفيزيائية للبنية المدروسة التي تم إدخالها هندسياً تحت اسم معين (.سماحيات الأوساط، الشروط الحدية للبنية (جدران معدنية CCE أو عازلة كهربائياً CCM)، نوع الاهتزاز (حر أم قسري)).

- الثانية هي عبارة عن برنامج الحساب الذي من خلاله يمكن تحديد مختلف الأمواج المنتشرة في هذه البنية حتى التي تسمى بالأمواج الطفيلية غير المفيدة وكافة المعاملات الكهرومغناطيسية (معاملات S ومعاملات النوعية Q ...) وذلك تبعاً للبارامترات لفيزيائية والهندسية للبنية المدروسة.

إن جوهر المسألة يكون بحساب:- الأمواج الكهرومغناطيسية بكل ما يتعلق بها (مركبات الحقول الكهرومغناطيسية – ثابت الانتشار الطولاني- السماحية الفعالة- التردد الطنيني-...)- معاملات S – معاملات النوعية Q ...، وذلك للبنية التي يمكن أن تحتوي على العديد من الأوساط بسماحيات مختلفة وبنفوذية مغناطيسية متماثلة. وتكون البنية محددة بسطوح فصل إما CCE أو CCM ، والتي عليها ستتوزع الشحن والتيارات السطحية. ومن ناحية ثانية، فإننا نتوضع دائماً بحالة أن مركبات الحقول الكهرومغناطيسية هي دورية بالنسبة للزمن $\exp(-j\,\omega\,t)$ ، بالإضافة أن الأوساط هي متجانسة ومتماثلة ، ضمن هذه الشروط فإن معادلات ماكسويل يمكن أن تكتب بالصيغة النهائية التالية-17] [15][6]: 18]

$$\iiint_V \left(\frac{1}{\varepsilon_r}\overrightarrow{\mathrm{rot}}\vec{H}\right)\left(\overrightarrow{\mathrm{rot}}\,\overrightarrow{\varphi_m}\right)dV - k_0^2\iiint_V \mu_r\vec{H}\cdot\overrightarrow{\varphi_m}\,dV = -j\omega\varepsilon_0\sum_{i=1}^{n}\iint_{S_{pi}}\overrightarrow{j_{mpi}}\cdot\overrightarrow{\varphi_m}\,dS_{pi} \qquad (3)$$

$$\iiint_V \left(\frac{1}{\mu_r}\overrightarrow{\mathrm{rot}}\vec{E}\right)\left(\overrightarrow{\mathrm{rot}}\,\overrightarrow{\varphi_e}\right)dV - k_0^2\iiint_V \varepsilon_r\vec{E}\cdot\overrightarrow{\varphi_e}\,dV = -j\omega\mu_0\sum_{i=1}^{n}\iint_{S_{pi}}\overrightarrow{j_{epi}}\cdot\overrightarrow{\varphi_e}\,dS_{pi} \qquad (4)$$

حيث: n: عدد المنافذ للبنية $i=1\rightarrow n$: رقم المنفذ p_i: مستوي المنفذ S_{pi}: سطح المستوي p_i V : حجم البنية φ_e وφ_m : تمثل على التوالي تابع الفحص القياسي بحائط مغناطيسي وكهربائي.

j_{epi} ، j_{mpi} : هي على التوالي التيارات السطحية المغناطيسية و الكهربائية للمستوي Pi

وهنا لدينا صيغتان ممكنتان للاستخدام: إما الصيغة E التي من خلالها يتم حساب الحقل الكهربائي $\vec{E}$ ، أو الصيغة H: التي من خلالها يتم حساب الحقل المغناطيسي $\vec{H}$ ، و من خلال أحدهما يمكن حساب الآخر بواسطة معادلات ماكسويل، وهذا ما يوفر زمن الحساب.

في البنية التي تم تشكيل شبكتها العنكبوتية فإنه يتم تطبيق العلاقة 3 أو العلاقة 4 (إما الصيغة E أو الصيغة H) على كل عنصر من عناصر الشبكة مع ضمان شروط الاستمرارية بين كل عنصرين متجاورين، علماً أنه لدينا نمطان من الحلول:

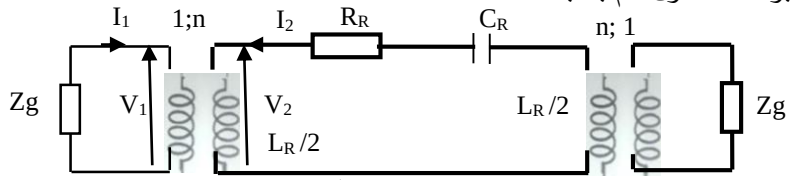
- الحل بالاهتزازات الحرّة الذي يسمح بالبحث عن الأنماط المنتشرة– ثابت الانتشار– السماحية الفعّالة– التردد الطنيني للنمط المنتشر–.... هنا الحد الثاني من العلاقتين 3 و 4 يكون مساوياً للصفر.
- الحل بالاهتزازات القسرية الذي يتم فيه فرض التردد ومن ثم يتم البحث عن كافة المعاملات (معاملات النقل والانعكاس،...) للبنية المدروسة.

III - 3– دراسة الاقتران و معامل النوعية

III - 3–1 – مبدأ الحساب

III - 3–1 –1– الاقتران دخل – خرج

إن الاقتران بين نظام تحريض (دليل موجة – شريط ريبي – مسبار –...) ورنان عازل كهربائياً يمكن تمثيله بالشكل6، حيث أن الرنان يمثل بدارة طنينية تسلسلية وبالتالي فإن الاقتران بين منبع بممانعة Zg والرنان يمثل بواسطة محول تام بنسبة n



الشكل6: الدارة المكافئة لرنان عازل كهربائياً و نظام تحريضه

حيث: C_R, R_R, L_R العناصر الممثلة للرنان العازل كهربائياً

علاقات الجهود و التيارات بالأطراف هي[15]: $I_1/I_2 = -n$ $V_1/V_2 = 1/n$

III - 3–1 –1– حساب معاملات النوعية[39-33] [22] [18]

1 – حساب معامل النوعية بالفراغ Q_o

معامل النوعية بالفراغ لا يأخذ بعين الاعتبار إلا مميزات الرنان وهو مستقل عن نظام التحريض المستخدم، ويحدد بالعلاقة:

$$\mathbf{Q_o} = \boldsymbol{\omega_o} \frac{\text{القدرة الكلية المخزنة بالحلقة}}{\text{الاستطاعة المبددة بالحلقة}} = \boldsymbol{\omega_o} \frac{\overline{W}}{\overline{P}} \qquad (5)$$

حيث أنه بالطنين يكون لدينا: $L_R C_R \boldsymbol{\omega_o} = 1$

القدرة الكلية المخزنة بالدارة الطنينية= $W_{total} = 2\,\overline{W_e} = 2\,\overline{W_m} = \overline{W_e} + \overline{W_m}$: $\frac{1}{2} L_R I^2$

أما الاستطاعة المبددة بالدارة الطنينية: $\overline{P} = \frac{1}{2} R_R I^2$

و بالنهاية فإن معامل النوعية بالفراغ يعطى بالعلاقة: $Q_o = \omega_o \frac{\overline{W}}{\overline{P}} = \omega_o \frac{L_R}{R_R}$

2 – حساب معامل النوعية الخارجي Q_e

هذا المعامل لا يأخذ بعين الاعتبار ضياعات الدارة الطنينية ولكن يأخذ فقط بعين الاعتبار ضياعات نظام التحريض:

$$Q_e = \omega_o \frac{L_R}{n^2 Z_g} \quad (6)$$

حيث $n^2 Z_g$ تطابق ممانعة المنبع المنقولة إلى الملف الثانوي للمحول

من هذه العلاقات لمعاملات النوعية بالفراغ والخارجي يمكن أن نحدد الاقتران $\propto$ بين الرنان و نظام التحريض:

$$\propto = \frac{Q_o}{Q_e} = \frac{n^2 Z_g}{R_R} \quad (7)$$

3 – حساب معامل النوعية للحمولة Q_L

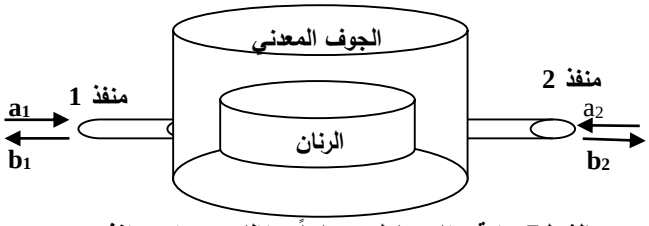
هذا المعامل يأخذ بعين الاعتبار بآن واحد ضياعات الدارة الطنينية الممثلة بالمقاومة R_R للرنان والضياعات الناتجة عن الممانعة المنقولة للمحولة الثانوية $n^2 Z_g$:

$$Q_L = \boldsymbol{\omega_o} \frac{L_R}{R_R + n^2 Z_g} \quad (8)$$

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_e} + \frac{1}{Q_o} \quad (9)$$

III - 3-1 – 1 – 2 – حساب الاقتران دخل – خرج بطريقة العناصر المنتهية

سنعتبر الآن أنه لدينا بنية برنان عازل كهربائياً محاط بجوف معدني وبمنفذين كما هو موضح بالشكل 7



الشكل7: بنية برنان عازل كهربائياً و نظام تحريض بمنفذين

مهما يكن نظام التحريض المستخدم فإن رباعي الأقطاب يمكن أن يميز بمصفوفة التوزع، وبالتالي فإنه بواسطة طريقة العناصر المنتهية بالاهتزازات القسرية ستسمح لنا بتحديد Sij من أجل مختلف الترددات. بشكل عام، فإنه من خلال منحني استجابة النقل Sij فإنه يمكن تحديد Q_L بالعلاقة:

$$Q_L = \frac{f_o}{f_2 - f_1} \qquad (10)$$

حيث: f_o : تردد الطنين، f_1 و f_2 : الترددات التي يكون فيها بارامتر النقل $|S_{ij}| = -3$ dB

من ناحية ثانية فإن البنية التي تحتوي على منفذين سيكون لدينا:

Q_{e1}: يميز الاقتران منفذ أول مع الرنان و Q_{e2}: يميز الاقتران منفذ ثاني مع الرنان

في حال أن الاقتران بين نظام التحريض والرنان المتماثل فإننا نحصل على: $Q_{e1} = Q_{e2} = Q_e$ ، وعندما لا نأخذ بالحسبان ضياعات البنية (الضياعات المعدنية – ضياعات العازل الكهربائي) فإن معامل النوعية بالفراغ يتجه للانهاية.

وبالتالي لتحديد معامل النوعية الخارجي Q_e يكفي تحديد Q_L للنظام وذلك تبعاً للعلاقة:

$$\frac{1}{Q_L} = \frac{1}{Q_o} + \frac{1}{Q_{e1}} + \frac{1}{Q_{e2}} = \frac{2}{Q_e} \qquad (11)$$

هذه الدراسة الدقيقة للاقتران دخل – خرج ستكون منفذة بواسطة طريقة العناصر المنتهية باهتزازات قسرية. و هذا ما سيسمح لنا بالحصول غلى الاستجابة كتابع للتردد لأي بنية وذلك بعد الأخذ بعين الاعتبار:

- تأثير التحريض على تردد الطنين للرنان العازل كهربائياً
- تأثير الناقليات المعدنية لنظام التحريض على أشكال الحقول
- عدم الانتظامية أو الدقة للاقترانات بين أنظمة التحريض والرنان العازل كهربائياً

وفقاً لذلك سنقوم الآن بتحديد الاقتران دخل – خرج لبنية برنان باستخدام أنظمة تحريض مختلفة.

III - 3 – 2 – حساب معامل الاقتران دخل – خرج لبنى برنان عازل كهربائياً يعمل على أنماط هامسة

الدراسة التي سننفذها هنا ستسمح لنا بتحديد مميزات مختلف طرق التحريض للرنان العازل كهربائياً.

من أجل هذه الدراسة سنختار الرنان بالمواصفات التالية:

- $\varepsilon_r = 9.6$ يتم تقديرها بطريقة الجوف الاسطواني[22]
- $2a = 14$ mm $h = 2$ mm

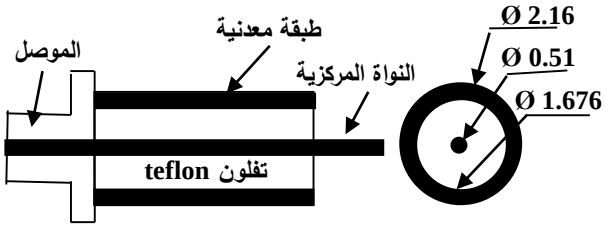
- نختار حزمة الترددات 20 – 26 GHz، لأنه أعلى من ذلك سيكون لدينا ضياعات هامة وسيكون هناك صعوبة كبيرة في التنفيذ.

ضمن حزمة الترددات 20 – 26 GHz فإنه من أجل كل نوع من أنواع التحريض سنقوم بحساب البارامترات أو معاملات S للبنية، وهنا سيتم التركيز على معامل الانتقال Sij لأنه سيحدد لنا مدى

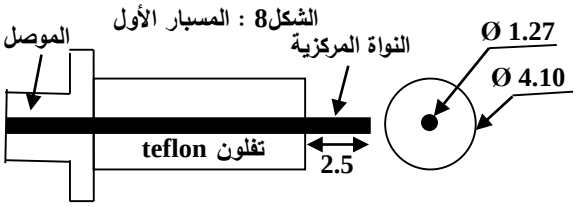
الاقتران مع نظام التحريض المعتبر، وبحالتنا وبسبب تناظر البنية بالنسبة لمحوري التناظر فإن Sij = Sji . وختاماً، ومن أجل كل نمط من الأنماط الهامسة في الرنان سنحدد تردد الطنين ومن ثم سنحسب معامل النوعية الخارجي.

III - 3-2-1- التحريض عن طريق الأسطح الجانبية للجوف بواسطة مسابر متمحورة

من أجل انجاز هذه الدراسة نعتبر أن الاقتران بين نظام التحريض والرنان العازل كهربائياً سيكون بواسطة نوعين من المسابر المتمحورة كما هو مبين بالشكل 8 وبالشكل 9

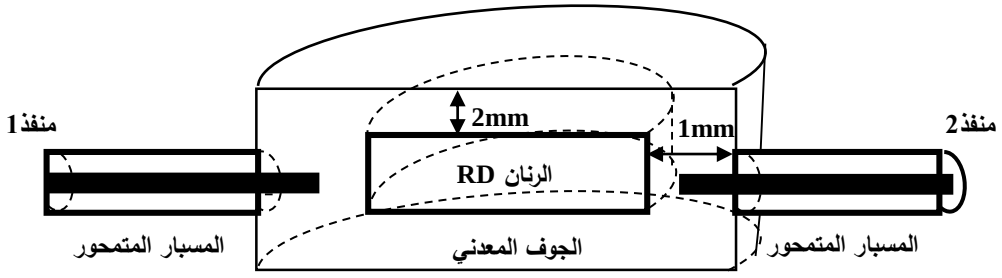


الشكل8 : المسبار الأول



الشكل9 : المسبار الثاني

كما نلاحظ أنه في المسبار الأول يوجد غلاف معدني أما المسبار الثاني فلا يحتوي على غلاف حول مادة التفلون. ومن ناحية ثانية، بشكل عام فإن التحريض بواسطة المسابر بكل أنواعها يتم تحقيقه على الأوجه الجانبية الخارجي للجوف كما هو موضح بالشكل 10.



الشكل10: الشكل العام لتحريض الرنان RD بمسابر متمحورة على الجدران الجانبية للجوف المعدني

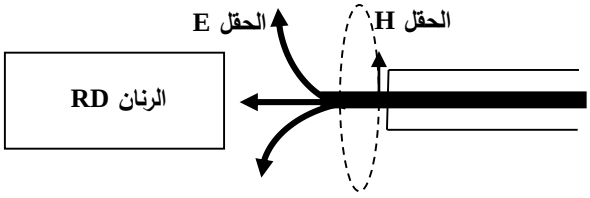
3 -

III – 3– 2 –1 – 1– التحريض باستخدام النوع الأول من المسابر

هنا البنية مكونة من جوف معدني ضمنه الرنان، في هذه البنية الأسطح العلوية والسفلية للجوف المعدني تبعد عن الرنان نفس ارتفاعه (2mm) بينما الجدران الجانبية للجوف تبعد 1mm عن الرنان. النواة المركزية للمسبار تدخل ضمن الجوف المعدني بعمق $l_s = 0.75mm$ أي أن بعد النواة عن الرنان سيكون 0.25mm .

مع الملاحظة أن هذه التقريبات بالأبعاد تمت بعد عدة محاولات من أجل الحصول على اقتران مهم بواسطة المسبار، ولكن كان هناك حذر من حصول تشويش على الأنماط المحرضة.

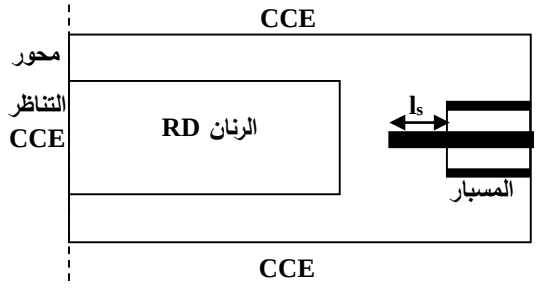
إن شكل الحقل الكهربائي E في المسبار الذي منه قد نتمكن من تحريض الأنماط WE_{n00} و WH_{n00} يمتلك عناصر محورية و معترضة كما هو مبين بالشكل 11



الشكل 11 : شكل الحقل الكهرومغناطيسي للمسبار

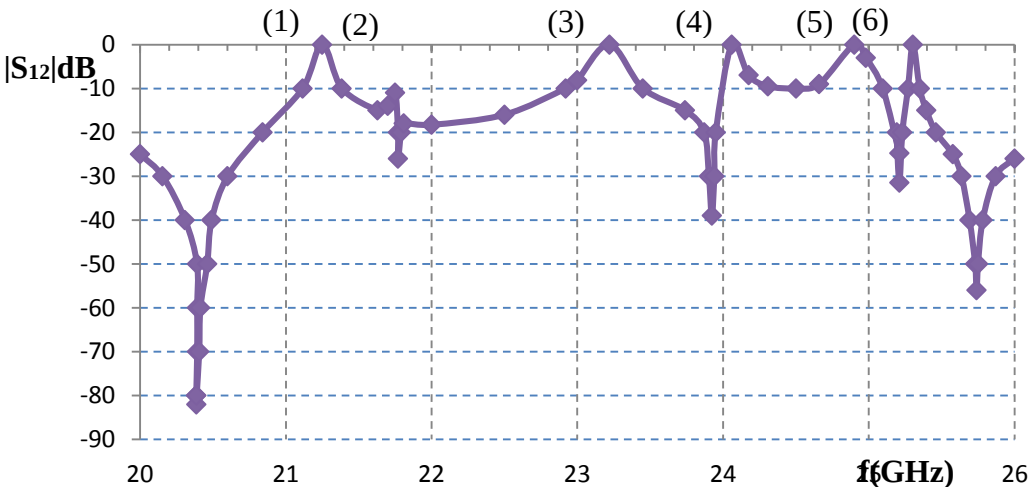
في دراستنا هنا سنستخدم الرنان RD مثقوب بمركزه، و ذلك لأن الأنماط الهامسة ستكون قدرتها محصورة بالقرب من الجدران الداخلية للرنان. لذلك إن وجود الثقب في مركز الرنان لا يشوش غلى الأنماط الهامسة.

إن قطر الثقب سيكون 2 mm ، وهذا ما يسمح بتثبيت الرنان بواسطة قضيب معدني عند التنفيذ العملي. هذا الثقب سيكون منمذج بواسطة ثقب ممعدن عند الدراسة بواسطة العناصر الدقيقة كما هو مبين بالشكل 12. إن وجود الثقب لن يغير الترددات الطنينية للأنماط الهامسة.



الشكل 12 : البنية المدروسة بطريقة العناصر الدقيقة

وبسبب التناظر بالنسبة للبنية، فإنه سنكتفي بتنفيذ الدراسة على ربع البنية بواسطة العناصر الدقيقة ثلاثية الأبعاد و ذلك لتخفيض زمن الحساب. وبعد إدخال إحداثيات البنية و تشكيل الشبكة العنكبوتية الملائمة وكتابة الكودات اللازمة فإنه تم الحصول على تغيرات |S12| كتابع للتردد كما هو موضح بالشكل 13.



الشكل13: استجابة النقل | S12| لمختلف الأنماط كتابع للتردد

ومن أجل معرفة تأثير نوع التحريض على تردد طنين الأنماط، فإنه تم حساب معامل النوعية الخارجي Q_e، وكذلك فقد قمنا بعملية مقارنة بين الترددات الطنينية لمختلف الأنماط وذلك من أجل حالتي الاهتزازات (الحرة و القسرية). كل ذلك موضح بالجدول1.

الجدول 1: الترددات الطنينية ومعامل النوعية الخارجي لمختلف الأنماط

no	النمط	اهتزازات حرة f(GHz)	اهتزازات قسرية f(GHz)	Qe
(1)	W E_{400}	20.81	21.22	470
(2)	نمط طفيلي	/	21.72	/
(3)	WE_{310}	22.99	23. 26	212
(4)	WE_{500}	23.38	24.04	800
(5)	نمط طفيلي	/	24.94	344
(6)	WE_{220}	25.15	25.28	2300

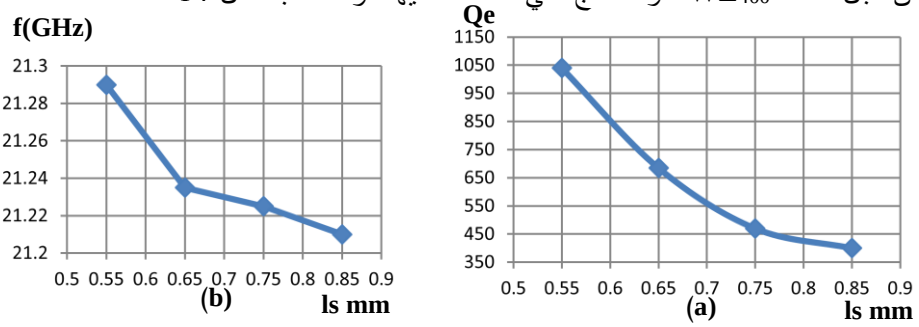
من هذه النتائج يمكن أن نلاحظ أنه فقط الأنماط WE هي المحرضة، التي منها الحقل الكهربائي المشع بواسطة المسبار يكون بشكل أساسي معترض، أما قسمه المحوري فيكون ضعيف لتحريض الأنماط WH. ومن ناحية ثانية فقد لاحظنا أنه بالنسبة للأنماط WE فإن العنصر المعترض الكهربائي يكون أعظمياً في المستوي الذي يقع في منتصف ارتفاع الرنان، لذلك فإن أقوى تحريض سيكون في هذا المستوي.

وقد لاحظنا أنه من أجل هذه الحالة المدروسة، فإن أفضل اقتران حصلنا عليه كان للنمط WE_{400} والنمط WE_{310} . ومن ناحية ثانية، ومن أجل قيمة للرقم الزاوي n عالية فإن القدرة ستكون أكثر فأكثر محصورة على الطرف الداخلي للرنان، وبالتالي سيكون أصعب فأصعب تحريض الأنماط، وهذا ما يفسر الاقتران الضعيف للنمط WE_{500} ، وبالمقابل من أجل للرقم الزاي n ثابت ورقم راديالي m مختلف عن الصفر فإن القدرة سيشع جزء منها خارج الرنان، هذا ما يفسر أن الأنماط WE_{n10} ستكون محرضة بشكل أفضل من الأنماط WE_{n00} .

من الجدول أعلاه نلاحظ وجود ترددات طنينية (طفيلية) نتوقع أنها عائدة من جهة للقضيب المعدني الذي يسمح بتثبيت الرنان RD ومن جهة ثانية للصندوق المعدني الذي يحتوي على الرنان RD .

شيء أساسي ومهم أنه عند التنفيذ العملي والدقيق لهذه البنية فإنه يمكن أن نصادف مشكلة أساسية وهي عملية تعيير بعد مسبار التحريض عن الرنان RD الذي يمكن أن يشوش على الأنماط، وبالتالي فإن موقع المسبار المتمحور سيؤثر بشكل مباشر على معامل النوعية الخارجي، حيث لاحظنا أنه عند التغيير البسيط جداً لموقع المسبار سيتغير معامل النوعية الخارجي بشكل سريع.

لذلك قمنا بتنفيذ حساب للترددات الطنينية ولمعامل النوعية الخارجي من أجل عدة أطوال للمسبار l_s وذلك من أجل النمط WE_{400} . و النتائج التي حصلنا عليها موضحة بالشكل 14



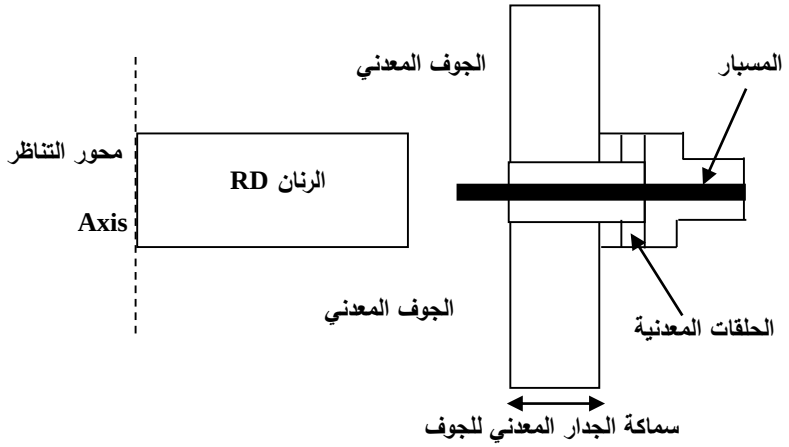
الشكل 14 : تغيرات:-a معامل النوعية الخارجي -b الترددات الطنينية كتابع لطول المسبار ls

من هذه النتائج نلاحظ أنه عندما نزيد العمق l_s للمسبار فإنه يزداد التشويش على النمط WE_{400}، وبالتالي معامل النوعية ينخفض و كذلك التردد الطنيني.

مما سبق، فإننا ننصح عند استخدام هذا النوع من التحريض فإنه من المفضل اختيار مسابر متمحورة أكثر كبراً (ضخمة قليلاً) و مثبتة على الصندوق المعدني، وبالتالي الموقع المراد بين المسبار والرنان RD سيكون أسهل الحصول عليه، وخصوصاً عند تكرار العملية.

III – 3– 2 –1 – 2– التحريض باستخدام النوع الثاني من المسابر

من أجل ضمان التعدين للمسبار، فإنه يجب أن تكون متعلقة بالجوف المعدني، ولذلك من أجل تعيير المسافة بين الرنان RD والمسبار، لذلك، لضبط المسافة بين المسبار و RD، نقوم بإدخال حلقات معدنية بين المسبار والجوف كما هو مبين بالشكل 14



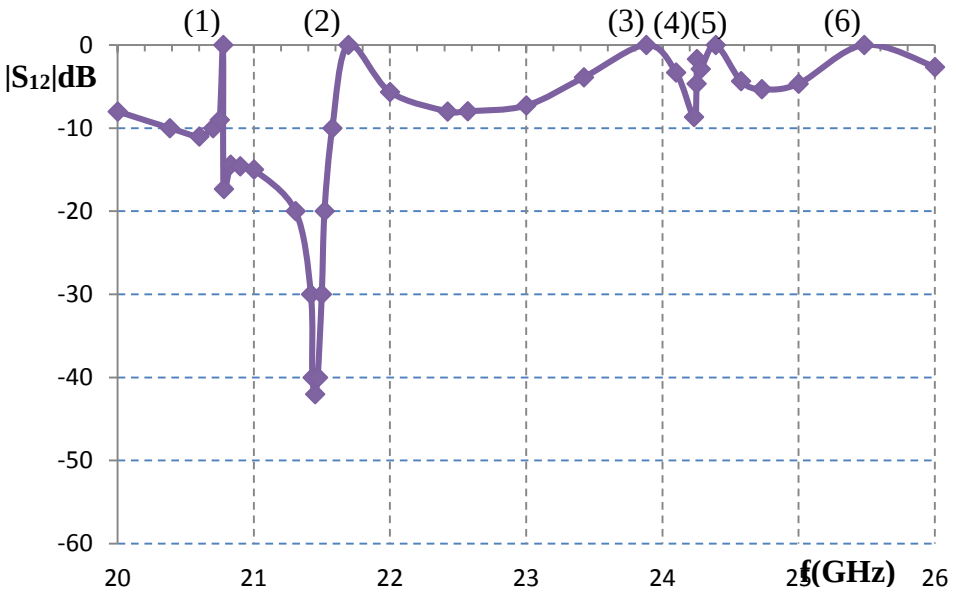
الشكل15: بنية التحريض بواسطة النوع الثاني من المسبار المتمحورة

بهذا النظام فإن المسبار يكون دائماً مثبت بالجوف، وهذه البنية المراد دراستها لها المواصفات التالية:

- السطوح المعدنية العلوية والسفلية للجوف المعدني تبعد عن الرنان RD 2mm
- الجدران الجانبية تكون بعيدة نسبياً من الرنان RD وهي 4mm
- المسبار يدخل داخل الجوف بعمق 2.5mm
- المسافة بين المسبار و الرنان RD هي 1.5mm

إن انجاز الدراسة الكهرومغناطيسية لهذا النظام من التحريض وبواسطة طريقة العناصر المنتهية ثلاثية الأبعاد فإنه سيكون كالسابق على ربع البنية و ذلك بسبب التناظرات الهندسية للبنية، و هذا ما يخفض

كثيراً من زمن الحساب. ولذلك وبعد أن قمنا بأنشاء الشبكة العنكبوتية المناسبة والملائمة فقد قمنا بكتابة الكودات اللازمة لهذه البنية. وبالتالي من هذه الدراسة تمكنا من تحديد تغيرات البارامتر |S12| كتابع للتردد كما هو موضح بالشكل 15



الشكل16: استجابة النقل |S12| لمختلف الأنماط كتابع للتردد

وكما سبق، فمن أجل معرفة تأثير التحريض على تردد طنين الأنماط، فإنه تم حساب الترددات الطنينية و معامل النوعية الخارجي Q_e، وكذلك فقد قمنا بعملية مقارنة بين الترددات الطنينية لمختلف الأنماط وذلك من أجل حالتي الاهتزازات (الحرة و القسرية). كل ذلك موضح بالجدول2.

الجدول 2: الترددات الطنينية ومعامل النوعية الخارجي لمختلف الأنماط

no	النمط	اهتزازات حرة f(GHz)	اهتزازات قسرية f(GHz)	Qe
(1)	نمط طفيلي	/	20.72	>20000
(2)	W E_{400}	21.30	21.70	245
(3)	WE_{310}	23.45	23. 82	80
(4)	نمط طفيلي	/	24.26	/
(5)	WE_{500}	23.64	24.34	/
(6)	نمط طفيلي	/	25.50	52

من هذه النتائج يمكننا أن نلاحظ أيضاً أنه لم نتمكن من تحريض الا الأنماط WE بشكل جيد، وأن المستوي المتوسط لمعامل النقل أعلى من 10dB- . ومن ناحية ثانية، في هذه البنية فإنه كانت لدينا صعوبة في عملية فصل الأنماط المحرضة رغم أن معامل النوعية الخارجي منخفض.

لمحاولة حل هذه المشكلة ومشكلة تحريض الأنماط WH ، فإنه نقترح مستقبلاً إجراء دراسة على بنية التي منها يكون التحريض منخفض قليلاً، مثلاً بأن نقوم بإبعاد المسبار عن الرنان RD . بحيث نجد طريقة لا ندخل المسبار ضمن الجوف من أجل التشويش بأقل ما يمكن للأنماط الهامسة.

هذه البنية الجديدة من المتوقع أن تسمح لنا باستخدام جوف بنصف قطر أصغر من الأجواف السابقة، وهذا ما قد يؤثر إيجاباً على الترددات الطنينية وعلى إمكانية تحريض الأنماط WH .

ومن أجل ضمان اقتران مرغوب فإنه يمكن أن نقترح كالسابق استخدام حلقات معدنية للتحكم الدقيق ببعد المسبار عن الرنان RD .

IV – مناقشة النتائج و التوصيات

من خلال هذا البحث تمكنا من:

1 – القيام بتحليل كهرومغناطيسي مفصل لنوعين من أنظمة التحريض بواسطة المسابر المتمحورة وذلك بهدف إمكانية تحريض الأنماط الهامسة الممكن انتشارها ضمن الرنانات العازلة كهربائيا وذلك بالاعتماد على إحدى برامج مكتبة Modulef و هي طريقة العناصر المنتهية ثلاثية الأبعاد 3D بالاهتزازات القسرية و الحرة. وذلك بعد أن قمنا بتقديم سريع لمبدأ حساب كلاً من معامل الاقتران دخل – خرج ومعامل النوعية الخارجي.

2 – وبالتالي تمكنا من التحديد الدقيق للبارامترات الكهرومغناطيسية (مركبات وتوزع الحقول الكهرومغناطيسية التي من خلالها حددنا هوية النمط – الترددات الطنينية للأنماط – معامل الاقتران (النقل) – معامل النوعية الخارجي) لبنى مختلفة برنان عازل كهربائياً موجود ضمن جوف معدني، محرض بواسطة مسابر متمحورة لنشر الأنماط الهامسة في هذا الرنان العازل كهربائياً.

3– هذه الدراسة سمحت لنا بالتقييم الدقيق لبعض أنظمة التحريض بواسطة المسابر المتمحورة ، والتي من خلالها حددنا أهم ميزاتها والعوائق التي يمكن أن نصادفها عند التنفيذ العملي للدارات التي

تعتمد على انتشار هذه الأنماط ضمن الرنانات العازلة كهربائياً RD ، فمثلاً كما نعرف فإنه من أجل تنفيذ مرشح بهذه الرنانات وبهذه الأنماط فإنه يجب أن نختار بنى تسمح بالحصول على معامل نوعية خارجي Q_e منخفض، بينما من أجل تنفيذ الهزازات فإنه يتوجب علينا استخدام البنى التي منها معامل النوعية الخارجي Q_e عالي نسبياً. من ناحية ثانية، هذه الدراسة ستحدد لنا أي البنى بنظام تحريضها سيكون لدينا عزل كبير أو صغير بين الأنماط الرنانة، وبأيها سيكون لدينا عدد كبير أو صغير من الأنماط الطفيلية والتي لاحظنا وجودها في البنى المدروسة والتي كان من الصعب تحديد هويتها.

4-ختاماً هذه الدراسة وضعت بين أيدينا بنى رنانة بأنظمة تحريض مختلفة التي ستسمح لنا باختيار البنية المناسبة للتطبيق المناسب في تصميم الدارات المتكاملة غير الفعالة الميكروية مثل: موزعات الاستطاعة Distributors of puissance ، المرشحات Filters – القارنات الاتجاهية Directing Couplers، الهزازات Oscillators، .... الممكن استخدامها في مجال الاتصالات الحديثة.

وبما يخص الأعمال المستقبلية لهذا البحث فإنه كما ذكرنا أعلاه من أجل سهولة فصل الأنماط المحرضة و إمكانية تحريض الأنماط WH فإننا نقترح إجراء دراسة على بنية التي منها يكون التحريض منخفض قليلاً، وذلك بأن نقوم بإبعاد المسبار عن الرنان RD . بحيث نجد طريقة لا ندخل المسبار ضمن الجوف من أجل التشويش بأقل ما يمكن على الأنماط الهامسة.

هذه البنية الجديدة من المتوقع أن تسمح لنا باستخدام جوف بنصف قطر أصغر من الأجواف السابقة، وهذا ما قد يؤثر إيجاباً على الترددات الطنينية وعلى امكانية تحريض الأنماط WH .

ومن ثانية، ومن أجل ضمان اقتران مرغوب فإنه يمكن أن نقترح كالسابق استخدام حلقات معدنية للتحكم الدقيق ببعد المسبار عن الرنان RD .

المراجع العلمية

[1]- Hunter L.C," Computation Of Coupling Between WGM Dielectric Resonators And a Microstrip Transmission Line", IEE Proc, Mirow.Antennas. Propag.vol.142.nº3,1995.
[2]- Marcatilli E.J.," Dielectric Rectangular Waveguides And Dielectrical Coupler For Integrated Optics", MELECON, Bari, 2000, Italie,.
[3]- Cros P.,"These nº44-2021, Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes ", 2021-France.
[4]- KOSHIBA M.,"Vectorial Wave Analysis Of Dielectric Waveguides For Optical Integrated Circuits Using Equivalent Network Approach", JNOG 2022, France.
[5]- Jiao X.H.," Filtres Miillimetriques a Resonteurs Dielectriques", These nº05-2020, Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes ", 2020-France.
[6]- Disiner R.,"These nº65-2022 Limoges", France.
[7]-Combes P.F. "Microondes : Lignes, Guides et Cavites". Dunod,ISBN 210002840 5 , 1996 Paris
[8]-Ferrari Ph. "Electroniques des Radiofrequences et des Hyperfrequences", Academic Year 2019-2020 ,2020- Joseph Fourier University-France
[9]- Combes P.F. , "Circuits Passifs, Propgtion, Antennes". Dunod,ISBN 1998-Paris.
[10]- Badev A., Nov.,"Matériaux diélectriques à faibles Pertes utilisés comme résonateurs et filtres dans les circuits micro-ondes", Thèse de doctorat université Toulouse, 2008 (France).
[11]-Binsangou,V., "These nº6-99 Limoges", 1999- France.
[12]- Zuhair A. Tayyeb, "Use of Cr-39 Polymer for Radiation Dosimetry – JKAU": Eng. Sci., Vol. 22 No.1, pp: 79-96 (2011 A.D. / 1432A.H.) 2011, Doi: 10.4197 / Eng. 22-1.5. 00split?, Queens College-CUNY, NEMSS- Middletown.
[13]- Dssertations/ 2022Theses on the topic"Mode de galerie" 2022.
[14]- Michael L. Gorodetsky, Aleksey E. Fomin, 2005- "Geometrical theory of whispering modes", Arxiv: physcs/0509226v1 Sep. 2005.
[15]- Faham M., "Analyse regoureuse par la method des elements finis des structures resonnants passive micro-ondes" Application au filter millimetrique a resonateur dielectrique", Universite de Tlemencen, 2015.

[16]- Lemiev-Leduc C., "Microcavite a modes de galerie en polymere pour la detection de gaz, Polytechnique de Monterial", 2019, Universite de Monterial.
[17]- Daoud T. "Analytic And Numeric Study for Dielectric Resonators for design and execute microwaves integrated circuits for use them in communication devices", 2019, Journal Of Hama University, Nº 83.
[18]- Daoud T. " A detailed study of the coupling between Dielectric Resonators and various excitation systems for the design and execute of microwaves integrated circuits for use in communications devices ", 2019, Journal Of Hama University, Nº 130.
[19]- Kersuzan C. Celai S., Willy Daney de Marcillac Pons T.,Agnes Maitr, " Photolithographed Whispering gallery mode microdisk cavites coupled to semiconductor quantum dote", 2024,Sorbonne Universite- France.
[20]- Salzenstien P., Diallo S., Henriet R., Balakirva I., Saleh K., "Resonateurs optiques a mode de galerie appliques aux oscillateurs et aux peignes de frequencies", 2014, Journee du club UMR Foton Lannion.
[21]- Wei Hong, Xiaohan Sun, "Micro-disks embedded microring for optical filter", Jiangsu Provincial Center for Optical Sensors and Optical Communications Network Technology, Lab of Photonics and Optical Communications, Southeast University, #2 SiPaiLou, Nanjing 210096, China
Article history: Received 4 July 2010 Accepted 15 December 2010 Available onlinexxx.
[22]- Nigon F. "These nº21-1997 Limoges", 1997-France.
[23]- Michael L. Gorodetsky, Aleksey E. Fomin, "Geometrical theory of whispering gallery modes", arxiv:Physics/0509226v1/ Physics Optics2005.
[24]- Sacha Bergeron, "Microcavités diélectriques circulaires et applications", Mémoire du Maitrise ES Sciences Appliquées, Ecole polytechnique de Montréal, 2010Univ. de Montréal.
[25]-Lemieux-Leduc,C.,"Microcavites a modes de galerie en polymere pour la detection de gaz", These polytechnique, 2019, Montreal.
[26]-Kersuzan C., Celaj S., Willy Daney de Marcillac, Pons T., Ages Maitre, " Photo lithographed Whispering Gallery Mode Microdisk Cavities Coupled to Semiconductor Quantum Dots", 2024, ACS Photonics, 11(4), 1715-1723.
[27]-D.R. Kasanov and A.M. Monakhov,"Open Whispering Gallery Modes Resonators", Loffe Institute,Politeknicheskaya,2024, 26,St.Peterspurg, 194021, Russia
[28]-SCHILDERS,W.H.A,TER MATEN, E.J.W., "Special Volume: Numerical Methods in Electromagnetics" , 2005-London, UK.
[29]-MATTHEW, N.O., "Numerical Techniques In Electromagnetics". ISBN, Second Edition-New York, 750p., 2000 .
[30]-MATTHEW, N.O., "Elements Of Electromagnetic", ISBN, Third Edition-New York, 765p., 2001.

[31]-A.Bendali," Methode Des Elements Finis", Insa-Toulouse,2013.
[32]-F. Bourada," Methode Des Elements Finis", Institut des science et de la Technologie, Tissemsilt-Algeria, 2020
[33]-Ramier A., "Integration de guides d'onde et micro-resonateurs a modes de galerie par assemblage a puce retournee", Polytechnique de Monterial, 2014,Universite de Monterial.
[34]- Jean-Michel Le Floch, "Modélisation de nouveaux résonateurs diélectriques à forts coefficients de qualité pour des applications de métrologie", These nº4-2007 Limoges, 2007,France
[35]- Samiha Mekerta, "Modélisation électromagnétique de structures microondes planaires à résonateurs diélectriques, application au filtrage microonde", « Nature & Technologie ». n° 05/Juin 2011. Pages 17 à 25.
[36]- A. Mazzei et al, "Controlled Coupling of Counter propagating Whispering-Gallery Modes by a Single Rayleigh Scatterer: A Classical Problem in a Quantum Optical Light", Phys. Rev. Lett., vol. 99, art. no. 173603, 2007. [37]- Wojciech ´Smigaj, "Conception et modélisation numérique de composants optiques en nanophotonique intégrée", Thèse nº1-2011 Université Paul Cézanne (Aix-Marseille III), France.
[38]-S. Savard," Fabrication et Etude de Composants Microondes Planaires Supaconducteurs", Universite de Sherbrooke- Canada, 2004.
[39]-Le Floch J.M., "Modelisation de nouveaux resonateurs dielectriques a forts Coefficients de qualite pour des applications de metrologie", Universite de Limoges, 2007, France.

تحسين أداء الحساسات الضوئية المعتمدة على الألياف البلورية الفوتونية باستخدام المواد البلازمونية والبنية الحلزونية

د.رالدا جعفر[1]

الملخص

شهدت تكنولوجيا الألياف الضوئية تطوراً ملحوظاً منذ ظهور الألياف التقليدية المعتمدة على مبدأ الانعكاس الكلي الداخلي، ومع التقدم في علم الفوتونيات ظهرت الألياف البلورية الفوتونية (Photonic Crystal Fibers(PCFs)) كجيل متطور يوفر قدرة عالية على التحكم الدقيق في خصائص الانتشار الضوئي من خلال عدد كبير من البارامترات البنيوية، خاصة التوزيع الهندسي للثقوب الهوائية والمواد الجديدة التي يمكن إضافتها، كما تتميز هذه الألياف بقدرتها العالية على تعزيز التفاعل بين المجال الكهرطيسي والوسط المحيط مما يجعلها مناسبة جداً لتطبيقات الحساسات الضوئية.

وفي هذا البحث قمنا بدراسة وتصميم وتحليل ليف بلوري فوتوني يعتمد توزيعاً حلزونياً للثقوب الهوائية في الغلاف وإضافة المواد البلازمونية (مادتي الذهب والفضة) بهدف استثمار ظاهرة الرنين البلازموني السطحي (Surface Plasmon Resonance(SPR)) ودراسة أثرها على النمط الأساسي المنتشر في الليف وذلك عند استخدامها في تطبيقات الحساسات الضوئية كما نناقش في هذا البحث المبادئ الفيزيائية الأساسية للتصميم المقترح وتأثير التوزيع الهندسي (الحلزوني) ونوع المادة البلازمونية على الخصائص الضوئية. تم في هذا البحث استخدام برنامج (Comsol Multiphysics) المعتمد على طريقة العناصر المنتهية (Finite Element Method(FEM)) وبرنامج (Matlab) لتصميم النموذج المقترح وحساب قرينة الانكسار الفعالة وخسارة الحصر.

أظهرت النتائج تحسناً ملحوظاً في قيم الحساسية للتصميم المقترح نتيجة زيادة اقتران الحقول الكهرطيسية مما يؤكد فعالية التصميم في تطبيقات الاستشعار عالي الدقة فقد وصلت الحساسية الطيفية إلى 5000 nm/RIU.

الكلمات المفتاحية: الألياف البلورية الفوتونية، التوزيع الحلزوني، المواد البلازمونية، الرنين البلازمونية السطحي، الحساسات الضوئية.

[1]مشرف بالاعمال - قسم هندسة الاتصالات والالكترونيات- كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية- جامعة اللاذقية- اللاذقية-سورية.

Optimization of Photonic Crystal Fiber Sensors Using Plasmonic Materials and Spiral Structures

Dr. Ralda Jaafar[1]

Abstract

Optical fiber technology has witnessed remarkable development since the emergence of conventional fibers based on the principle of total internal reflection. With the rapid advancement in photonics, photonic crystal fibers (PCFs) have emerged as an advanced generation of optical fibers that provide exceptional control over light propagation characteristics through numerous structural parameters, particularly the geometrical arrangement of air holes and the incorporation of novel materials. These fibers also exhibit a superior capability to enhance the interaction between the electromagnetic field and the surrounding medium, making them highly suitable for optical sensing applications.In this study, the design and analysis of a photonic crystal fiber incorporating a spiral distribution of air holes in the cladding and plasmonic materials (gold and silver) are investigated in order to exploit the phenomenon of surface plasmon resonance (SPR) and examine its influence on the fundamental propagation mode when employed in optical sensing applications. Furthermore, the fundamental physical principles of the proposed design, as well as the effects of the spiral geometrical distribution and the type of plasmonic material on the optical properties, are discussed.

The proposed structure was modeled using COMSOL Multiphysics based on the finite element method (Finite Element Method(FEM)), in addition to MATLAB for calculating the effective refractive index and confinement loss. The obtained results demonstrate a significant improvement in the sensitivity values of the proposed design due to the enhanced coupling of electromagnetic fields, confirming the effectiveness of the structure for high-precision sensing applications. The spectral sensitivity reached up to 5000 nm/RIU.

Keywords: Photonic crystal fibers, spiral distribution, plasmonic materials, surface plasmon resonance, optical sensors.

[1]Supervisor - Department of communication Engineering- Faculty of Mechanical and Electrical Engineering- Lattakia University ,Lattakia- Syria.

1. مقدمة:

تعد الألياف البلورية الفوتونية (PCFs) الشكل المطور من الألياف الضوئية، والتي تتكون من قلب محاط بغلاف ولها نوعان أساسيان فهي إما مصمتة أو مجوفة القلب وتسمى الألياف مصمتة القلب بالألياف ذات النمط الوحيد غير المنتهي (Endlessly Single Mode) عل الرغم من وجود عدة أنماط ممكنة في هذه البنى إلا أنه يوجد نمط وحيد أساسي ينتشر فيها بشكل موجه عبر نطاق واسع من الأطوال الموجية كما أن الغلاف في (PCFs) يحوي مصفوفة من ثقوب يمكن توزيعها بأنماط دورية كالترتيب السداسي والثماني والعشاري وغيرها أو غير دورية كالنمط الحلزوني، ويسهم هذا التنوع البنيوي في إحداث تباين في قرينة الانكسار بين القلب والغلاف مما يمنح هذه الألياف قدرة استثنائية على التحكم في خصائص الانتشار الضوئي مقارنة بالألياف التقليدية[2-1].

من جهة أخرى شهدت المواد البلازمونية تطوراً كبيراً نظراً لقدرتها على دعم ظاهرة الرنين السطحي (SPR) الناتجة عن تفاعل الضوء مع الإلكترونات الحرة على سطح المعدن مثل الذهب والفضة،

وتؤدي هذه الظاهرة إلى تعزيز الحقول الكهرطيسية عند سطح المعدن مما يزيد من حساسية المستشعر الضوئي للتغيرات الدقيقة في الوسط المحيط [4-3].

تشير الدراسات الحديثة إلى أن دمج المواد البلازمونية مع (PCFs) التي تملك بنى غير دورية مثل التوزيع الحلزوني يؤدي إلى تحسن كبير في زيادة الاقتران بين النمط الأساسي والبلازموني، ومن هنا تأتي أهمية البحث الذي يهدف إلى دراسة هذا الدمج وتأثيره على الخصائص الضوئية. وقد شهدت الحساسات المعتمدة على PCF اهتماماً واسعاً نظراً لقدرتها العالية على التحكم في خصائص الانتشار الموجي وتحقيق حساسية مرتفعة للاستشعار كما ورد في العديد من الدراسات المرجعية الحديثة، ويمكن تقسيم الدراسات المرجعية إلى ثلاثة محاور:

- دراسات عن PCF يعمل كحساس ضوئي.
- دراسات عن PCF حلزوني يعمل كحساس ضوئي.
- دراسات عن PCF بلازموني يعمل كحساس ضوئي.

نبدأ أولاً بالدراسات التي توضح الألياف البلورية الفوتونية التي تعمل كحساس ضوئي.

القسم الأول : دراسات عن PCF يعمل كحساس ضوئي:

ناقش الباحثون في المرجع [5] حساساً ضوئياً يعتمد على دمج بنية sagnac ring مع PCF لقياس قرينة الانكسار، وقد اعتمد التصميم على تقليل تأثير درجة الحرارة على أداء الحساس، وأظهرت النتائج قيم حساسية جيدة واستقرار حرارياً مناسباً لتطبيقات القياس الدقيقة، بينما قدم البحث [6] تصميم حساس لقياس قرينة الانكسار يعتمد على PCF مزدوج القلب للكشف عن الخلايا السرطانية واستخدم طريقة العناصر المنتهية (FEM) لتحليل أداء الحساس ووضحت النتائج قدرة عالية على التمييز بين الخلايا السليمة والمصابة من خلال اختلاف قرائن الانكسار بالإضافة إلى إمكانية استخدامه في أنظمة الاتصالات الضوئية بسبب انخفاض قيم الخسارات وتحسين انتقال الإشارة الضوئية ضمن الليف. كما وضحت الدراسة [7] تصميم حساس يعتمد على PCF في نطاق(THz) باستخدام (FEM) وأظهرت النتائج حساسية وصلت كنسبة إلى 94.65% مع خسارة حصر منخفضة، مما جعله مناسباً لتطبيقات الاتصالات الضوئية ونقل الإشارات الطبية ضمن نطاق THz.أما في المرجع [8] قدم الباحثون تصميم حساس PCF لقياس قرائن الانكسار يعتمد على (Four Wave Mixing) داخل الليف الذي يملك الشكل D- shaped في نطاق الاشعة تحت الحمراء، وقد حقق قيم حساسية وصلت إلى 7692)

(nm/RIU وأشارت الدراسة إلى أهمية هذا النوع من الألياف في تطبيقات الاتصالات الضوئية عالية السرعة ومعالجة الإشارة الضوئية.

القسم الثاني: دراسات عن PCF حلزوني يعمل كحساس ضوئي:

على الرغم من أن معظم التصاميم التقليدية لل PCF اعتمدت التوزيع السداسي الدوري لثقوب الهوائية إلا أن السنوات الأخيرة شهدت توجهاً متزايداً نحو استخدام البنى غير الدورية مثل التصاميم الحلزونية، وقد بينت الدراسات الحديثة كما في البحث [9] الذي درس تصميم حساس للغازات السامة باستخدام PCF حلزوني في نطاق (THz)، فقد اعتمد التصميم على البنية الحلزونية لتحسين التفاعل المجال الكهرطيسي مع المادة المقاسة، وقد حقق قيم حساسية وصلت إلى (3000 nm/RIU) مع انخفاض ملحوظ في قيم خسارة الحصر، كما أوضحت الدراسة أن البنية الحلزونية تساعد على تحسين انتقال الإشارة وتقليل التشوه في أنظمة الاتصالات الضوئية وخاصة في مجال THz. بينما قدمت الدراسة [10] تصميم حساس لدرجة الحرارة يعتمد على PCF حلزوني، وأظهرت النتائج أن الحساسية الحرارية وصلت إلى (18 nm/C) مع انخفاض تأثير الضغط على الحساس مما يؤكد فعالية البنية الحلزونية في تحسين خصائص الاستشعار، بالإضافة إلى تحسين استقرار انتقال الضوء وتقليل التداخل بين الأنماط المنتشرة مما يجعلها مناسبة جدا لتطبيقات الاتصالات الضوئية الدقيقة.

القسم الثالث دراسات عن PCF بلازموني يعمل كحساس ضوئي:

أدى ادخال المواد البلازمونية في تصميم الحساسات الضوئية إلى نقلة نوعية في أداء أنظمة الاستشعار، حيث تسمح ظاهرة الرنين البلازموني السطحي بزيادة تركيز الحقول الكهرطيسية على سطح المعدن مما يعزز حساسية الكشف عن التغييرات الصغيرة في قرينة الانكسار، وتعد مادتا الذهب والفضة أكثر المواد استخداماً في هذا المجال نظرا لخصائصهما الضوئية ضمن المجال الطيف المرئي والتحت الحمراء القريبة. ناقشت الدراسة [11] تصميم حساس بلازموني يعتمد على PCF على الشكل D-Shaped مع طبقة من مادة (TIO_2) وطبقة من مادة الذهب لتحفيز ظاهرة SPR ،وقد حقق الحساس قيم حساسة عالية لقياس قرينة الانكسار مع تحسين الاقتران بين النمط الأساسي والبلازموني .بينما قدمت الدراسة [12] تصميم حساس يعتمد أيضاً على ظاهرة SPR وقد استخدم مادة الذهب كطلاء لأحدى ثقوب الغلاف، وأظهر قدرة كبيرة على قياس مدى واسع من قرائن الانكسار تراوحت بين (1.4-1.35) مما يجعله مناسباً لتطبيقات الحساسات الحيوية والكيميائية، كما ناقش البحث [13] تصميم حساس

ضوئي بلازموني يعتمد على PCF على الشكل H− shaped مع دراسة طبقة من مادة $(Ag - MoS_2)$ لتحسين الحساسية ومنع الاكسدة، واستخدم هذا التصميم كحساس وكمرشح استقطاب ضمن مدى واسع لقرائن الانكسار. أما الدراسة [14] وضحت تصميم حساس PCF−SPR وقد استخدم مادة الفضة كمادة بلازمونية لتحسين الرنين البلازموني السطحي، وقد وصلت قيمة الحساسية إلى 1500nm/RIU وأوضحت الدراسة إلى أن مادة الفضة قد ساعدت على تحسين خصائص نقل الإشارة في نطاق Near−IR المستخدم في الاتصالات الضوئية. كما قدمت الدراسة [15] تصميم مقسم استقطاب يعتمد على طلاء طبقة من مادة الفضة داخل ليف مزدوج القلب، وأظهرت النتائج إلى أن استخدام الفضة أدى إلى توسيع عرض الحزمة لتصل إلى 900nm ضمن مجالات الاتصالات الضوئية (E+S+C+L+U) ،كما ساهمت إضافة طبقة الفضة إلى تعزيز التأثير البلازموني وتحسين كفاءة نقل الإشارة الضوئية، وأخيراً قدمت الدراسة [16] تصميم حساس مزدوج القلب يعتمد على PCF−SPR مع إضافة طبقة الفضة لتحفيز الرنين البلازموني السطحي، وقد استخدمت الدراسة الطريقة الرياضية (FEM) وأظهرت النتائج إمكانية استخدام هذه الحساسات في شبكات الاتصالات الضوئية عالية الدقة.

2. هدف البحث:

على الرغم من التقدم الكبير في مجال الحساسات الضوئية المعتمدة على PCF والبنى البلازمونية، إلا أن معظم الدراسات ركزت بصورة أساسية على التوزيعات الدورية للثقوب الهوائية داخل الليف، في حين لا تزال الأبحاث المتعلقة بالبنى الحلزونية محدودة نسبياً ولاسيما عند دمجها مع المواد البلازمونية ضمن بنية واحدة لذلك يهدف هذا البحث إلى دراسة تأثير التوزيع الحلزوني في تحسين عملية الاقتران بين النمطين الأساسي والبلازموني وانعكاس ذلك على تعزيز قيم الحساسية للحساسات الضوئية ورفع كفاءتها في تطبيقات الاستشعار الضوئي عالي الدقة.

3. مواد وطرائق البحث:

تم الاعتماد في هذا البحث على الأسس النظرية والرياضية التي تصف الليف الضوئي الفوتوني البلازموني الحلزوني، بالإضافة إلى استخدام برنامج (COMSOL Multiphysics) الذي يعتمد طريقة ((Finite Element Method(FEM) في الحل والتي تعتمد على مكتبة (MODULEF)، وذلك لتمثيل الليف وتحديد قيم المعاملات الأساسية له وبارامتراته، والحصول على الأطوال الموجية الموافقة للرنين البلازموني السطحي ، ثم استخدام برنامج (Matlab) للحصول على منحنيات خسارة الحصر،

وأخيراً مناقشة نتائج الدارسة وصياغة الاستنتاجات. سنبدأ أولاً بدراسة المواد البلازمونية وتوضيح أهم خصائصها.

4. المواد البلازمونية وخصائصها:

إن المواد البلازمونية (Plasmonic Materials)هي مواد قادرة على التفاعل مع الضوء عبر اهتزاز إلكتروناتها الحرة، ولها تأثير كبير على الطول الموجي المنتشر سواء في الألياف الضوئية أو غيرها، وخاصة من ناحية الامتصاص وبالتالي التخميد، وتتميز المواد البلازمونية بامتلاكها ثابت عازلية نسبية سالب عند أطوال موجية معينة وأهم هذه المواد هي المعادن التي تلعب دوراً هاماً في مختلف المجالات، حيث يمكن استخدمها كمواد بلازمونية عند ورود الضوء عليها بشروط معينة أهمها تردد الضوء الوارد، وأحد أهم الأمثلة على المواد البلازمونية المعدنية الفضة والذهب، وهما يملكان ثابت عازلية كهربائية حقيقي سالب وفي هذه الدراسة استخدمنا مادتي الذهب والفضة للأسباب الموضحة بالجدول (1) [17–20].

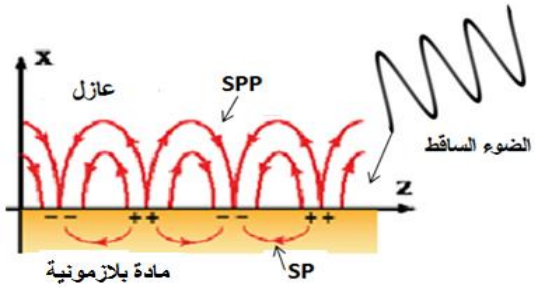
الجدول (1) مقارنة بين مادتي الذهب والفضة

الخاصية	مادة الذهب (Au)	مادة الفضة (Ag)	التحليل العلمي والتطبيقات
الاستجابة البلازمونية	مستقرة وفعالة في المجال المرئي وتحت الحمراء القريبة	استجابة أقوى وخسائر ضوئية أقل	الفضة تعطي حساسة أعلى بينما يكون الذهب أكثر استقراراً
الحساسية الضوئية	حساسية يمكن اعتبارها جيدة خاصة بالنسبة للحساسات الكيميائية والحيوية	حساسية أعلى بسبب انخفاض الخسارة الضوئية	تعد الفضة مناسبة للكشف عالي الدقة في التغيرات الصغيرة لقرينة الانكسار
الخسائر الضوئية	خسارة أعلى	خسارة أقل وانتقال أفضل للموجات السطحية	الفضة أفضل وخاصة بالنسبة للتطبيقات التي تعتمد على ظاهرة (SPR)

الثبات الكيميائي	مقاومة ممتازة للتأكسد والتآكل	يتأكسد سريعاً	الذهب أفضل للتطبيقات طويلة الأمد او البيئة الكيميائية القاسية
التكلفة	أعلى	أقل	تعد الفضة خيار اقتصادي عند الحاجة الى حساسية مرتفعة
التطبيقات	الحساسات الحيوية والطبية والاستشعار طويل الأمد	الحساسات فائقة الحساسية والاستشعار الدقيق	اختيار المادة يعتمد على التوازن بين الحساسية والاستقرار.

بالإضافة إلى أن كل من الذهب والفضة يظهران سلوكاً ضوئياً مميزاً في المجال المرئي وتحت الحمراء القريب نتيجة تفاعلات الالكترونات الحرة مع الضوء، حيث يتميز الذهب بامتصاص قوي في الجزء الأزرق من الطيف المرئي نتيجة انتقال الالكترونات الداخلية مما يمنحه اللون الذهبي المميز بينما يتحول الى مادة شديدة الانعكاسية في نطاق تحت الحمراء القريب، أما الفضة فتعد أكثر المعادن انعكاساً للضوء عبر الطيف المرئي وتحت الحمراء القريب إذ تعكس معظم الاطوال الموجية بكفاءة عالية مع امتصاص منخفض جداً، ويعود هذا السلوك في كلا المعدنين إلى استجابتهما الإلكترونية الموصوفة بنموذج الإلكترونات الحرة مع اختلاف موقع الانتقالات للنطاقات الإلكترونية بينمها وهذا ما يفسر الفروق في اللون والانعكاسية والخسائر الضوئية. يمكن استخدام مواد بلازمونية أخرى مثل أكسيدات الناقلة الشفافة وأنصاف النواقل عند المجال الطيفي المرئي، مثل aluminum zinc oxide (AZO) و Germanium zinc oxide (GZO) وأكسيد النيتردات وأكسيدات الزنك تملكان خسارة منخفضة في مجال الأطوال المرئية وأيضاً indium tin oxide (ITO) aluminum doped zinc oxide (AZO) وتعد هذه المواد فعالة ولها خسارة أقل من المعادن في مجال الأطوال الموجية الضوئية إلا أنها لا تملك ثابت عازلية حقيقي كبير القيمة مقارنة بالمعادن[24-21] . تسهم بلازمونات السطح (Surface Plasmon) التي يمكن تصنيفها إلى نوعين الأول هو بلازمونات السطح (SP) الذي ينتشر في المادة البلازمونية، والثاني بوليريتونات بلازمونات السطح (Surface Plasmon

((Polariton (SPP الذي ينتشر في الوسط العازل كما هو موضح بالشكل (1) [25]، وهذه المواد تقوم بتحسين الخواص الضوئية للأنماط المنتشرة في الليف البلوري الفوتوني بشكل كبير نظراً لما تتمتع به من ميزات متعددة مثل العازلية السالبة الناتجة عن الإلكترونات الحرة، وإمكانية التحكم في الخصائص الضوئية وكذلك القدرة على حصر الأنماط البلازمونية في أبعاد أصغر من الطول الموجي، وقد أدى هذا إلى ظهور تطبيقات متطورة مثل مرشحات الاستقطاب والعدسات فائقة الدقة والحساسات الضوئية وغيرها.



الشكل (1): البلازمونات (SP) و(SPP)التي تنتشر بين العازل والمادة البلازمونية.

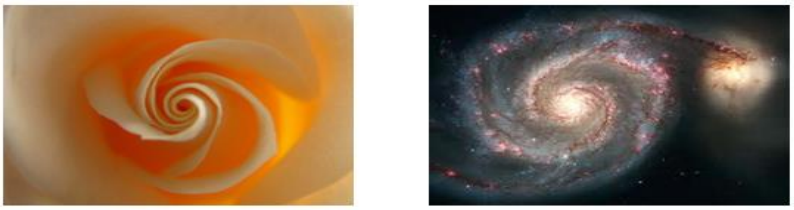
ويمكن إضافة هذه المواد إما على شكل طبقات رقيقة تحيط بالثقوب الهوائية، أو ثقوب نانوية المساحة موزعة في الليف. واضافة هذه المواد إلى (PCF) يساهم بشكل كبير في تعزيز الحقول الكهرطيسية وزيادة اقتران النمط

الأساسي بالأنماط البلازمونية، مما يؤدي إلى تحسن كبير في بارامتر الحساسية للمستشعرات الضوئية. تعد ظاهرة الرنين البلازموني السطحي(SPR) أهم خاصية للمواد البلازمونية والتي تحدث عند تطابق تردد الضوء الوارد مع التردد الطبيعي لاهتزاز الالكترونات الحرة على سطح المعدن، وهذا الاهتزاز يسمى رنيناً لأنه يحدث بقوة عند تردد محدد للضوء على سطح المعدن، وعندها تنتقل الطاقة من النمط الأساسي إلى موجة البلازمون السطحي وبالتالي حدوث الرنين الذي يظهر على شكل قمة امتصاص حادة في الطيف ويحدث خسارة حصر كبيرة في الليف عند طول موجة محدد وعندها يظهر انخفاض واضح في شدة الإشارة الخارجة وينتج عندها الموجة البلازمونية التي يمكن ملاحظتها في الطيف المرئي وتحت الحمراء القريبة. وهي ظاهرة مهمة لأنها تتيح لنا كشفاً دقيقاً وتحكماً عالياً في الضوء على المستوى النانوي، كما تساعد في تحسين أداء الأجهزة الضوئية مثل العدسات والمرشحات، وأيضاً ويمكن

استخدامها في الاتصالات الضوئية وتقنيات النانو، كما تمتاز بدقة عالية جداً في قياس التغيرات الصغيرة في البيئة المحيطة مما يجعلها مناسبة جداً لتطبيقات الحساسات الضوئية [28–24].

5. البنية الحلزونية

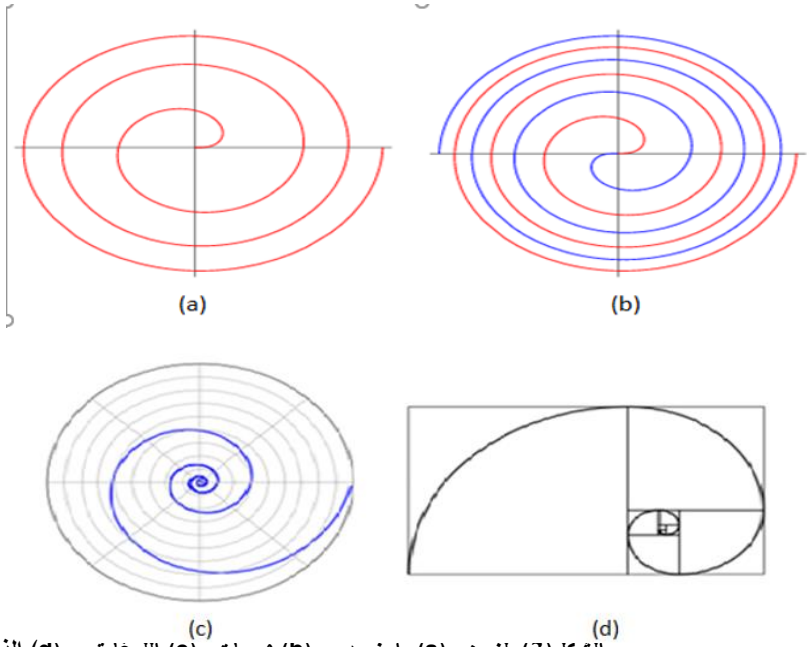
إن الحلزونات هي منحنيات هندسية تلتف حول نفسها بشكل دائري أو لولبي وتكرر نفسها (self–similar) أي أن شكل الحلزون هو تكرار لشكل أحد أجزاءه، وحجم الحلزون يزداد دون تغير شكله مع كل لفة متعاقبة. وكان أول من حدد حلزوناً معيناً هو أرخميدس.



(a) (b)

الشكل (2) الحلزونات (a) في الزهور،(b) في المجرات

تختلف الحلزونات بحسب طريقة الالتفاف حول المحور مثل الحلزونات اللوغارتمية، والمستوية والمخروطية، وتظهر في الطبيعة كما في الشكل (2) بعدة أشكال، وتمثل القوقعة بإمتياز هذا النوع من الحلزونات فهي تتميز بازدياد مستمر في سعتها وفق معامل ثابت، وتظهر الحلزونات اللوغارتمية أيضًا في إنحناء أنياب الفيل وفي قرون الكبش البري وفي مخالب عصفور الكناري، وتوجد مماثِلات لهذه الحلزونات في أنواع كثيرة من النباتات، مثل الأناناس والصنوبريات وأوراق الأشجار وغيرها، ومن أنواع الحلزون اللوغارتمي الحلزون الذهبي(Golden Spiral) الذي يحقق النسبة الذهبية (1.62) ويوضح الشكل(3) أنواع للحلزونات[29].



الشكل(3)حلزون :(a) ارخميدس،(b) فيرمات ،(c) اللوغارتمي،(d) الذهبي

أما بالنسبة للتوزيع الهندسي للثقوب في هذا البحث فقد استخدمنا التوزيع بحسب حلزون ارخميدس.

برزت في السنوات الأخيرة تصاميم غير دورية مثل التوزيعات الحلزونية كبدائل للتوزيعات الدورية، ووجد بحسب الدراسات أن الترتيب الهندسي لهذه البنى غير الدورية يؤدي إلى تحسين تفاعل الضوء مع الليف الضوئي وتغيير الأنماط الضوئية المنتشرة في القلب مقارنة بالتوزيع الدوري.

وهكذا بسبب انتشار الحلزونات بأنواعها المختلفة في الطبيعة بشكل كبير والخواص المميزة لهذه المنحنيات، استخدم العلماء هذه المنحنيات في الألياف البلورية الفوتونية وبالتحديد في ترتيب ثقوب الهواء بشكل حلزوني، ووجدوا العديد من الخواص الجديدة بالإضافة إلى تحسين كبير في الخواص الضوئية للألياف البلورية الفوتونية، بسبب تشكل مسار متعرج للضوء مما يمنح البنية خصائص وسطية ما بين النظام الدوري وغير الدوري وهذا النوع من التوزيع يؤدي إلى:

1. تقليل التماثل الهندسي وزيادة في درجات الحرية للبارامترات التصميمة.
2. تحسين حصر الضوء في القلب.
3. تعزيز الحساسية للتغيرات البسيطة في الوسط المحيط.

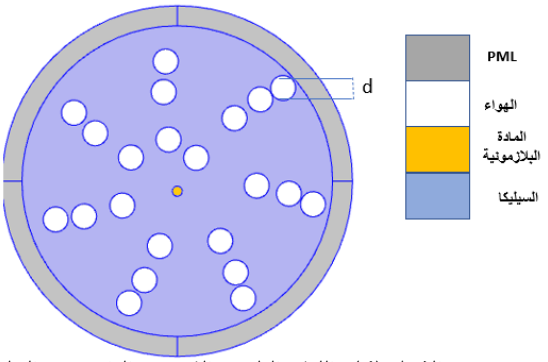
وبالتالي يمكن التحكم في توزيع الطاقة الضوئية وانتشار الموجة في الليف. حيث تعد هذه الخصائص مثالية لتطبيقات الحساسات الضوئية وأي تغير طفيف في قرائن الانكسار ينعكس بشكل واضح على الطيف الناتج[31-29] .

6. الألياف البلورية الفوتونية البلازمونية الحلزونية:

تتكون البنية المدروسة والموضحة بالشكل (4) من قلب مصمت وغلاف، يتكون من مادة أساس هي السليكيا والتي تملك تشتت مادي ممثل بمعادلة سليميه (Sellmeier's Equation)الموضحة في المرجع [32] وبثابت عازلية مساو ل ($\varepsilon_d = 2.09$) وتوزيع الثقوب بترتيب حلزوني بقطر ($d = 0.25\mu m$) له وتملك ثقوب الهواء ثابت عازلية مساو ل ($\varepsilon_a = 1$)، وتم تصميم البنية وإضافة المواد البلازمونية على شكل ثقب دائري في مركز الليف بقطر مساو (30nm) باستخدام برنامج (COMSOL Multiphysics) الذي يعتمد طريقة (FEM) في الحسابات الرياضية علماً أن البرنامج يعتمد على حل معادلة الموجة بالاعتماد على معادلات ماكسويل الموضحة في المرجع [33]. قمنا في هذا البحث بدراسة وتصميم ليف بلوري فوتوني يتم فيه توزيع الثقوب بشكل حلزوني وإضافة مادة بلازمونية وأثر تغيير نوع هذه المادة البلازمونية بين الذهب والفضة على خسارة الحصر (Confinement Loss (CL)) التي تعطى بالمعادلة(1) [34]:

$$CL = 8.686 \times \frac{2\pi}{\lambda} Im(neff) \quad (\frac{\mathrm{dB}}{\mathrm{Km}}) \qquad (1)$$

حيث ($Im(neff)$) القسم التخيلي لقرينة الانكسار الفعالة علماً أن الدراسة أجريت في مجال الأطوال الموجية ($0.6\mu m \leq \lambda \leq 2\mu m$) والتي تشمل النوافذ الضوئية الأساسية الثلاث. (λ) هي طول الموجة،



الشكل (4): الليف البلوري الفوتوني البلازموني الحلزوني

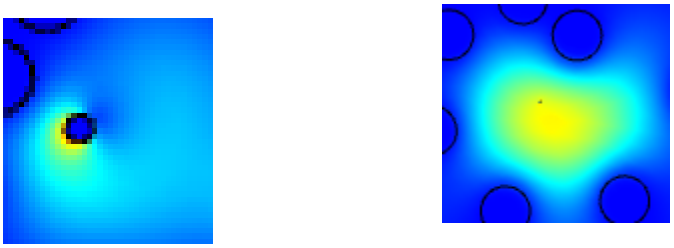
يمكن الحصول على ثابت العازلية الفعال للمادة البلازمونية من نموذج درود (Drude Model) [35] الممثل بالمعادلة(2) :

$$\varepsilon_m = \varepsilon_\infty - \frac{\omega_D^2}{\omega(\omega + j\gamma_D)} - \frac{\Delta\varepsilon.\Omega_L^2}{(\omega^2 - \Omega_L^2) - j\Gamma_L^\omega} \quad (2)$$

حيث (ε_∞) هو ثابت العازلية، $(\Delta\varepsilon)$ عامل الوزن، (ω) التردد الزاوي للضوء الموجه، (ω_D) تردد البلازما، (γ_D) تردد التخامد، (Ω_L) تردد هزاز لورنتز، (Γ_L) العرض الطيفي لهزاز لورنتز.

7. النتائج والمناقشة:

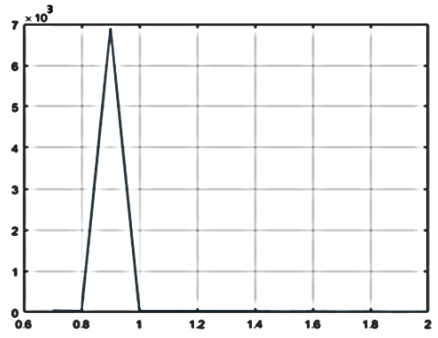
أظهرت نتائج المحاكاة حدوث اقتران فعال بين النمط الأساسي والبلازموني، ويوضح الشكل (5) توزع الحقل الكهرطيسي للنمطين الأساسي وهو النمط الوحيد المنتشر في الألياف وحيدة النمط ويرمز له بالرمز (HE11) والنمط البلازموني باستخدام برنامج (Comsol Multiphysics).

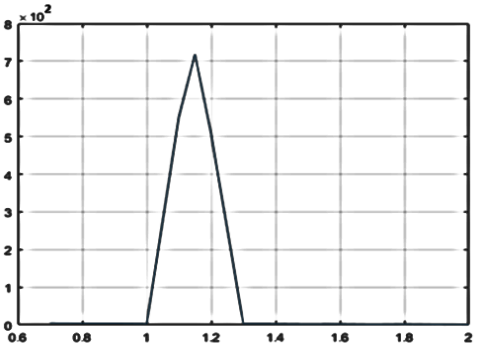


(a) (b)

الشكل (5) توزع الحقل الكهرطيسي: (a) النمط الأساسي (b) النمط البلازموني.

نلاحظ أنه يحدث الاقتران بين النمط البلازموني والنمط الأساسي كلما كانت الثقوب أقرب إلى النواة، وعندها تنتقل الطاقة من القلب إلى المادة البلازمونية لتتحول إلى أمواج بلازمونية وفيما يلي نتائج منحنيات خسارة الحصر لليف المدروس عند تغيير نوع المادة البلازمونية.





CL(dB/m)

CL(dB/m)

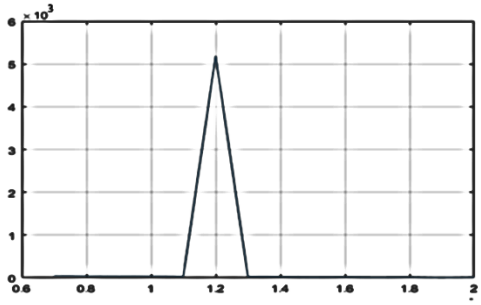
Wavelength (μm)
(b)

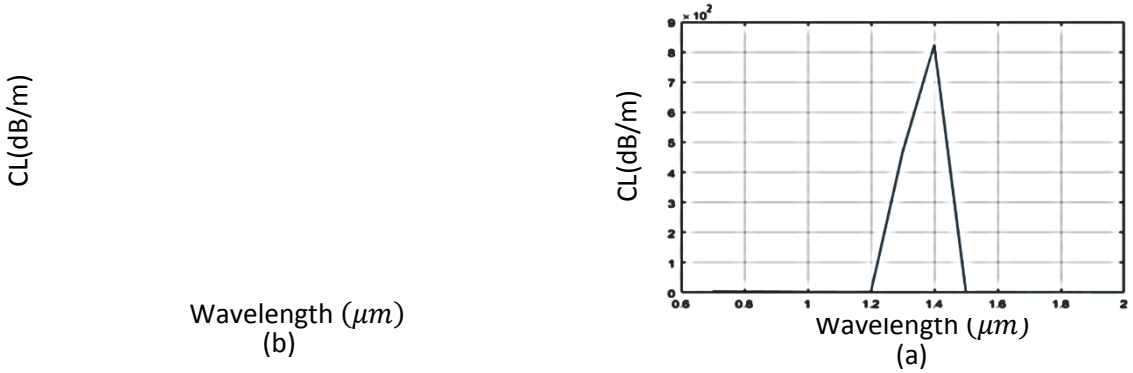
Wavelength (μm)
(a)

الشكل (6): منحنيات خسارة الحصر لمادة (a) الفضة، (b) الذهب.

من منحنيات خسارة الحصر لمادتي الفضة والذهب نلاحظ أن ذروة منحني الخسارة وصلت إلى$* 6.84 = CL$ $10^3 dB/m$ عند الطول الموجي $\lambda = 0.89\mu m$ لمادة الذهب، أما في مادة الفضة فقد وصلت ذروة الخسارة إلى $CL = 7.26 * 10^2 dB/m$ عند الطول الموجي $\lambda = 1.18\mu m$.

من أجل إثبات أن الليف يعمل كحساس ضوئي يجب إضافة مادة حساسة(analyte) وقياس مدى تغير ذروة الرنين، وفي هذا البحث سندخل أولا مادة لها قرينة انكسار مساوية ل 1.33 ثم حساب خسارة الحصر مرة أخرى.





الشكل (7): منحنيات خسارة الحصر بعد إضافة المادة الحساسة من اجل مادة (a) الفضة ، (b) الذهب.

نلاحظ اختلاف قيم خسارة الحصر بعد إضافة المادة الحساسة ذات قرينة الانكسار n=1.33 حيث وصلت ذروة الرنين لمادة الفضة إلى $CL = 8.32 * 10^2 dB/m$ عند الطول الموجي $\lambda = 1.36\mu m$، بينما كانت قيمة خسارة الحصر لمادة الذهب $CL = 5.18 * 10^3 dB/m$ عند الطول الموجي $\lambda = 1.17\mu m$،كما نلاحظ تغير مواقع أطوال أمواج الرنين وقيم الخسارة وهذا يدل على استجابة الحساس لتغير قرينة الانكسار.

وعند ادخال مواد حساسة ذات قرائن انكسار مختلفة لوحظ تغير واضح في مواقع أطوال موجات الرنين مما يؤكد استجابة الحساس للتغيرات في الوسط المحيط ويمكن تلخيص النتائج بالجداول التالية:

أولاً مادة الفضة: الجدول (2)

قرائن انكسار المادة الحساسة	طول موجة الرنين
1.33	$1.36\mu m$
1.34	$1.41\mu m$
1.35	$1.45\mu m$
1.36	$1.5\mu m$
1.37	$1.55\mu m$

ثانياً الذهب: الجدول (3)

قرائن انكسار المادة الحساسة	طول موجة الرنين
1.33	$1.17\mu m$

$1.2\mu m$	1.34
$1.24\mu m$	1.35
$1.27\mu m$	1.36
$1.3\mu m$	1.37

إن أي انزياح في طول موجة الرنين عند تغير قرينة انكسار الوسط المحيط هو الاساس الذي تبنى عليه مبدأ الحساسية، حيث يتم رصد التغير في طول موجة الرنين الناتج عند تغير طفيف لقرينة الانكسار، حيث يقاس أداء معامل الحساسية والدقة للحساس بقدرته على اظهار انزياح كبير مقابل أي تغير طفيف في قرينة الانكسار. وقد تم حساب الحساسية والتي تعطى بالقانون[36]

$$S = \frac{\Delta\lambda}{\Delta n}\left(\frac{nm}{RIU}\right) \qquad (3)$$

بالتالي يمكن تلخيص النتائج السابقة بالجداول التالية:

أولاً مادة الفضة: الجدول (4)

قرائن انكسار المادة الحساسة	طول موجة الرنين (nm)	$\Delta\lambda(nm)$	$\Delta n(RIU)$	$S\left(\frac{nm}{RIU}\right)$
1.33	1360	–	–	–
1.34	1410	50	0.01	5000
1.35	1450	40	0.01	4000
1.36	1500	50	0.01	5000
1.37	1550	50	0.01	5000

ثانياً مادة الذهب: الجدول(5)

قرائن انكسار المادة الحساسة	طول موجة الرنين (nm)	$\Delta\lambda$	Δn	$S\left(\frac{nm}{RIU}\right)$
1.33	1170	–	–	–
1.34	1200	30	0.01	3000
1.35	1240	40	0.01	4000
1.36	1270	30	0.01	3000

1.37	1300	30	0.01	3000

ونلاحظ من النتائج السابقة أن التصميم المقترح الذي يعتمد توزيع الثقوب بشكل حلزوني يؤدي تعزيز شدة الاقتران بين النمط الأساسي والنمط البلازموني السطحي، وكنتيجة يصبح الانزياح الطيفي أكثر وضوحاً واستجابة للتغيرات البسيطة في قرينة الانكسار مما يحسن الحساسية، بالإضافة إلى أن اختيار نوع المعدن مهم جداً ويؤثر مباشرة على مقدار الانزياح، فالفضة وبسبب خسائرها الداخلية المنخفضة نسبياً تعطي رنين أكثر حدة وانزياح أكبر أما الذهب يوفر استقرار كيميائي عالي مما يجعله أكثر ملائمة للتطبيقات طويلة الأمد، وبالتالي فإن تصميم ليف بلوري فوتوني والتحكم في البنية الهندسية لليف (قطر الثقوب وعددها وترتيبها وشكلها) وسماكة الطبقة البلازمونية ونوع المعدن المستخدم يسمح بتصميم حساس ضوئي عالي الأداء قادر على الكشف على التغيرات الطفيفة في قرينة الانكسار.

8. الاستنتاجات:

يمكن تلخيص النتائج الى مجموعة من النقاط التالية:

- يحقق التصميم المقترح لليف البلوري الفوتوني الحلزوني اقتراناً فعالاً بين النمط الأساسي والنمط البلازموني مما يؤدي إلى تعزيز ظاهرة الرنين السطحي.
- يسهم التوزيع الحلزوني في زيادة مساحة التفاعل بين الضوء والطبقة البلازمونية مقارنة بالبنى الدورية بينما تساهم المواد البلازمونية في تعزيز دقة الاستشعار وبالتالي الجمع بين التوزيع الحلزوني والمواد البلازمونية نحصل على:

☒ زيادة الحساسية للحساسات الضوئية بالمقارنة مع التصاميم الدورية التقليدية

☒ توسيع مجال التطبيقات العملية في الاستشعار عالي الدقة مما ينعكس إيجاباً على حساسية المستشعر.

- يؤثر نوع المادة البلازمونية ومساحتها يؤثر بشكل كبير على خصائص الرنين البلازموني حيث أظهرت الفضة قمماً أكثر حدة وانزياحاً طيفياً أكبر وقيم حساسية أعلى نتيجة انخفاض خسائرها الداخلية في حين أظهر الذهب استقرار كيميائياً أعلى مما يجعله مناسبا للتطبيقات طويلة الأمد.

- كما أن موقع المواد البلازمونية يؤثر أيضاً على نمط البلازمون فعندما تكون المواد أقرب إلى القلب يؤدي هذا إلى انتقال الطاقة من النمط الأساسي إلى الطبقة البلازمونية بشكل أفضل وظهور قمم واضحة في منحنيات خسارة الحصر.
- أظهر الحساس استجابة واضحة للتغيرات في قرينة الانكسار للوسط المحيط مما يؤكد امكانية استخدامه في تطبيقات الاستشعار عالي الدقة.
- يحقق التصميم المقترح قيماً مرتفعة للحساسية مما يجعله مناسباً لتطبيقات القياس عالي الدقة في المجالات البيئية والحيوية.

9. الخاتمة:

تقدم هذه الدراسة نموذجاً متقدماً لليف البلوري الفوتوني البلازموني الذي يعتمد التوزيع الحلزوني للثقوب الهوائية، وقد أظهرت النتائج أن هذا الدمج يحقق تحسناً ملحوظاً في خصاص الاستشعار الضوئي، ويعود ذلك إلى المرونة الهندسية للبينة الحلزونية وتعزيز الحقول الكهرطيسية الناتج عن الرنين البلازموني السطحي، وتشير النتائج التي وصلت فيها الحساسية إلى قيم مرتفعة (حتى $5000\ nm/RIU$) إلى أن هذا النوع من البنى يمثل اتجاهاً واعداً في تطوير الحساسات الضوئية عالية الحساسية والدقة، مع إمكانية توسيع نطاق التطبيقات لتشمل مجالات متعددة من الاستشعار الحيوي والبيئي والتقنيات النانوية، كما تفتح هذه الدراسة المجال امام أبحاث مستقبلية تركز على تحسين التصميم البنيوي واستخدام مواد بلازمونية أخرى وأيضاً دراسة الأنماط الأعلى النقية TE و TM والأنماط الهجينة الأخرى لتحقيق أداء أفضل.

10. المراجع:

[1] D Suslov, D Komanec,. ***Exact modeling of photonic crystal fibers for determination of fundamental properties.***Optical Fiber Technology,Czech Republic .2020.

[2] I Yakasai, K Abas,E Suhaimi, H Begum.***Low loss and highly birefringent photonic crystal fiber for terahertz applications.*** Optik. Brunei Darussalam.2020.

[3]Y Xin, G Ziheng, T Cheng, Li Shuguang, '***A novel gold-coated PCF polarization filter based on surface plasmon resonance',*** Optics and Laser Technology china,2020.

[4]A Kumar Paul, M Habib, N Hoang Hai, ***'An air-core photonic crystal fiber based plasmonic sensor for high refractive index sensing'*** Optics Communications. Iran. 2020.

[5] L Zhiying, L Hao, Z Zhiwen. ***Sagnac ring and photonic crystal fiber structure refractive index sensor with high birefringence and low temperature sensitivity*** Frontiers in Physics. China.2022.

[6] A Ehyaee, M Mohammadi, M Seifouri , S Olyaee .***Design and numerical investigation of a dual-core photonic crystal fiber refractive index sensor for cancer cells detection***.Springer The European Physical Journal Plus. IRAN. 2023

[7] M Hossain , R Hossen , S Tasmia Alvi , S Sen , M Al-Amin , M Hossain. ***Design and numerical analysis of a novel photonic crystal fiber based chemicals sensor in the THz regime.*** ScienceDirect. Bangladesh 2023.

[8] Y GAO, X YAN, X CHEN, LI Bin, T CHENG .***A Refractive Index Sensor Based on Four-Wave Mixing in D-Shaped Tellurite Photonic Crystal Fiber*** PHOTONIC SENSORS. China. 2023.

[9] V Sharif, H Saberi,H Pakarzadeh. ***Designing a terahertz optical sensor based on helically twisted photonic crystal fiber for toxic gas sensing*** scientific reports. Spain. 2025.

[10] S Qiu, J Yuan ,S Duan, X Zhou, C Mei, Qu Yuwei, B Yan, ***High sensitivity temperature sensor based on a helically twisted photonic crystal fiber*** ScienceDirect. China 2021.

[11] Q Zhang, Li Wei ,Q Ren, J Zheng.A ***D-type dual side-polished,highly sensitive, plasma refractive index sensor based on photonic crystal fiber*** .Optics and Photonics, section of the journal Frontiers in Physics China 2022.

[12] S Jain , K Choudhary , S Kumar · ***Photonic crystal fiber-based SPR sensor for broad range of refractive index sensing applications***. Optical Fiber Technology. India 2022.

[13] S Zhang , Y Wang · ***A PCF-SPR sensor for dual-polarization and wide refractive index detection range*** .Optics Communications. China 2024.

[14] T Hajiani , H Shirkani , Z Sadeghi. ***Surface plasmon resonance photonic crystal fiber biosensor: Utilizing silver-phosphorene nanoribbons for Near-IR detection***. Optics Communications .Iran. 2024.

[15]H Zou, J Zhou, A Jiang, L Wei, Yan Lu. ***Ultra-broadband small-size dual-core photonic crystal fiber polarization splitter based on silver coating***. Optics Communications. China. 2024.

[16] F Wang, Y Wei, Y Han. **High-Sensitivity Refractive Index Sensor with Dual-Channel Based on Surface Plasmon Resonance Photonic Crystal Fiber**. MDPI, China 2024.

[17] J Divya , S Selvendran . ***Performance Evalution of D shape phoronic crystal fiber based spr sensor with different plasmonic material : A comparative analysis.*** Result in Engeneering. India. 2025.

[18] S JIAO ,Z GAO .**Analysis of a photonic crystal fiber SPR sensor based on dual polarization direction and two different metal layers**. Optical Materials Express. China. 2025.

[19] A Ramola , A Kumar Shakya, Vi Kumar ,A Bergman. **Recent Advances in Photonic Crystal Fiber-Based SPR Biosensors: Design Strategies, Plasmonic Materials, and Applications** MDPI, India; 2025.

[20] S. Selvendran , J. Divya , A. Sivanantha Raja. ***A Reconfigurable Surface-Plasmon-Based Filter/Sensor Using D-Shaped Photonic Crystal Fiber***, School of Electronics Engineering (SENSE), Vellore Institute of Technology, India; 2022.

[21[A PAUL, A Krishno SARKAR, A KHALEQUE,' ***Dual-Core Photonic Crystal Fiber Plasmonic Refractive Index Sensor: A Numerical Analysis', PHOTONIC SENSORS***, Bangladesh ,2018

[22] Q.M. Kamrunnahar, J Robaiat Mou, M Momtaj, ' ***Dual-Core Gold Coated Photonic Crystal Fiber Plasmonic Sensor: Design and Analysis'***, *Physics* 2020.

[23] M Kim, S Kim,***' Epsilon-near-zero photonic crystal fibers for a large mode separation of orbital angular momentum modes'***, Elsevier , South Korea,2020.

[24] M Kim ,S Kim,' ***High efficiency dielectric photonic crystal fiber metalens'***, Advanced Photonics Research Institute, GIST, Republic of Korea.,2020.

[25] R Kashyap, U Baruah, A Gogoi ,B Mondal. ***'Sensitivity-Enhanced Surface Plasmon Resonance Sensor Based on Zinc Oxide and Blue P-MoS_2 Heterostructure*** '.Springer Nature. India. 2023.

[26] M Nazmus Sakiba, M Biplob Hossainb, K Al-tabatabaiec,' ***High performance dual core D-shape PCF-SPR sensor modeling employing gold coat'***, Elsevier, Bangladesh. 2019.

[27] Yu Ying , Jia-Kai Wang, Ke Xu, Guang-Yuan Si,' ***High sensitivity D-shaped optical fiber strain sensor based on surface plasmon resonance'***, Optics Communications,china,2020.

[28] M Al Mahfuz, M Aslam Mollah , M Rojy Momota, A Kumar Paul,' ***Highly sensitive photonic crystal fiber plasmonic biosensor: Design and Analysis'***, Optical Materials, *Banglades,2020.*

[29] M NSDF. ***Golden,√2, and π Flowers: A Spiral Story***. Mathematical Magazine.2022.

[30] A KNORR,S RDFG. ***ARCHIMEDEASN DT HE SPIRALS: THE HEURISTIC BACKGROUND.*** Elsevier.1978.

[31] M LAETEEF, Q MASD (2023). ***Polarization-insensitive Archimedes'-spiral-shaped ultrathin metamaterial absorbers for microwave sensing application*** .Scientific Reports.2023.

[32] B NHGD.***To the use of Sellmeier formula.*** enior Experten Service (SES) Bonn and HfT Leipzig. 2024.

[33] S Vujević, ***' A New Look to the Maxwell's Equations and Wave Equations in Conducting Media'.***IEEE. Croatia.2024

[34] A RAZZAK . ***Tailoring Dispersion and Confinement Losses of Photonic Crystal Fibers Using Hybrid Cladding***. Journal of Lightwave Technology. 2008.

[35] G KHEIANDER, M NASD . ***"Modified Drude model for small gold nanoparticles surface plasmon resonance based on the role of classical confinement"***, Scientific Reports .2020.

[36] J Wang, X Lu, Mi Chao, Yin Qianqian.***' Ultra-high sensitivity photonic crystal fiber sensor based on dispersion turning point***

sensitization of surface plasmonic polariton modes for low RI liquid detection'. Optics Express .China 2024.

طائرة بدون طيار متغيرة الحجم مع المحافظة على الشكل الهندسي للهيكل

إعداد: المهندس عمرو عبدالعزيز الصباغ
إشراف: الدكتور المهندس حسام الوفائي

الملخص:

في هذه الورقة البحثية، نقترح تصميماً جديداً وبسيطاً وفعالاً لتكوين شكل جديد متغير للطائرات بدون طيار. يتكون من إطار يحتوي على أربعة أذرع تنسحب بحركة خطية للداخل من خلال محرك سيرفو مركزي يتم التحكم به بشكل مستقل لسحب الأذرع باتجاه الإطار الرئيسي، حيث يتم تشكيل أكثر من حجم للطائرة بدون طيار يناسب المهمة التي سوف تؤديها الطائرة، تربط الأذرع (قواعد المحركات) بالإطار الرئيسي بشكل منتظم لتشكل بنية متوازي أضلاع تضمن بقاء المراوح في اتجاه ثابت أثناء التحول. في حالتها الممتدة، تشبه الطائرة الرباعية التصميم التقليدي بحجم طبيعي، وعندما يتم شد الأذرع للداخل نحافظ على نفس الشكل الهندسي للطائرة مع تغير في طول الاذرع الأربعة.

لضمان الطيران المستقر في جميع الأوقات، نستغل استراتيجية التحكم الأمثل التي تتكيف على الطائرة الناتجة بعد التعديل مع هيكل الطائرة الأساسي. نقوم بإظهار مرونة التشكيل التكيفي المقترح في مهام مختلفة، مثل التناور في الممرات الضيقة بشكل أفقي وعامودي، والعبور ضمن الفتحات العامودية والأفقية ومن ثم العودة مباشرة للحجم الطبيعة.

تم إجراء التجارب على طائرة بدون طيار فعلية ومستقلة بالكامل تعتمد على أجهزة الاستشعار ونقل الصورة بشكل مستقل عن المعالجة، لوحة المعالجة المركزية Arducopter، وحدة التحكم والارسال. وحدة Telemetry (المعايرة وقياس البيانات عن بُعد بشكل آني). هذا هو أول عمل يظهر الطيران المستقر دون الحاجة إلى أي تعديلات لتناظر الهيكل هندسياً أو تعديل الاتجاه المركزي للطائرة. حيث تم إنجاز طائرة بدون طيار متغيرة الحجم بشكل عملي يكون المستخدم قادر على تغيير حجمها بما يلائم مكان الطيران وحسب الحاجة. تكون نسبة هيكل الطائرة بعد عملية التصغير هي 80% من حجمها الأصلي.

تم التحقق من أداء التحكم وتعددية استخدامات الطائرة الرباعية المتحولة من خلال تجارب في العالم الحقيقي.

الكلمات المفتاحية: طائرة بدون طيار متغيرة الحجم، طائرة بدون طيار تكيفية، لوحة المعالجة الرئيسية للتوازن، أذرع خطية، تشكيلة تكيفية، الاتجاه المركزي.

Variable-Size Unmanned Aerial Vehicle with Preserved Structural Geometry

Abstract:

In this paper, we propose a novel, simple, and efficient design for a morphing unmanned aerial vehicle (UAV). The structure comprises a frame with four arms that linearly retract inward via an independently controlled central servo motor. This mechanism pulls the arms toward the main frame, enabling the UAV to adopt multiple sizes tailored to specific mission requirements. The arms (motor mounts) are connected to the main frame symmetrically, forming a parallelogram mechanism that ensures the propellers maintain a fixed orientation during the transformation. In its fully extended state, the quadrotor resembles a conventional full-sized design. When the arms are retracted inward, the overall geometric shape of the UAV is preserved, with only the lengths of the four arms varying.

To ensure stable flight at all times, we employ an optimal control strategy that adapts the resulting modified aircraft to the baseline structural dynamics. We demonstrate the flexibility of the proposed adaptive morphing in various tasks, such as maneuvering through narrow horizontal and vertical corridors, traversing tight vertical and horizontal openings, and subsequently returning seamlessly to its nominal size.

Experiments were conducted on a fully autonomous, physical UAV equipped with independent sensors and image transmission systems, an Arducopter central flight controller, a control/transmitter unit, and a telemetry module for real-time data acquisition and calibration. To the best of our knowledge, this is the first work to achieve stable flight without requiring any adjustments to the geometric symmetry of the frame or altering the central orientation of the vehicle. Practically, a morphing UAV has been successfully developed, allowing the user to dynamically alter its size to accommodate the operational

environment and specific mission needs. Upon retraction, the footprint of the UAV frame is reduced to 80% of its original size.
The control performance and versatility of the morphing quadrotor were validated through real-world experiments.

Keywords: Variable-Size UAV, Adaptive UAV, Flight Controller, Linear Arms, Adaptive Morphing, Central Orientation.

1. مقدمة:

في السنوات الأخيرة حظيت الطائرات بدون طيار رباعية المراوح وهي نوع شائع الاستخدام من المركبات الجوية باهتمام كبير من الباحثين نظراً لانخفاض تكلفتها، وقدرتها العالية على المناورة، وإمكانياتها التشغيلية الواسعة [1]. وقد أثبتت هذه الطائرات متعددة الاستخدامات فعاليتها في العديد من التطبيقات، بما في ذلك الإغاثة في حالات الكوارث، وفحص البنية التحتية، والخدمات اللوجستية [2,3,4,5]. على الرغم من نجاحها في البيئات المفتوحة [6]، تُصمم الطائرات الرباعية التقليدية عادةً بإطار صلب تُثبّت فيه المحركات والمراوح الأربعة في مكانها. في حين أن هذا التصميم يدعم الطيران المستقر في المناطق الخالية من العوائق، إلا أنه يحدّ بشكل كبير من قدرة الطائرة على المناورة في البيئات المعقدة والضيقة، مثل الممرات الضيقة أو المناطق المليئة بالعوائق [7,8]. في حين أن الطائرات الرباعية الأصغر حجماً يمكنها التنقل في المساحات الضيقة، إلا أن صغر حجمها يؤثر بشكل كبير على حساب سعة الحمولة، الاستقرار، مدة الطيران، والقدرة على تحمل العوامل الخارجية. تهدف الطائرات بدون طيار الرباعية المتغيرة الحجم إلى معالجة هذه القيود من خلال إعادة تشكيل هندستها ديناميكياً أثناء الطيران، مما يتيح تحسين الملاحة والأداء في سيناريوهات تشغيلية متنوعة وذات شمولية أوسع.

تمتلك العديد من الكائنات الطائرة كالطيور، القدرة على تغيير شكل أجنحتها ديناميكياً للتكيف مع تغيرات الظروف الديناميكية الهوائية والبيئات المختلفة [9,10,11]. واستلهاماً من هذه الكائنات، سعى المهندسون إلى محاكاة كفاءتها وقدرتها على التكيف، مما دفعهم إلى تطوير تقنيات تغيير شكل الطائرات بدون طيار، حيث يمكن تغيير شكل الطائرة أو تكوينها أثناء الطيران لتحسين الأداء بشكل كبير [12,13]. تُعدّل الطائرات ذات المحركات الأربعة على وجه الخصوص باستخدام هندسة

هيكلها، مما يُضـيف درجات حرية إضـافية لتحسـين السـرعة وخفة الحركة والقدرة على المناورة في مختلف التضاريس وسيناريوهات التشغيل [7,14]. وعلى الرغم من هذه المزايا، تواجه تصاميم تغيير الشكل العديد من التحديات، بما في ذلك زيادة التعقيد الميكانيكي، وارتفاع استهلاك الطاقة للتشغيل، وزيادة الوزن، واحتمالية التنازل عن المتانة الهيكلية. ويتطلب التغلب على هذه التحديات تحقيق التوازن بين تحسين الأداء وقيود التصميم والتنفيذ العملية.

إن مفهوم تغيير شـكل أو هندسـة المركبات الجوية ليس جديداً، لطالما اسـتخدمت الطائرات ذات الأجنحة الثابتة تقنية تغيير شـكل الأجنحة لتعزيز الكفاءة الديناميكية الهوائية وتحسـين التحكم في الطيران [13,15]. ويُمثل تطبيق هذا المفهوم على الطائرات رباعية المراوح، حيث يتم تعديل المواضع والاتجاهات النسـبية للمراوح ديناميكياً أثناء الطيران. على الرغم من وجود العديد من الدراسـات حول تقنيات الطائرات بدون طيار بشـكل عام [13,16,17]، إلا أنه لا يوجد حتى الآن أي من هذه الدراسات اعتمدت على مبدأ السحب الخطي للذراع إلى الداخل بل كانت تزيد بشكل كبير من تعقيد الهيكل هندسياً مما يؤثر بشكل كبير على المحاور الأساسية للطائرة، التوازن، جهة البوصلة.

في هذه الدراسـة، نقدم تصـميماً جديداً وبسـيطاً وفعالًا لتكوين شـكل متغير للطائرات بدون طيار مع المحافظة على عدم تغيير الشكل الهندسة للطائرة.

2. الهدف من البحث:

نسـعى في هذا البحث أن نقوم ببناء طائرة بدون طيار قادرة عن تغيير حجمها كي تتناسـب مع نسـبة كبيرة من أماكن تواجدها والمسار ضمن رحلات ذات حجم صغير وذلك من أجل استغلال استخدام الطائرات المسـيرة في مجالات كثيرة كانت في الماضـي ضـمن التصـنيفات البعيدة عن اسـتخدام الطائرات بدون طيار ووضـع اسـتراتيجية جديدة قادرة على التأقلم مع تغيير حجم الطائرة بشـكل آني دون الحاجة لإعادة برمجة من قبل مختصـين والذي يحتاج للكثير من الوقت من أجل المعايرة بحيث يمكن استخدام الطائرات المسيرة من قبل أشخاص غير مختصين في تصنيع الطائرات في أي وقت وأي مكان.

3. منهجية البحث:

بعد الاطلاع الموسع على أهم الدراسات الحديثة منها والقديمة بهدف الحصول على أفضل خوارزميات التوازن وفصلها حسب حجم الطائرة والتأثيرات الناتجة على توازنها واستخلاص الخوارزميات المهمة منها، تم استخدام لوحة القيادة Ardupilot 2.8 الذي يعتمد بشكل أساسي على خوارزميتين محوريتين: خوارزمية متحكم التناسب والتكامل والتفاضل (PID - Proportional-Integral-Derivative Controller) وخوارزمية مرشح كالمان الموسع (EKF - Extended Kalman Filter) [18,22].

قمنا في الخطوة التالية بشرح مفاهيم تغيير الشكل داخل وخارج المستوى مع توضيح آلية التصغير وتحويل نبضات التعديل بعرض النبضة (PWM - Pulse Width Modulation) إلى حركة دائرية ومن ثم إلى حركة خطية انسحابية، ومن ثم بناء النماذج الأولية للطائرة بدون طيار ذات الإطار الثابت بعدة أحجام لدراسة التغيرات الناتجة لدينا ومعالجتها مع توضيح الشروط الفنية للنماذج ودمجها مع بعضها البعض في طائرة بدون طيار متغيرة الحجم.

تم وضع آلية تصغير مستحدثة لم يتم العمل عليها من قبل تعتمد على المبدأ الانسحابي للأذرع وبناء النموذج النهائي والبدء بإجراء التجارب عليه مع بعض التعديلات الاضطرارية للحصول على نموذج ذو كفاءة عالية، تم الحصول على نتائج مرضية عملياً لطائرة بدون طيار متغير الحجم مع المحافظة على الشكل الهندسي للهيكل.

4. الخوارزميات المستخدمة في التوازن:

من خلال الدراسات المرجعية تبين أن هناك استراتيجيات مختلفة تم تطبيقها للتحكم بطائرة رباعية المراوح، وتختلف النتائج من طريقة لأخرى ويوجد منها البسيط والذي يوفي بالغرض والمعقد الذي لا يناسب الطائرة التي نقوم بتصنيعها. ولكن خوارزمية التحكم PID هو النهج الأبسط فيما يتعلق بالطائرة رباعية المراوح، لتحقيق نتائج مقبولة في استقرار الطائرة حول مركز ثقلها، ويمكن اعتباره انطلاقة للتحكم بالمنظومة، حيث يمكن لاحقاً تطبيق متحكمات وطرق أعقد إما لتحسين الأداء أو لتطبيق نظام قيادة بمواصفات محددة.

ومن خلال التوصـــل إلى الخوارزمية المطلوبة والتي كانت مدعمة ضـــمن وحدة معالج التحكم في الطيران Ardupilot 2.8 والذي يتم معايرته ضـــمن منصـــة Arducopter مفتوحة المصـــدر قمنا بإجراء التجارب النهائية باستخدامه والتوصل إلى طيران مستقر [18].

4.1 منصة Arducopter مفتوحة المصدر [18,22]:

تُعد منصـة ArduCopter إحدى أبرز المنصـات المفتوحة المصـدر المخصـصـة للتحكم في مجال أنظمة التحكم بالطائرات بدون طيار (UAVs)، والتي تطورت من مشاريع هواة في أواخر العقد الأول من القرن الحادي والعشـرين إلى منصـة احترافية يعتمد عليها في التطبيقات العسـكرية والمسـح الجوي والأبحاث الأكاديمية، حيث يتجاوز عدد المركبات المجهزة بها حول العالم المليون مركبة. يســـتند ArduCopter في بنيته التحكمية إلى دمج خوارزميتين أسـاسـيتين لضـمان اسـتقرارية الطائرة وتقدير حالتها الديناميكية بدقة: الأول خوارزمية المتحكم التناســبي–التكاملي–التفاضــلي (PID) للتحكم في الاتجاه، والثاني خوارزمية المرشح كالمان الموسع (EKF) لتقدير الوضعية والسرعة والموقع.

4.2 المتحكم التناسبي – التكاملي – التفاضلي (PID) [20,22]:

فيمـا يخصّ المتحكم PID، فـإنـه يعمـل على تقليـل الخطـأ بين المتغير المقـاس والقيمـة المرجعيـة المنشـــودة بتوليد إشـــارة تحكم $u(t)$ تتكون من مجموع مرجح لثلاثة حدود رياضـــية، وتُعبر المعادلة العامة للمتحكم PID في الزمن المستمر عن العلاقة:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau)d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \qquad (1)$$

حيـث K_p, K_i, K_d هي معـاملات الربح التنـاســـبي والتكـاملي والتفـاضـــلي على التوالي، و $e(t) = r(t) - y(t)$ يمثل إشارة الخطأ بين المرجع $r(t)$ والقيمة المقاسة $y(t)$. في تطبيقات الطيران، يُسـتخدم متحكم PID مسـتقل لكل من محاور الدوران (Roll) والانحناء (Pitch) والانعراج (Yaw)، حيث تُعالج زوايا الوضـعية المقاسـة بواسـطة وحدة القياس (IMU) ويُحسـب الخرج التحكمي لتوزيع الســـرعات المطلوبة على المحركات. عند التنفيذ الرقمي على لوحات ArduCopter، يُحول المتحكم PID إلى صيغته المنفصلة:

$$u(t) = K_p e(k) + K_i T_s \sum_{j=0}^{k} e(j) + K_d \frac{e(k)-e(k-1)}{T_s} \qquad (2)$$

حيث T_s هي فترة أخذ العينات، و k هو مؤشـر الخطوة الزمنية. ونظراً لأن ديناميكيات الطائرة غير خطية، يُصـمم المتحكم PID على أسـاس نموذج مُخطَّى حول نقطة التشـغيل (نقطة التحليق الثابت) باستخدام تقريبات الزوايا الصغيرة.

4.3 المرشح كالمان الموسع (EKF) [18,21]:

يعتمد ArduCopter على المرشح كالمان الموسع (EKF) لتقدير حالة النظام بشكل أمثل من خلال دمج بيانات متعددة المصـادر (الجيروسـكوب، مقياس التسـارع، البوصـلة المغناطيسـية، نظام GPS، ومسـتشـعر الضـغط البارومتري). يتكون EKF من خطوتين تكراريتين: خطوة التنبؤ (Prediction) وخطوة التحديث (Update). في خطوة التنبؤ، تُنقل حالة النظام x_k باسـتخدام النموذج الديناميكي غير الخطي [19,21]:

$$x_{k+1|k} = f(x_{k|k}, u_k) + w_k \quad (3)$$

حيث $w_k \sim N(0, Q_k)$ يمثل ضوضاء العملية، و $f(.)$ هي دالة انتقال الحالة التي تستخدم بيانات الجيروسكوب لتقدير الوضعية الزاوية في خطوة التحديث، يصحح التقدير باستخدام القياسات الجديدة:

$$x_{k+1|k+1+15} = x_{k+1|k(+15} + K_{K+1}(z_{k+1} - h(x_{k+1|k})) \quad (4)$$

حيث z_{k+1} هو متجه القياسـات، و $h(.)$ هي دالة نموذج القياس، و K_{K+1} هو ربح كالمان المحسوب كالتالي:

$$K_{K+1} = P_{K+1|k} H_{K+1}^{\mathrm{T}} (H_{K+1} P_{K+1|k} H_{K+1}^{\mathrm{T}} + R_{K+1})^{-1} \quad (5)$$

حيث $P_{K+1|k}$ هي مصـفوفة تباين التنبؤ، و $H_{K+1} = \frac{\partial \mathrm{h}}{\partial \mathrm{x}}|_{x_{k+1|k}}$ هي جايرو القياس، و R_{K+1} هي مصفوفة تباين ضوضاء القياس. بعد التحديث، تُحدث مصفوفة التباين:

$$P_{K+1|k+1} = (I - K_{K+1} H_{K+1}) P_{K+1|k} \quad (6)$$

يُتيح هذا التكامل بين PID وEKF لمنصـة ArduCopter تحقيق توازن ديناميكي دقيق ومقاوم للضوضاء، حيث يزود EKF المتحكم PID بتقديرات موثوقة للزوايا والسرعات الزاوية، بينما يحسب PID الإشـارات التحكمية لتحقيق الاسـتقرارية المطلوبة. وتتجلى أهمية هذا المزيج في قدرة ArduCopter على رفض القياسات الشاذة (Outliers) والتكيف مع أعطال المستشعرات الفردية، مما يجعله خياراً مفضـلاً في التطبيقات البحثية والصـناعية التي تتطلب درجات عالية من الموثوقية والأداء لذلك قمنا في الاعتماد عليه في النماذج المصنعة.

5. آليات تغيير الشكل والتشغيل:

5.1 نظرة عامة على آليات تغيير الشكل في الطائرات الرباعية:

يشـــير تغيير الشـــكل في الطائرات الرباعية إلى التعديل الديناميكي لهيكل الطائرة أثناء الطيران، مما يســـمح للطائرة بالتكيف مع مختلف المهام والظروف البيئية [14,23]، وتحســـين الكفاءة الديناميكية الهوائية [24]، وتوســيع نطاق وظائفها من خلال اســتيعاب متطلبات تشــغيلية إضــافية [25]. يُظهر مثال على تغيير الشـكل في سـلسـلة DJI Inspire، والتي تعتبر من أشـهر وأكثر الطائرات اسـتخدماً على مستوى العالم حيث تُعدّل الطائرة الوضع النسبي للكاميرا ومستوى الأذرع لتسهيل عمليات الهبوط بسـلاسـة وتوفير مجال رؤية واضـح للقطات العلوية أو البانورامية. يوضـح (الشـكل a-1) نطاق زاوية الكاميرا يصـل تقريباً إلى °100 عند خفض الأذرع للهبوط، بينما يوضـح (الشـكل b-1) نطاق دوران كامل بدون عوائق عند رفع أذرع الهبوط، مما يُبين كيف يُمكن لتغيير الشكل أن يُحقق نتائج أفضل.



(a) (b)

الشكل 1: طائرة (DJI Inspire 3) في (a) نطاق زاوية الكاميرا يصل إلى °100 عند خفض الأذرع للهبوط، (b) نطاق دوران كامل بدون عوائق عند رفع أذرع الهبوط [25].

تندرج تكوينات تغيير الشكل في الطائرات الرباعية عموماً ضمن فئتين رئيسيتين: **تغيير الشكل داخل المستوى وتغيير الشكل خارج المستوى**، مما يُحسّن أداء الطيران من خلال تحسين عوامل مثل سرعة الطيران والاسـتقرار والقدرة على المناورة. يركز تغيير الشـكل داخل المسـتوى على التعديلات الأفقية، مثل تغيير المســافات بين المحركات أو اتجاهاتها لتحســين ديناميكية الهواء وخفة الحركة. أما تغيير الشـكل خارج المسـتوى فيتضـمن تغييرات هيكلية عمودية على المسـتوى الأفقي، مثل الوضـع الرأسـي

للمكونات، لتعزيز الرفع والتحكم. بالإضافة إلى تحسينات أداء الطيران، يمكن لآليات تغيير الشكل توسيع القدرات الوظيفية للطائرات الرباعية أثناء المهام. على سبيل المثال، تُمكّن بعض نماذج للطائرات بدون طيار من التقاط الأشياء أو حمل البضائع، مما يجعلها مناسبة لأدوار متخصصة مثل مناولة الأشياء أو النقل. بفضل دمج التصاميم الهيكلية التكيفية، تستطيع الطائرات الرباعية متغيرة الحجم أداء مهام معقدة لا تستطيع التصاميم ذات الإطار الصلب إنجازها.

5.2 مفاهيم التحول:

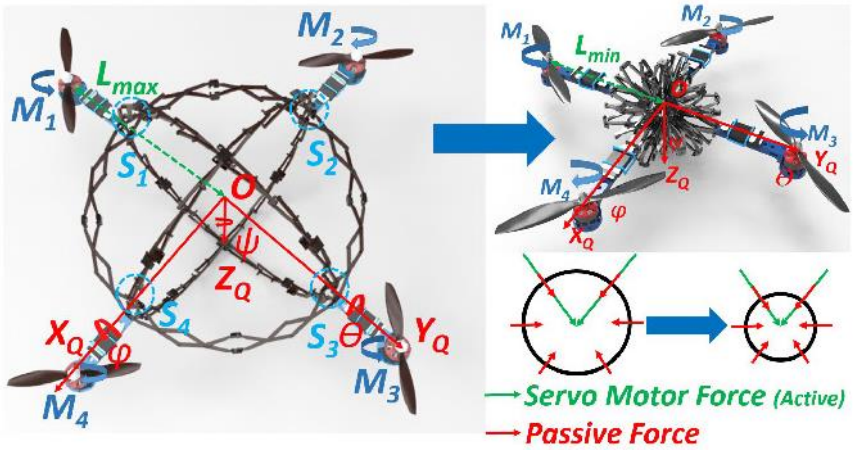
5.2.1 التحول داخل المستوى (تغيير شكل الهيكل ضمن المستوى الافقي):

بما ان النموذج للطائرة بدون طيار الذي نعمل عليه يكون فيه التحول بالحجم ضمن المستوى الافقي، لابد لنا أن نوضح بعض الدراسات السابقة ومدى تعقيدها مقارنتاً بالنموذج الذي قمنا بتصميمه.

يشير التحول في المستوى الأفقي إلى التغييرات الهيكلية داخل مستوى محركات الطائرة الرباعية، والتي قد تشمل تعديلات على زوايا الإطار أو أطوال الأذرع. يؤثر هذا النوع من التحول بشكل كبير على الخصائص الديناميكية الهوائية للطائرة، وعزم قصورها الذاتي، وقدرتها على المناورة. على عكس الطائرات الرباعية التقليدية ذات الإطار الثابت، يُمكّن التحول في المستوى الأفقي للطائرة من تغيير تكوينها ديناميكياً أثناء الطيران، مما يُحسّن قدرتها على التنقل في البيئات الضيقة، ويزيد من خفة حركتها، ويُحسّن أداء الطيران.

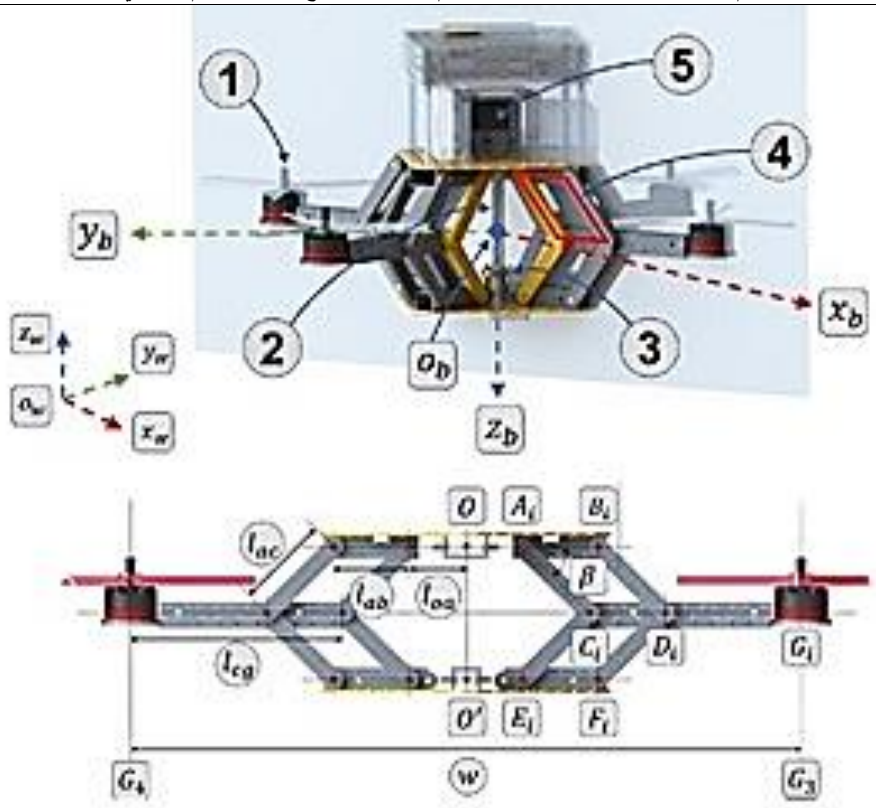
تشير المحركات المركزية أو المرفقة مع كل ذراع والمسؤولة عن تغيير حجم الطائرة من تعديل طول الأذرع التي تربط المحركات بالجسم الرئيسي ديناميكياً أثناء الطيران. من خلال مدّ أو تقصير الأذرع، تُعدل المحركات المرفقة مكان توضع محركات المراوح الرئيسية، مما يُغيّر حجمها وشكلها الانسيابي وخصائص طيرانها. فعلى سبيل المثال، يُقلّل تقصير الأذرع من عزم القصور الذاتي، مما يجعل الطائرة الرباعية أكثر رشاقةً وأنسب للتنقل في المساحات الضيقة. في المقابل، يزيد مدّ الأذرع من الثبات ويُحسّن مقاومة الرياح، وهو أمر مفيد للغاية في البيئات المفتوحة أو المضطربة، مما يُمكّن الطائرة الرباعية من تكييف شكلها بناءً على متطلبات المهمة أو البيئة. على سبيل المثال، قدمت أحد الأوراق البحثية [26]، طائرة رباعية المراوح بهيكل متغير الحجم، مما يسمح بإجراء تعديلات ديناميكية على مواضع المراوح أثناء الطيران (الشكل 2). صُمم هيكل المقص ذو المحرك غير المركزي (تم استخدام 4 محركات سيرفو) باستخدام عناصر زاوية لإنشاء انحناء متغير، مما يسمح بتكوين هيكل متغير الحجم. يُمكّن التصميم الشبيه بالمقص الهيكل من الانكماش أو التمدد عن طريق

تغيير زاوية عناصره المتصلة، مما يُغير الحجم الكلي للطائرة الرباعية بشكل ديناميكي أثناء الطيران، يُعزّز هذا التصـــميم الرشـــاقة في التكوينات المدمجة والثبات في التكوينات الممتدة، لكن من أكثر النماذج المعقدة ميكانيكياً.



الشكل 2: تغيير شكل هيكل الطائرة المعتمدة على مبدأ المقص ذو الاذرع القابلة لإعادة التشكيل

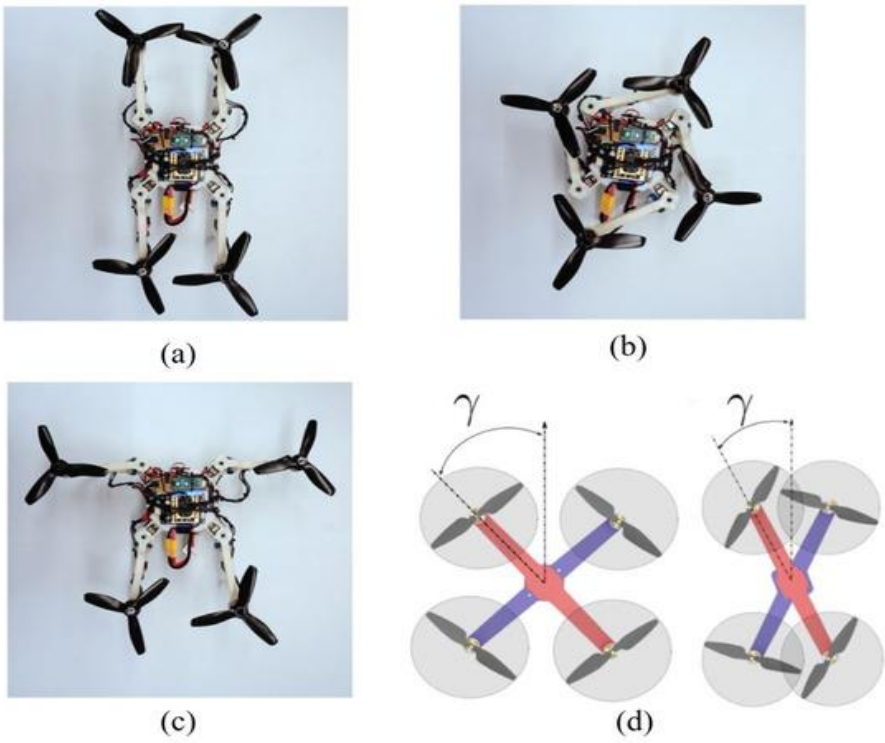
تم لاحقاً تطوير النموذج بشكل أفضل[27]. وذلك خلال دمج محرك سيرفو مركزي واحد لإنشاء إطار قابل لإعادة التشكيل، مما حقق تخفيضات في الحجم تصل إلى 24.4% (الشكل 3). حيث تم اعتماد محرك سـيرفو واحد يتم تثبيته في القسـم الأعلى للهيكل الرئيسـي، يتم وصـله بمحور حلزوني (شـرار) تكون نهايته مرتبطة بالقسـم السـفلي للهيكل الرئيسـي بعزقة تثبيت، يتحرك الشـرار من خلالها بشـكل دائري، مما يجعل القســمين الأعلى والاســفل للهيكل يقتربان ويبتعدان عن بعضــهما البعض، وبهذه الحركة تقوم المفاصــل المصــممة والمتصــلة بالأذرع بتقريب وإبعاد المحركات عن مركز الطائرة مما يحقق إعادة تشكيل للطائرة بإحجام مختلف.



الشكل 3: نموذج طائرة بدون طيار ذو محرك مركزي [22]، مكون من (1) محرك Brushless، (2) محور شرار، (3) عزقة التثبيت، (4) مفصل متحرك، (5) محرك Servo

ومع ذلك، فإن التطبيق العملي لمثل هذه التصـــاميم يطرح تحديات، بما في ذلك زيادة التعقيد الميكانيكي والحاجة إلى خوارزميات تحكم متقدمة لإدارة التحولات الديناميكية في مركز الثقل والقوى الديناميكية الهوائية مثل خوارزمية التحكم التنبؤي المعمم (GPC - Generalized Predictive Control) وخوارزميـة التحكم الأمثـل القـائم على النموذج التنبؤي (OMPC - Open Model Predictive Control) التي تعمل على التنبؤ بسلوك النظام في المستقبل، ثم تحسب تسلسل التحكم الأمثل الذي يقلل من الخطأ ويحقق أفضـــل أداء وتتطلب كلفة حســـابية أكبر لإيجاد الحل الأمثل في كل لحظة، وبالتالي عدم قدرة تنفيذها عملياً للحصول على عمل بالزمن الحقيقي.

يتضـــمن نوع آخر من تغيير الشـــكل في المســـتوى تعديل زاوية الإطار، مما يُمكن من تغيير كل من تكوين الهيكل وأداء الطيران، تتميز طائرة X-Morf الرباعية المراوح [23]، بآلية مفصـــلية مقصـــية تسمح بطي الأذرع أثناء الطيران، مما يقلل من طول الجناح بنسبة 28.5% خلال 0.5 ثانية (الشكل 4-d). يُمكّن التعديل الميكانيكي للطائرة رباعية المراوح من التنقل في المســاحات الضــيقة بكفاءة مع الحفاظ على سلامتها الهيكلية. يسمح التصميم خفيف الوزن بإعادة التكوين السريع دون إضافة تعقيد كبير، مما يجعلها قابلة للتكيف بدرجة عالية مع البيئات المليئة بالعوائق. علاوة على ذلك، وكما هو موضـــح في (الشـــكل 4-a,b,c)، تم تطوير هذه الآلية لإعطاء نموذج لطائرة رباعية المراوح قابلة للطي والتغيير [14]، قادرة على تعديل شـكلها ديناميكياً أثناء الطيران. بينما يُعدّل هذا التصـميم زاوية المراوح لتعزيز مقاومته للصـدمات وتغيير شـكله أثناء الطيران، تُضـيف هذه الطائرة الرباعية ميزة طي أذرعها بشكل مستقل. يمكن لهذه الطائرة الرباعية المراوح القابلة للطي والتغيير أن تتخذ أشكالًا محددة مثل "X" أو "T" أو "O" أو "H" اعتماداً على ظروف الطيران، للتكيف مع مهام محددة كالطيران عبر الممرات الضيقة. يتضمن التصميم أربعة أذرع تدور بشكل مستقل وتُطوى حول الإطار الرئيسي، مع استراتيجية تحكم مثالية تضمن طيراناً مستقراً بغض النظر عن تغير شكل الطائرة بدون طيار.



الشكل 4: طائرة رباعية المراوح ذات قدرات طي وظيفية شكلية، تُظهر القدرة على الانتقال بين تكوينات مختلفة للتكيف مع مهام محددة [14]. (a) التكوين H، (b) التكوين O، (c) التكوين T، (d) مبدأ التحول الشكلي لروبوت X-Morf، موضحاً تقليل طول الذراعين عن طريق تصغير زاوية المفصل المقصي بين ذراعيه من 90 إلى 60 درجة، مما يتيح إعادة تشكيل فعالة لتلبية الاحتياجات التشغيلية المتغيرة [23].

5.3 تخصيص القنوات والنمذجة الرياضية لتحويل الدوران إلى حركة انسحابية خطية:

في التصميم الهندسي لأنظمة التحكم في الطائرات بدون طيار (UAVs)، يُعد الفصل التصميمي الصارم بين حلقات التحكم في ديناميكيات الطيران وحلقات تشغيل الحمولات المساعدة معياراً أساسياً لضمان استقرار المنظومة [30]. تُخصص القنوات الأساسية من (1 إلى 4) في بروتوكول جهاز الإرسال لدينا حصراً للتحكم بحركة الطائرة، حيث تُغذي إشارات الدخل متحكمات PID الداخلية لضبط استقرار المحاور الأساسية (Roll, Pitch, Yaw) والدفع (Throttle) [31]. وفي المقابل، لتشغيل

الملحقات الميكانيكية كـــ آلية التمديد والانكماش الخطي للأذرع المستخدمة، يتم توجيه إشارة القناة رقم (5) كقناة مســاعدة مســتقلة. تعمل لوحة Arducopter كعقدة وســيطة تقوم بقراءة عرض النبضــة (PWM)الواردة من القنـاة 5، وتمريرهـا إلى منفذ الإخراج الفيزيـائي المتصـــل بمحرك الســـيرفو SG996R، والذي يقوم بدوره بتحريك ذراع السحب الخطي [31].

يعتمد محرك SG996R على آلية التحكم الموضـعي (Positional Control) الذي يستجيب خطياً لتعديل عرض النبضـــة (PWM) [32]. وبما أن التطبيق يتطلب حركة انســـحابية خطية (Linear Retraction/Extension) بدلاً من الحركة الدورانية المباشـــرة، فإن النمذجة الرياضـــية يجب أن تشـــمل مرحلتين: الأولى تُربط عرض النبضـــة بزاوية دوران المحرك، والثانية تحول زاوية الدوران إلى إزاحة خطية عبر آلية التحويل الميكانيكية المستخدمة وهي وضع الترس الموصول بخيط متين يتصل نهايته بطرف الذراع المراد سحبه [33].

5.3.1 العلاقة بين عرض النبضة وزاوية الدوران:

بناءً على النطاق التشـــغيلي القياســـي للمحرك، والذي يتراوح فيه عرض النبضـــة بين PW_{min} =500µs مقابل زاوية $\Theta_{min} = 0°$ و PW_{max}=2500µs مقابل زاوية $\Theta_{max} = 180°$ [32].

تصاغ العلاقة الرياضية الساكنة لزاوية الدوران (θ) كدالة لعرض النبضة (PW):

$$\theta(t) = \frac{\Theta_{max}}{PW_{max} - PW_{min}} (PW(t) - PW_{min}) \quad (7)$$

وبالتعويض عن القيم الحدية:

$$\theta(t) = 0.09 * PW(t) - 45 \quad (8)$$

5.3.2 العلاقة بين زاوية الدوران والإزاحة الخطية [33]:

لتحويل الدوران الزاوي إلى حركة انســـحابية، يتم ربط المحرك بآلية تحويل حركة دورانية إلى خطية. يمكن التعبير عن الإزاحة الخطية (x) كدالة لزاوية الدوران باســـتخدام معامل التحويل الميكانيكي (K_t)، والذي يعتمد على هندسة آلية التحويل مثلاً، خطوة الخيط في البكرة، بحيث $K_t = p/360$

$$x(t) = K_t * \theta(t) \quad (9)$$

وبالتعويض بالمعادلة الأولى، نحصـــل على العلاقة الرياضـــية الشـــاملة التي تربط عرض النبضـــة بالحركة الخطية الانسحابية للذراع مباشرة:

$$x(t) = K_t * (0.09 * PW(t) - 45) \quad (10)$$

حيث يُقاس x بوحدة الملليمتر (mm)، و PW بوحدة الميكروثانية (μs).

5.3.3 تحليل الإزاحة في آلية الترس والخيط:

لتحويل الدوران الزاوي لمحرك SG996R إلى حركة انسحابية خطية، يتم استخدام آلية الترس والخيط في هذه الآلية، يُثبت ترس دائري (Pinion) على عمود محور المحرك، ويتصل مع الذراع بخيط متين يمثل المسافة التي ينسحب بها الزراع بمقدار التفاف الخيط حول الترس. تعتمد العلاقة الرياضية بين الزاوية الدورانية والإزاحة الخطية على القطر الفعال للترس (PitchDiameter) [33].

يُحسب معامل التحويل الميكانيكي (K_t) بناءً على محيط الترس الدائري. لكي يقوم الترس بدورة كاملة (360 درجة)، فإن الخيط يجب أن يتحرك مسافة تساوي محيط الترس. وبالتالي، يمكن اشتقاق (K_t) كالتالي:

$$(K_t) = \frac{\text{المحيط}}{360^\circ} = \frac{\pi * d}{360} \qquad (11)$$

حيث d هو القطر الفعال للترس [34].

<u>مثال تطبيقي:</u> بما أن الترس الدائري المستخدم بقطر $d = 4\ cm$ يمكننا حساب معامل التحويل الميكانيكي:

$$(K_t) = \frac{\pi * 40}{360} = 0.349mm \qquad (12)$$

وهذا يعني أن المحرك يحتاج إلى الدوران بمقدار درجة واحدة لإنتاج إزاحة خطية مقدارها $0.349mm$ وبالتعويض في المعادلة الشاملة للإزاحة الخطية:

$$x(t) = 0.349 * (0.09 * PW(t) - 45) \qquad (13)$$

5.3.4 حساب مقدار الإزاحة الخطية الكاملة:

في حالة المحرك المعدل متعدد الدورات (دوران 360 درجة): عند إرسال نبضة $\mathrm{PW} = 2500\mu\mathrm{s}$ يدور المحرك دورة كاملة (360 درجة)، فإن الخيط يقطع مسافة تساوي محيط الترس بالكامل [34]:

$$x_{360^\circ} = K_t * 360 = 0.349 * 360 = 125.66mm\ (12.57cm) \qquad (14)$$

وبنفس الطريقة يمكن حساب الإزاحة في المحرك القياسي (دوران 180 درجة) المستخدم في حالتنا كالتالي:

$$x_{180^\circ} = K_t * 180 = 0.349 * 180 = 62.83mm\ (6.283cm) \qquad (15)$$

وبهذه الطريقة تم تحويل إشارة PWM من القناة رقم (5) إلى حركة خطية.

6. البنية ذات الإطار الثابت للطائرة الرباعية التقليدية:

يعتبر الهدف الأساسي من عملية اختيار المكونات هو الوصول لمجموعة المتطلبات الصحيحة للطائرة، والتي تتلخص بمجموعة من المواصفات الفنية والمتطلبات الاستثمارية. في هذا الجزء سيتم تعريف مهمة بناء نموذج أولي لطائرة رباعية المراوح ذات هيكل ثابت مناسبة للطيران المحدود بالمدى ومدة البقاء، وبيان منهجية العمل والأدوات المستخدمة لتحقيق هذا الغرض.

6.1 الشروط الفنية للنموذج الأولي للطائرة:

- الكتلة الإجمالية للطائرة لا تتجاوز 1.5 kg حيث تزداد كلفة الطائرة رباعية المراوح بزيادة وزنها عندما يتم وضع مستشعرات وملحقات إضافية لزيادة ميزات الطائرة، حيث تقع معظم الطائرات الرباعية المستخدمة لأغراض البحث ضمن هذا المجال. استخدام حساسات (**MEMS** - Micro-Electro-Mechanical Systems) الأنظمة الكهروميكانيكية الدقيقة للسرعة الزاوية والتسارع الخطي فقط، وذلك لخفة وزنها وقلة كلفتها.
- طيران حر للطائرة بين 15 إلى 20 دقيقة.
- القدرة على إرسال بيانات القياسات في الطائرة واستقبال أوامر الحركة من محطة أرضية لاسلكياً.
- مدى الطيران ضمن دائرة نصف قطرها 8 km.

لتحقيق هذه المتطلبات لابد من اختيار التجهيزات والمواد الرئيسية المناسبة، وأهمها:

- أربع محركات كهربائية، مع أربعة متحكمات خاصة بها (ESC- Electronic Speed Controller) متحكم السرعة الإلكتروني.
- أربع مراوح.
- وحدة معالجة التحكم بالطيران Flight Controller.
- حساس تسارع ثلاثي المحاور.
- حساس سرعة زاوية ثلاثي المحاور.
- بوصلة الكترونية.

- بطارية Lipo لتغذية المحركات والالكترونيات.
- نظام اتصالات للأوامر والقياسات.
- هيكل الطائرة والمتممات الميكانيكية.
- وحدة التغذية المحمولة.

تم تجميع مكونات الطائرة (الشـكل 5) وإجراء التجارب العملية عليها مع توضـيح القطع المسـتخدمة ووزن كل منها على حدى (الجدول 1).



الشكل 5: المنظومة كاملة بعد تجميع مكوناتها

الجدول 1: مواصفات مكونات الطائرة الأولية

المكون	النوع	العدد	الوزن (g)	الأبعاد (mm)	ملاحظات	الوزن الإجمالي (g)
الهيكل	S 500	1	580	القطر 500 الارتفاع 240	With gimbal	580
المحرك	A2212 Brushless Motor 930KV	4	47	طول المحرك 27.5 طول المحرك مع المحور 60 قطر المحرك 30	الثابت المميز K_V= 935 rpm/V	188
دارة قيادة المحرك	ESC	4	23	45x24	تياراً أعظمي 30-40 A تردد إشارة PWM المعطاة لدارة القيادة 400 Hz	92
المروحة	Propellers 10 ×45	4	9	القطر 10 inch الميلان 4.5		36
نظام الاتصالات	Walkera 0701	1	490	42×48×7 خرج النبضات ضمن المجال	لدينا نظام واحد على الطائرة	490

					(1050− µs(2000	والآخر ضمن علبة القيادة الأرضية
البطارية	Lipo 3.7	3	100	130x40x22		300
بطاقة موزع التغذية	Power Distribution Board	1	50	50×50		50
بطاقة الطيار الآلي	ARDUCOPTER APM 2.8	1	52 مع قاعدة مخمدات	70x45x12		100
ملحقات وأسلاك			100			100
وزن المنظومة كامل						1446

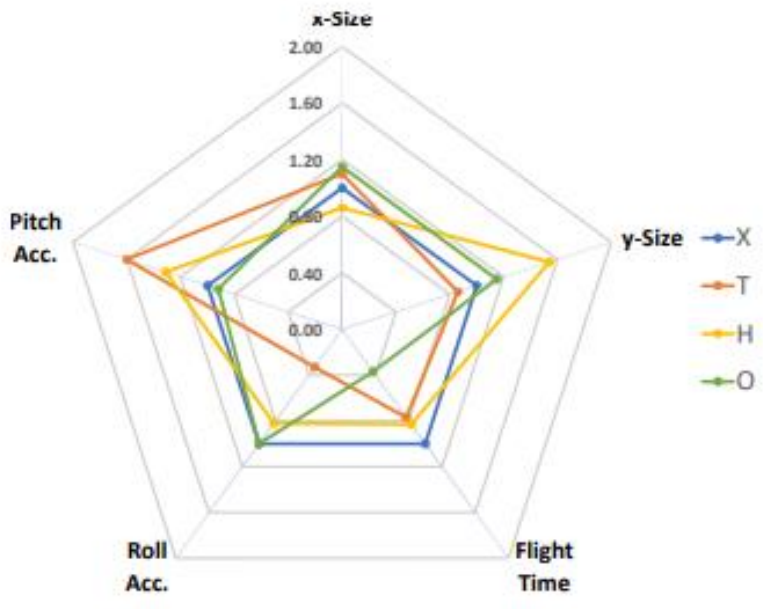
7. البنية ذات الإطار المتغير الحجم للطائرات الرباعية:

في هذا الجزء سيتم تلخيص القسم العملي للنموذج النهائي للطائرة بدون طيار متغيرة الحجم، حيث تم تخصيص الجزء السابق لشرح مكونات الطائرة ثابتة الحجم، فقد قمنا باختيار المكونات حسب الشروط الفنية واختبار الهيكل للنموذج الأولي للطائرة ثابتة الحجم وكافة القطع المستخدمة من محركات ومتحكمات سرعة (ESC) ومرواح وحساسات ووحدات اتصال والبطارية ووحدة المعالجة وفي ختام الفقرة قمنا بوضع (الجدول 1) لموصفات مكونات الطائرة الأولية ثابتة الحجم مع تصنيع عملي للنموذج (الشكل 5) واجراء التجارب العملية عليها والتوصل الى نموذج طائرة ذات استقرار عالي.

في هذا القسم سوف نوضح الإضافات التي قمنا بالعمل عليها للحصول على النموذج النهائي للطائرة بدون طيار متغيرة الحجم من حيث آلية التصـغير والتكبير ومبدأ عملها وأهم النماذج التي قمنا بالعمل عليها ونبين من خلال (الجدول 2) المواصفات الفنية للطائرة. وسوف نقوم بذكر أهم المشاكل والحلول ومجالات الاستخدام والآفاق المستقبلية لاحقاً.

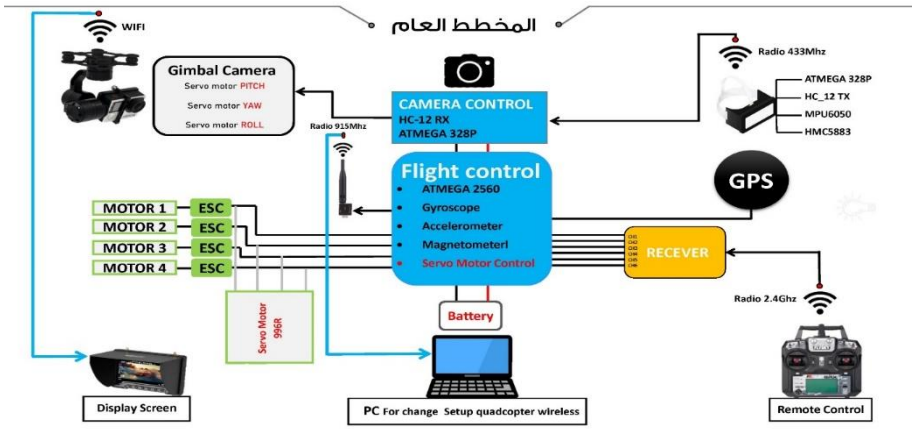
7.1 آلية تصغير جسم الطائرة:

هناك أكثر من نموذج للطائرات بدون طيار تمت دراســـتها أثناء إعداد هذا البحث بشـــكل عملي لها العديد من الإيجابيات والســـلبيات وتمت مقارنتها مع الطائرة الأولى التي تم تصـــنيعها من نموذج X ذات قطر 60 ســـم ووزن 1.5 kg وجميعها كان يعتمد مبدأ الطي في التصـــغير ومن أهمها الطائرة القادرة على الطي لتشـــكيل أكثر من نموذج (X,T,H,O Morphology) والعمل على المقارنة بينهما، يوضح (الشكل 6) النماذج الثلاثة مقارنةً بالنموذج X الأولي [14].



الشكل 6: مزايا وعيوب كل نموذج مقارنة مع النموذج X

تم اعتماد النموذج بشكل نهائي مع تطبيق عملي كامل للطائرة بدون طيار وذلك لعدة أسباب تم أخذها بالحســـابات وفوائد كبيرة كانت ذات أهمية ومســـاعدة أثناء العمل. تم إعداد الرســـم التخطيطي العام للطائرة بدون طيار ذات الحجم المتغير، بما في ذلك جميع الملحقات (الشكل 7).



الشكل 7: المخطط العام للطائرة بدون طيار مع كافة الملحقات

يعتمد هذا النموذج في عملية التصـغير على مبدأ الانسـحاب الخطي للأذرع الأربعة بشـكل آني مع بعضـهم البعض بحيث تم تبديل كامل هيكل الطائرة القديم S500 الذي قمنا بتطبيقه عملياً ووضـع هيكل آخر جديد مجمع حسـب ضـروريات القياس للتجارب ذو قطر 60 cm مكون من أربع أذرع (زلاقات معدلة الطول والحركة) ذات حركة خطية انسـحابية للداخل، طول كل ذراع 27.5 cm بوزن 135 g، يتكون كل ذراع من الأذرع الأربع من ثلاث مكونات مطلية بمادة زنكية (غلفنة) للحصـول على ملمس ناعم لتقليل الاحتكاك والمحافظة على الأذرع من العوامل الخارجية كما هو موضـح في (الشـكل 8)، وهي القسـم الثابت من الذراع بطول 18.8 cm بوزن 75 g، القسـم المتحرك من الذراع بطول 18.2 cm بوزن 60 g، النابض ذات قطر 3 mm وطول 7 cm، لنحصـل على ذراع قابل للحركة بشكل خطي (الشكل 9). تتم عملية السحب باستخدام نوابض تقوم بعملية شد الذراع المتحرك للخارج اعتماداً على تثبيتها بالذراع الثابت وبمسـافة تصـغير تصـل لـ 6 cm لكل ذراع بحيث يتم تصغير هيكل الطائرة بشكل كلي يصل إلى قطر اجمالي 48.5 cm.



الشكل 8: مكونات الذراع المتحرك المطلي بمادة زنكية



الشكل 9: الذراع المتحرك بعد التجميع

7.2 المواصفات الفنية للطائرة النهائية متغيرة الحجم:

تم تجميع كامل المكونات ضمن المواصفات الفنية (الجدول 2) الذي يوضح الأحجام والأوزان والسرعات المهمة التي أجرينا عليها التجارب النهائية ويوضح (الشكل 10) المنظومة كاملة للطائرة بعد تجميع المكونات.



الشكل 10: المنظومة كاملة للطائرة متغيرة الحجم بعد تجميع مكوناتها

الجدول 2: المواصفات الفنية للطائرة النهائية متغيرة الحجم

المكون	النوع	العدد	الوزن (g)	الأبعاد (mm)	ملاحظات	الوزن الإجمالي (g)
الهيكل	X-mini	1	745	القطر -60 48.5 الارتفاع 230	الأذرع مع قاعدة الوصل مع محرك Servo	745
المحرك	EMax 935kva	4	70	طول المحرك 26	الثابت المميز	280

	K_v= 935 rpm/V	طول المحرك مع المحور 46 قطر المحرك 35				
دارة قيادة المحرك	ESC EMAX 30	4	29	41×24	تياراً أعظمي 30 A تردد إشارة PWM المعطاة لدارة القيادة 400 Hz	116
المروحة	Propellers 10 ×45	4	9	القطر 10 inch الميلان 4.5		36
نظام الاتصالات	FLYSKY FS-i6 2.4G 6 Channel	1	390	42×48×7 BandWidth 500khz	تم وضع تحكم الهيكل ضمن القناة رقم 6	390
البطارية	Lipo 3.7	3	100	130x40x22		300
بطاقة موزع التغذية	Power Distribution Board	1	50	50×50		50
بطاقة الطيار الآلي	ARDUCOPTER APM 2.8	1	52	70x45x12	مع قاعدة مخمدات	100

ملحقات وأسلاك			200		ملحقات الهيكل للأرجل	900
وزن المنظومة كامل						2427

8. المشاكل والحلول:

بعد إجراء التجارب العملية وتصـــنيع أكثر من نموذج للطائرات بدون طيار كان هناك نتائج لا يمكن تطبيقها على كل الأحجام، وظهرت لدينا مشـاكل تتعلق بتحول الطائرة من الحجم الطبيعي إلى الحجم المصغر بعيداً على المشاكل البرمجية التي تم تجنبها عندما اعتمدنا على النموذج الهندسي الثابت مع تغيير بطول الأذرع فقط وعدم تغيير في اتجاه الطائرة ومركز ثقلها، ولكل مشـكلة قمنا بوضـع الحل المناسب في أبسط صورة ومن أهمها:

8.1 تصغير الطائرة:

كما ذكرنا سـابقاً أنه في البداية كانت النماذج التي نقوم العمل عليها تعتمد على مبدأ الطي في عملية التصـغير في النماذج X, H, T, O Morphology التي يعتمد مبدأ عملها على طي الأذرع التي تحمل محركات الإقلاع للطائرة ولكن بعد تنفيذ النماذج كان هناك الكثير من المشـاكل التي واجهتنا من حيث اتجاه البوصـلة والتسـارع والجايروسـكوب بسـبب تغير الاتجاه الرأسـي للطائرة وزمن الطيران الناتج عن تداخل الدوامات الهوائية فيما بينها وتصـادمها مع الجسـم الرئيسـي للطائرة، لذلك اعتمدنا على بنية هيكلية تعتمد في عملها على عملية السـحب الخطي للأذرع مع المحافظة على الاتجاه الرأسي الثابت والمحافظة على بارمترات التوازن للوصول إلى أفضل نتيجة أثناء التنفيذ العملي للطائرة بدون طيار متغيرة الحجم.

8.2 الوزن الزائد:

أثناء الدراسة البحثية للطائرات تم العمل نظرياً وبحثياً على أوزان ثابتة مع مجال زيادة 10% من قيمة الوزن الكامل للطائرة التجريبية من نموذج x الأولي، لكن مع اجراء الاختبارات العملية والتجريبية في الواقع قمنا بتبديل الأذرع البلاسـتيكية ذات الوزن الخفيف بأذرع من نوع ألمنيوم حفاظاً على انسـيابية الحركة الخطية لمحركات Brushless مع الوزن المقبول نسـبياً للألمنيوم لكن هذا الخيار لم يكن مناسباً وحدث انحناء مع تغير كبير في شكل الذراع الناتج عن التجارب المتكررة وهذا أمر غير مقبول عملياً لأن التغير في الشـكل هو في الأسـاس خطأ فادح اثناء بناء الطائرة وفي نفس الوقت لم يكن متناسـب ومتسـاوي في جميع الأذرع. لذلك قمنا بالانتقال الى الخيار الثاني وهو تبديل أذرع الألمنيوم بصفائح حديدية ذات صلابة أعلى مع المحافظة على سمك الصفائح بسبب وزن الحديد الغير مناسب

ولكن أيضاً حدث انحناء بسيط كان من الممكن تجنبه مع زيادة في الوزن الصافي للذراع، تم التوصل الى سكك حديدية مصممة بشكل مستوي ومتناسق يساعد بعدم الانحناء مع زيادة بسيطة في الوزن وعند التجارب العلمية حصلنا على حركة خطية مستوية وبدون أي انحناء مع تغليف الحديد بمادة زنكية (غلفنة).

في هذه المشكلة التي واجهتنا تم زيادة الوزن للأذرع الأربع حوالي 400 غرام وهذه الزيادة أدت إلى مشاكل في وزن الطائرة الكلي مما دفعنا لتغيير نوع المحركات والتقليل من KVA من 1200 KVA إلى محركات EMAX 935 KVA بحيث نحصل على عزم أكبر كلما انخفضت السرعة.

8.3 قوة الشد للذراع الخطي:

تم العمل في البداية على وضع محركات صغيرة من نوع Servo Motor لكل ذراع تعمل بشكل آني مع بعضها البعض مهمتها سحب القسم المتحرك من الذراع إلى الداخل للحصول على حجم أصغر، لكن بعد التجميع وعمل محركات الطائرة وبسبب التشويش الكبير بالنسبة لحجم ملف محركات الـ Servo Motor الصغير نسبياً لم تعمل جميع المحركات بنفس الكفاءة وظهر لدينا فارق بسيط بعدد لفات المحرك يقدر كـ مسافة أعظمية بين الذراع وهيكل جسم الطائرة بين أكبر مسافة والمسافة الصفرية عند التلامس بمقدار 2mm. رغم صغر الفارق الذي ظهر لدينا بالنسبة لأبعاد الطائرة نتج عنه الكثير من الميلان أثناء عملية التصغير والتكبير للطائرة لهذا أصبح لدينا طائرة غير مستقرة وكان لا بد لنا من البحث عن البديل.

من أوائل الحلول التي قمنا بتجربتها هي وضع محرك واحد مركزي من نوع Stepper Motor قياس Nema14، يعتمد مبدأ عمله على وضع بكرة كبيرة في منتصف التقاء المحاور الأربع في مركز جسم الطائرة يتم سحبهم على البكرة عن طريق هذا المحرك باستخدام حبال شد لينة غير مطاطية بحيث نضمن أن جميع الأذرع يتم سحبها بشكل متساوي في نفس اللحظة، لكن عادة مشكلة الوزن الكبير للمحرك الذي يبلغ 350 غرام تزيد من تعقيدات الوزن الزائد مما جعلنا نعيد التفكير بإعادة وضع محرك من نوع Servo واحد فقط ذو استطاعة كبيرة من نوع Servo 996R بنفس الفكرة ليقوم بشد كافة الأذرع بنفس الوقت والحفاظ على الوزن المنخفض الذي يميز محركات الـ Servo.

9. النتائج والمناقشة:

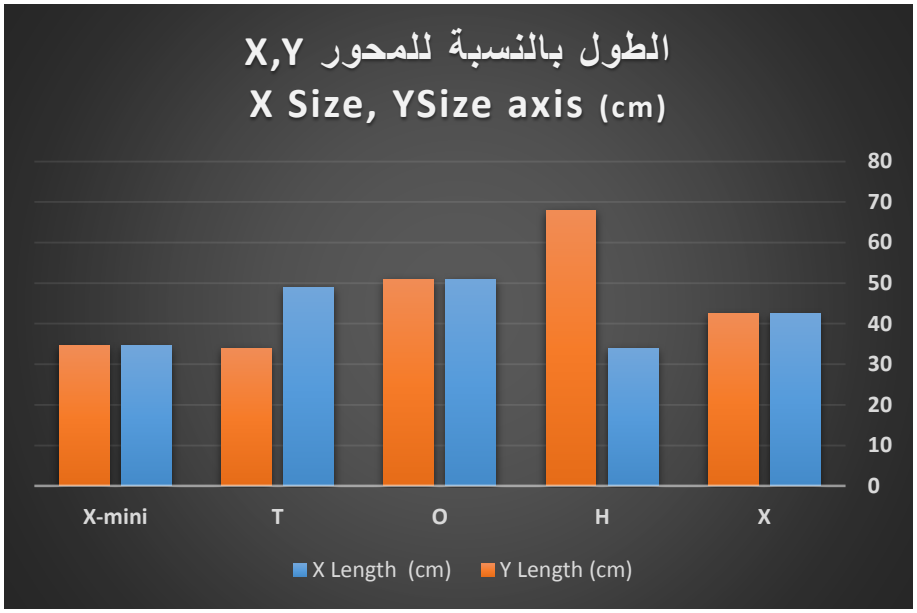
انطلاقاً من عدة مراحل كان أولها العمل على تصـــميم طائرة بدون طيار ثابتة الحجم، حيث تعتبر هذه المرحلة من أهم المراحل لأن توازن الطائرة يعتمد على عدة متغيرات كان لا بد لنا من التوصـل لأفضـل قيم، وذلك لأن هذا البحث ترتبط به المراحل بشـكل كبير بين كل مرحلة والتي تليها ونعلم بأن هذه القيم ســوف تتغير اما بالاتجاه الموجب أو الســالب لذلك كان لا بد لنا من التوصــل لأفضــل قيم وسـطية نعتمد عليها في عملية التوازن. تمت هذه العملية على مرحلتين في حالة الطائرة في الحجم الطبيعي X وفي حالة الحجم المصـغرة X-mini وكانت الخطوة التي تليها هي ربط هذين الوضعين مع بعضهم البعض. تعتبر هذه المرحلة من أصعب المراحل وأكثرها تعقيداً بسبب المشاكل التي واجهتنا في هذه المرحلة والتي تم ذكرها سـابقاً وفي كل مرة كنا نتوصـل الى حل مناسـب وعملي يعطي النتائج بشكل إيجابي حسب الحجم المخطط له ويوضح (الجدول 3) أهم البارامترات الأساسية بين الطائرتين X الأولي و X-mini الانسحابية المصغرة.

الجدول 3: مقارنات بين نموذج X الأولي ونموذج X-mini الانسحابية

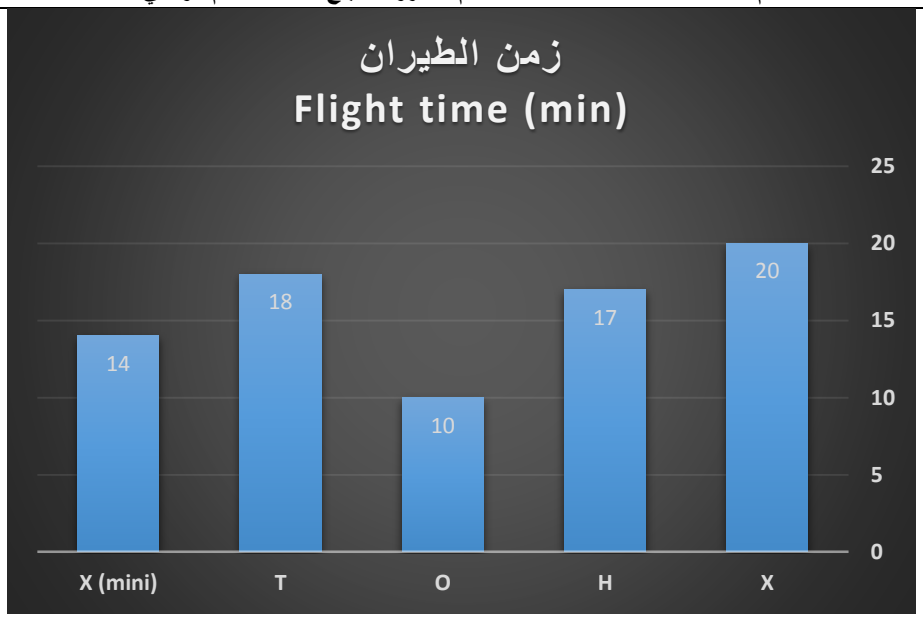
البامتر / النموذج	زمن الطيران (minute)	الوزن (g)	طول القطر (cm)	قابلية تغيير الحجم
X	20	1446	60	X
X-mini	14	2427	48.5	✓

وفيما يلي نوضح أهم النقاط والمقارنات بين النموذج المصنع من طائرة X-mini الانسحابية والنماذج التي تم اعتمادها والتجربة عليها ســـابقاً وهم النموذج (H,O,T Morphology) [14]، وفق النتائج التي تم اســـتخلاصـــها من المصـــادر ومقارنتها بالتجارب العملية لنا وذلك بالرجوع إلى النتائج التي جمعناها من الطائرة ثابتة الحجم من نوع X ومنها مقارنة الطول على المحاور X,T كما هو موضـح لدينا بالمخطط في (الشـكل 11) نلاحظ أن النموذج X-mini يحقق أفضـــل نتيجة من حيث الحجم لأن نسـبة التصـغير تكون وفق مبدأ انسـحابي للداخل، لا يعتمد على مبدأ الطي كما هو الحال في باقي النماذج ويوضـح لنا أيضـاً المخطط في (الشـكل 12) زمن رحلة الطيران التي تعطي أفضـلية للنموذجين (H,T Morphology) على النموذج X-mini وذلك يعود لتباعد المحركات عن هيكل الطائرة الرئيســـي مما يعطي انســـيابية للدوامات الهوائية للمحركات بالدفع دون إعاقة ويوضـــح لنا

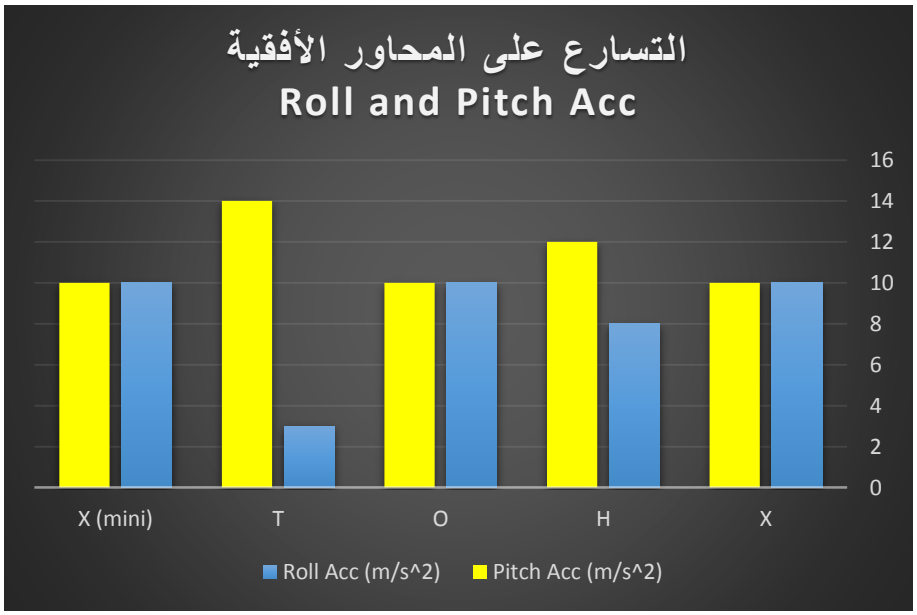
المخطط في (الشـكل 13) التسـارع على المحاور الأفقية Roll, Pitch الذي يعطي أفضـل النتائج للنموذج X-mini والنموذج O Morphology وذلك بسـبب تناظر المحاور للمحركات وإمكانية توزيع العزم عند التوجيه. يبين لنا (الجدول 4) المقارنات بشـكل كامل للأطوال وزمن رحلة الطيران والتسارع على المحاور الأفقية بين الطائرات المصنعة وأهم المراجع.



الشكل 11: مخطط مقارنة الطول بين النماذج (X, H, O, T, X-mini)



الشكل 12: مخطط مقارنة زمن رحلة الطيران بين النماذج (X, H, O, T, X-mini)



الشكل 13: مخطط مقارنة التسارع على المحاور الأفقية بين النماذج (X, H, O, T, X-mini)

الجدول 4: مقارنات بين بارامترات النماذج (X, H, O, T, X-mini)

X-mini	T [24]	O [**14**]	H [**14**]	X	النموذج / البارمتر
34.5	49	51	34	42.5	X Length (cm)
34.5	34	51	68	42.5	Y Length (cm)
14	18	10	17	20	Flight time (min)
10	3	10	8	10	Roll Acc (m/s^2)
10	14	10	12	10	Pitch Acc (m/s^2)

(تم المقارنة بالأطول للمحورين X,Y بين النموذج المصنع X-mini والنماذج H,O,T حسب نسبة تكبير 28.2% للنتائج في المراجع على اعتبار أنه تم توحيد الأطوال للمحورين X,Y، لأن الطائرة المصنعة ذات قطر بطول 60cm والطائرات التي تم المقارنة بها كانت ذات قطر بطول 48cm)

10. الخلاصة:

قمنا في هذا الورقة البحثية بعد عملية بحث كبيرة نظرياً وتحليلياً وعملياً تصـــميم وتنفيذ نموذج لطائرة بدون طيار متغيرة الحجم يتم تصـغيرها من قطر أولي بطول 60 cm إلى قطر مصـغر بطول 48.5 cm قابلة للتعديل. وذلك من خلال تصـــنيع طائرة تقليدية في البداية وإجراء التعديلات اللازمة على الهيكل ذو الأذرع الخطية حتى نحصـــل على أفضـــل قيم للتوازن، انتقلنا لدراســـة أهم المراجع المرتبطة بتصـنيع الطائرات بدون طيار متغيرة الحجم وقمنا بدراسـة وذكر اهم المعطيات التي نحتاجها للمقارنة بين الهيكل الخطي X-mini والنماذج الآخرى مع وضـــع أهم النتائج ومدى إمكانية التطبيق بدون الحاجة إلى تغيير في الشـكل الهندسـي للهيكل، تم تجميع الطائرة بإضـافة الهيكل الجديد وإجراء التجارب العملية عليها وحصلنا على نتائج مرضية مع تحقيق الاستقرار في الطيران.

11. المراجع:

1. Floreano, D.; Wood, R.J. Science, technology and the future of small autonomous drones. Nature 2015, 521, 460–466.
2. Sun, J.; Yuan, G.; Song, L.; Zhang, H. Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) in Landslide Investigation and Monitoring: A Review. Drones 2024, 8, 30.
3. Tomic, T.; Schmid, K.; Lutz, P.; Domel, A.; Kassecker, M.; Mair, E.; Grixa, I.L.; Ruess, F.; Suppa, M.; Burschka, D. Toward a fully autonomous UAV: Research platform for indoor and outdoor urban search and rescue. IEEE Robot. Autom. Mag. 2012, 19, 46–56.
4. Nex, F.; Remondino, F. UAV for 3D mapping applications: A review. Appl. Geomat. 2014, 6, 1–15.
5. Jordan, S.; Moore, J.; Hovet, S.; Box, J.; Perry, J.; Kirsche, K.; Lewis, D.; Tse, Z.T.H. State-of-the-art technologies for UAV inspections. IET Radar Sonar Navig. 2018, 12, 151–164.
6. Klavins, E.; Zagursky, V. Unmanned aerial vehicle movement trajectory detection in open environment. Procedia Comput. Sci. 2017, 104, 400–407.
7. Delmerico, J.; Mintchev, S.; Giusti, A.; Gromov, B.; Melo, K.; Horvat, T.; Cadena, C.; Hutter, M.; Ijspeert, A.; Floreano, D.; et al. The current state and future outlook of rescue robotics. J. Field Robot. 2019, 36, 1171–1191.
8. Silvagni, M.; Tonoli, A.; Zenerino, E.; Chiaberge, M. Multipurpose UAV for search and rescue operations in mountain avalanche events. Geomat. Nat. Hazards Risk 2017, 8, 18–33.
9. Pennycuick, C.J. The flight of birds and other animals. Aerospace 2015, 2, 505–523.
10. Bowman, J.; Sanders, B.; Weisshaar, T. Evaluating the impact of morphing technologies on aircraft performance. In Proceedings of the 43rd AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference, Denver, CO, USA, 22–25 April 2002; American Institute of Aeronautics and Astronautics: Reston, VA, USA, 2002; p. 1631.
11. Liu, T.;Wang, S.; Liu, H.; He, G. Engineering perspective on bird flight: Scaling, geometry, kinematics and aerodynamics. Prog. Aerosp. Sci. 2023, 142, 100933.
12. Ajaj, R.M.; Parancheerivilakkathil, M.S.; Amoozgar, M.; Friswell, M.I.; Cantwell, W.J. Recent developments in the aeroelasticity of morphing aircraft. Prog. Aerosp. Sci. 2021, 120, 100682.
13. Barbarino, S.; Bilgen, O.; Ajaj, R.M.; Friswell, M.I.; Inman, D.J. A Review of Morphing Aircraft. J. Intell. Mater. Syst. Struct. 2011,22, 823–877.

14. Falanga, D.; Kleber, K.; Mintchev, S.; Floreano, D.; Scaramuzza, D. The Foldable Drone: A Morphing Quadrotor That Can Squeeze and Fly. IEEE Robot. Autom. Lett. 2019, 4, 209–216.
15. Chopra, I. Review of state of art of smart structures and integrated systems. AIAA J. 2002, 40, 2145–2187.
16. Patnaik, K.; Zhang,W. Towards reconfigurable and flexible multirotors: A literature survey and discussion on potential challenges. Int. J. Intell. Robot. Appl. 2021, 5, 365–380.
17. Rashad, R.; Goerres, J.; Aarts, R.; Engelen, J.B.; Stramigioli, S. Fully actuated multirotor UAVs: A literature review. IEEE Robot. Autom. Mag. 2020, 27, 97–107.
18. ArduPilot Development Team, "Extended Kalman Filter (EKF) — Copper Documentation," ArduPilot.org.
19. R. E. Kalman, "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems," Journal of Basic Engineering, 1960.
20. Bresciani, T., "Modelling, Identification and Control of a Quadrotor Helicopter," Master Thesis, Lund University, 2008.
21. P. D. Groves, Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems, Artech House, 2013.
22. ArduPilot Development Team, "Copter: PID Controller Tuning," ArduPilot.org Wiki, 2024.
23. Cui, G.; Xia, R.; Jin, X.; Tang, Y. Motion planning and control of a morphing quadrotor in restricted scenarios. IEEE Robot. Autom. Lett. 2024, 9, 5759–5766.
24. Kim, C.; Lee, H.; Jeong, M.; Myung, H. A Morphing Quadrotor that Can Optimize Morphology for Transportation. In Proceedings of the 2021 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), Prague, Czech Republic, 27 September–1 October 2021; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2021.
25. DJI. DJI Inspire 3. Available online: https://www.dji.com/inspire-3 (accessed on 19 October 2024).
26. Zhao, N.; Luo, Y.; Deng, H.; Shen, Y. The Deformable Quad-Rotor: Design, Kinematics and Dynamics Characterization, and Flight Performance Validation. In Proceedings of the 2017 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS), Vancouver, BC, Canada, 24–28 September 2017; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2017.
27. Wang, Y.; Liu, C.; Zhang, K. A Novel Morphing Quadrotor UAV with Sarrus-Linkage-Based Reconfigurable Frame. In Proceedings of the 2024 6th

International Conference on Reconfigurable Mechanisms and Robots (ReMAR), Chicago, IL, USA, 24–27 June 2024; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2024; pp. 283–289.
28. Desbiez, A.; Expert, F.; Boyron, M.; Diperi, J.; Viollet, S.; Ruffier, F. X-Morf: A crash-separable quadrotor that morfs its Xgeometry in flight. In Proceedings of the 2017 Workshop on Research, Education and Development of Unmanned Aerial Systems (RED-UAS), Linkoping, Sweden, 3–5 October 2017; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2017; pp. 222–227.
29. N. J. Sanket, C. D. Singh, K. Ganguly, C. Fermueller, and Y. Aloimonos, "Gapflyt: Active vision based minimalist structure-less gap detection for quadrotor flight," IEEE Robot. Autom. Lett., vol. 3, no. 4, Jun. 2018.
30. Nonami, K., Kendoul, F., Suzuki, S., Wang, W., & Nakazawa, D. (2010). Autonomous Flying Robots: Unmanned Aerial Vehicles and Micro Aerial Vehicles. Springer Science & Business Media.
31. ArduPilot Dev Team. (2023). ArduCopter Documentation: Channel Mapping and Output Programming. Retrieved from ArduPilot Official Documentation.
32. TowerPro. (n.d.). SG996R Servo Motor Technical Datasheet. Manufacturer Specifications.
33. Norton, R. L. (2011). Design of Machinery: An Introduction to the Synthesis and Analysis of Mechanisms and Machines (5th ed.). McGraw-Hill Education.
34. Shigley, J. E., Mischke, C. R., & Budynas, R. G. (2004). Mechanical Engineering Design (7th ed.). McGraw-Hill.

منهجية جديدة لمحاكاة خوارزميات الرادار عالي التردد باستخدام منصات الراديو المُعرّف برمجياً

طالبة الدكتوراه: م.سعاد دوار [1]

الدكتور المشرف العلمي: د. ياسر عملة [2] الدكتور المشرف المشارك: د.عبد الكريم السالم [3]

الملخص

تقدم هذه الدراسة منهجية جديدة تتيح تطوير خوارزميات عمل الرادارات عالية التردد 77GHz كالمستخدمة في أنظمة المركبات ذاتية القيادة، باستخدام منصات راديو مُعرّف برمجياً SDR منخفضة التكلفة تعمل بترددات لا تتجاوز 6GHz. حيث تمثل الفجوة بين قدرات أجهزة SDR التجارية ومتطلبات رادارات الموجات المليمترية 77GHz تحدياً جوهرياً يعيق اختبار وتطوير خوارزميات عمل هذه الرادارات.

للتغلب على هذه المشكلة، تقترح هذه الدراسة استراتيجية تمديد زمني_مكاني لبارامترات نظام الرادار. ويتم تحديد معامل التحجيم وفقاً لتردد الحامل لنظام الرادار المرجعي f_{ref}، وتردد الحامل الذي يتوافق مع منصة SDR المختارة f_{SDR} بحيث $K = f_{SDR}/f_{ref}$ صحيح. فكل بارامتر زمني نجري له تمدد وفق معامل التحجيم المعتمد، وكل بارامتر ترددي نجري له ضغط وفقاً لنفس المعامل. وكذلك الأمر بالنسبة لبارامترات المسافة في مصفوفة هوائيات الاستقبال لنظام الرادار، فنطبق عليها تمدد مكاني وفق المعامل السابق ذاته.

تقدم هذه الدراسة إطاراً رياضياً يثبت صحة النهج المقترح، الذي يحافظ على مواقع أقطاب الأهداف في خريطة المدى_دوبلر وطيف الزاوية. وتدعم نتائج المحاكاة التي تم إجراؤها باستخدام بيئة Matlab صحة النهج المقترح بالنسبة لهدف مفرد، وأيضاً بحالة وجود أهداف متعددة.

تُظهر النتائج تطابقاً تاماً في تقديرات السرعة والزاوية، بينما يظهر انحياز صغير في المدى يبلغ حوالي 0.87m للأهداف السريعة، وهو ناتج عن هجرة المدى Range Migration خلال زمن التماسك الطويل لنظام SDR (~102ms). تمثل المنهجية المقترحة حل عملي منخفض التكلفة لتسريع دورة تطوير خوارزميات رادارات المركبات، واختبارها في بيئة مختبرية قبل الانتقال إلى مرحلة النماذج الأولية عالية التردد. مما يفتح آفاقاً مناسبة لتسريع الابتكار في هذا المجال وتخفيض التكاليف.

الكلمات المفتاحية: رادار مركبات، راديو مُعرّف برمجياً، رادار متعدد المداخل والمخارج، تمديد زمني_مكاني، محاكاة الموجات المليمترية.

(1) طالبة دكتوراه ومعيدة موفدة في كلية الهندسة الميكانيكة والكهربائية_قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات في جامعة حمص

(2) أستاذ في هندسة الإلكترونيات والاتصالات في جامعة حمص، اختصاص: معالجة الإشارة

(3) أستاذ في هندسة الإلكترونيات والاتصالات في جامعة حمص، اختصاص: اتصالات وأمواج ميكروية

A New Methodology for Simulating High-Frequency Algorithms Using Software-Defined Radio Radar Platforms

Abstract:

This study presents a new methodology for developing 77GHz high-frequency radar algorithms, such as those used in autonomous vehicle systems, using low-cost Software-Defined Radio (SDR) platforms operating at frequencies no higher than 6GHz. The gap between the capabilities of commercial SDR devices and the requirements of 77GHz millimeter-wave radars represents a significant challenge hindering the testing and development of these radar algorithms.

To overcome this problem, this study proposes a spatial-time Scaling strategy for the radar system parameters. The scaling factor is determined according to the carrier frequency of the reference radar system f_{ref} and the carrier frequency corresponding to the chosen SDR platform f_{SDR} ($K = f_{SDR}/f_{ref}$). Each time parameter is stretched according to the chosen scaling factor, and each frequency parameter is compressed according to the same factor. Similarly, the distance parameters in the receiving antenna array of the radar system are subjected to spatial stretching according to the same factor. This study presents a mathematical framework that validates the proposed approach, which preserves the target pole positions in the Range-Doppler map and angle spectrum. Simulation results performed using MATLAB support the validity of the proposed approach for a single target, as well as for multiple targets.

The results show perfect agreement in the velocity and angular estimations, while a small range bias of approximately 0.87 m is observed for fast targets. This bias is attributed to range migration during the long coherence time of the SDR system (~102 ms). The proposed methodology represents a practical, low-cost solution for accelerating the development cycle of vehicle radar algorithms and testing them in a laboratory environment before moving to high-frequency prototyping. This opens up promising avenues for accelerating innovation in this field and reducing costs.

Keywords: Automotive radar, Software-Defined Radio (SDR), Multiple Input Multiple Output (MIMO) radar, Spatial-Time Scaling, Millimeter-Wave Simulation.

1. المقدمة

يشكل رادار الأمواج الميليمترية عنصر أساسي في أنظمة القيادة الذاتية، وأنظمة مساعدة السائق المتقدمة ADAS (Advanced Driver Assistance Systems). ونظراً لدقته العالية في تقدير بارامترات الأهداف (مسافة الهدف وسرعته واتجاه حركته)، وصغر حجم الهوائيات المتوافقة معه، يسهل دمجه في تصميم المركبة [1]. ومع ذلك، يبقى تطوير النماذج الأولية لأنظمة الرادار Prototyping، واختبار خوارزميات معالجة الإشارة مهمة صعبة ومكلفة حسابياً ومادياً؛ بسبب حاجة هذه الأنظمة إلى واجهات تردد راديوي RF متخصصة عالية التردد (mmWave RF Front-end) [2] [3]. في المقابل، توفر تجهيزات الراديو المُعرّف برمجياً (Software SDR Defined Radio) مرونة عالية في توليد ومعالجة الإشارات بتكلفة معقولة؛ ولكنها تعمل ضمن حزم ترددية محدودة (غالباً حتى 6GHz)[4]. يولد هذا الاختلاف تحدٍّ كبير حيث تكون منصات SDR غير متوافقة ترددياً مع نظام رادار ذو تردد تشغيل 77GHz. تهدف الدراسة المقترحة إلى إيجاد منهجية لحل هذه المسألة.

حظي دمج تقنيات الراديو المُعرّف برمجياً SDR في تصميم أنظمة رادار مركبات باهتمام متزايد خلال السنوات الأخيرة. كونه يتيح الاستفادة من المرونة العالية في تصميم واختبار خوارزميات معالجة الإشارات لتحقيق استشعار عالي الدقة. وهو أمر هام لتطبيقات السلامة في المركبات مثل تجنب الاصطدام، ونظام تثبيت السرعة التكيفي (Adaptive Cruise Control)، والقيادة الذاتية [5]، [6]. فهو يُمثل نقطة التقاء مثالية بين معالجة الإشارات الرادارية، والأنظمة المُعرّفة برمجياً، وتطبيقات المركبات الحديثة.

استعرضت الدراسات السابقة إمكانيات منصات SDR في بناء أنظمة رادار حديثة. فهي توفر مرونة في إعادة تشكيل موجات الرادار، واختبار وتطوير خوارزميات الكشف عن الأهداف

وبارامتراتها. وفي تطبيقات السلامة للمركبات، برزت الحاجة إلى تجاوز الحدود الترددية لمنصات SDR التقليدية (أقل من 6GHz) بهدف الوصول إلى حزم الأمواج الميليمترية المخصصة لرادار المركبات (24,60,77GHz) [7].

1.1.الأعمال ذات الصلة:

تستخدم جميع أنظمة محاكاة الأهداف الرادارية التجارية HIL (Hardware-in-the-Loop) (مثل AREG800A وdSPACE DARTS 9040-G وNI Vehicle Radar Test System (VRTS)) تحويل التردد كخطوة معالجة إشارة أساسية، لكنها أنظمة تجارية متكاملة ومغلقة المصدر، مخصصة لاختبار أجهزة الرادار واستخدامها، وليس لتطوير خوارزميات المعالجة. وتتعامل هذه الأنظمة مع رادار 77GHz كصندوق أسود Black-box testing لتقييم أداء الجهاز النهائي، ولا يمكن الوصول إلى الإشارات الرقمية الداخلية Raw ADC Data أو تعديل خوارزميات المعالجة (مثل FFT، CFAR، DOA) أو تعديل بارامترات تشغيل الرادار وهذا بالضبط ما يحتاجه مطورو الخوارزميات.

قدم الباحث في الدراسة [8] واجهة أمامية Frontend مدمجة ومنخفضة التكلفة تعمل بتردد 24GHz، صُممت خصيصاً كامتداد لمنصات SDR التجارية، لتمكين إجراء تجارب واقعية على أنظمة رادار المركبات. وقدم البحث [9] في العام 2021 توصيفاً لمحاكي أهداف الرادار باستخدام DRFM (Digital Radio Frequency Memory) وباستخدام الراديو المُعرّف برمجياً SDR، حيث تم خفض تردد إشارة RF (Radio Frequency) إلى الحزمة الأساسية Baseband، وتقطيع الإشارة لأخذ عينات رقمية، وإضافة تأثيرات تأخير زمن رحلة الإشارة وإزاحة دوبلر، ثم

إعادة الإرسال. واستخدم الباحث SDR كمكون تنفيذي، وكان الهدف هو محاكاة أهداف لاختبار نظام رادار حقيقي.

درس الباحث (Ozkaptan 2024) [10] رفع تردد SDR للموجات المليمترية بهدف إنشاء منصة رادار واتصالات مشتركة JRC تعمل بتردد 60GHz، وتستخدم بنية رقمية بالكامل Software-Defined MIMO OFDM Joint Radar-Communication Platform. حيث استخدم وحدات أمامية مخصصة للموجات المليمترية مع منصات SDR.

قدم الباحث (Jirousek 2025) في المرجع [11] دراسة لنمذجة تشوهات SDR ضمن بحث منشور في مؤتمر ICRAMET يحلل تأثير عدم توازن قنوات I/Q (Inphase/Quadrature) على ضجيج الطور والمطال في أنظمة الرادار. وأوضح كيف يظهر ضجيج الطور من المهتز المحلي على شكل ضجيج طور وضجيج مطال في الإشارة المستقبلة للرادار. وأظهرت النتائج التي توصل إليها أن كثافة الاستطاعة الطيفية لضجيج الطور وضجيج المطال في الإشارة المستقبلة تتناسب طردياً مع كثافة الاستطاعة الطيفية لضجيج الطور في الإشارة المرسلة.

تؤكد هذه الدراسات إمكانية بناء نماذج أولية فعّالة تسدّ الفجوة بين الأجهزة المخبرية والنماذج القابلة للنشر والتصنيع. وتؤكد هذه الدراسات على جدوى استخدام منصات SDR كأساس لتطوير واختبار الجيل القادم من أنظمة الرادار للمركبات الذكية. مما يمهد الطريق للمنهجية المقترحة في هذا البحث والتي تركز على الحفاظ على خصائص الإشارة الأصلية لرادار 77GHz عند محاكاتها عبر هذه المنصات منخفضة التردد والتكلفة.

1.2.مشكلة البحث: عدم وجود نهج متكامل يسمح باستخدام منصات SDR منخفضة التردد (< 6 GHz) والتكلفة كأداة مناسبة بهدف تطوير واختبار خوارزميات رادار الموجات

الميليمترية ذو تردد تشغيل 77GHz مع الحفاظ على العلاقات الرياضية الأساسية. وذلك نتيجةً لفجوة التردد بين منصات SDR ورادارات الموجات الميليمترية.

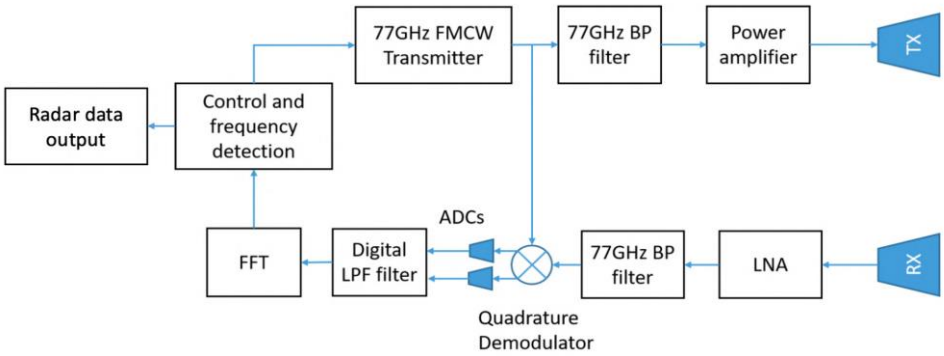
1.3. هدف البحث: معالجة الفجوة بين تكلفة/تعقيد رادارات 77GHz ومرونة/تكلفة منصات SDR. عبر بناء منظومة اختبار باستخدام منصة SDR بتردد 5.8GHz يمكنها تشغيل أي خوارزمية رادارية صُمّمت أصلاً لرادار 77GHz، دون أي تغيير في الخوارزمية نفسها.

2. المفاهيم النظرية

غالباً ما تستخدم أنظمة رادار المركبات تقنية الموجة المستمرة المعدلة ترددياً FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) عادةً عند تردد حامل 77GHz. يندرج رادار FMCW ضمن صنف رادار الموجة المستمرة CW (Continuous Wave) [12]. يُعتبر نظام رادار بسيط من حيث المفهوم وسهل الإنشاء، فهو يرسل إشارات ذات تردد متغير خطياً مع الزمن تسمى بالتغريدة Chirp [13][14] [15]. ويوفر تعديل الإشارة المرسلة علامة الزمن التي يمكن استخدامها لاستخراج معلومات المدى [16] [17].

2.1. رادار الموجة المستمرة المُعدلة ترددياً FMCW:

في أنظمة رادار FMCW يزداد التردد أو ينقص بمرور الوقت، تماماً مثل صوت التغريد للطيور. يمكن توليد إشارة تغريد بترتيب تصاعدي (إشارة تغريد للأعلى) أو ترتيب تنازلي (إشارة تغريد للأسفل) [17] [16]. تشير الموجة المستمرة إلى أن الرادار يرسل ويستقبل باستمرار [18]. ويوضح الشكل (1) مخطط صندوقي لرادار FMCW.



الشكل (1) المخطط التفصيلي لرادار FMCW يعمل بتردد 77GHz [19].

يبين الشكل (1) مسار توليد إشارة التغريد متضمناً وحدة الإرسال، وفيها يتم توليد إشارة التغريد المطلوبة وفقاً لبارامترات الرادار المحددة مسبقاً تبعاً لتطبيق الرادار المدروس. تعبر هذه الإشارة إلى مرشح تمرير حزمة ترددية يقوم بتحديد عرض المجال الترددي للإشارة، ثم تمريرها إلى مضخم استطاعة PA (Power Amplifier) لتهيئة الإشارة لإرسالها إلى البيئة المحيطة من خلال هوائي الإرسال.

يقوم الهوائي المستقبل باستلام الإشارة المنعكسة عن الهدف، ويقدمها إلى مضخم منخفض الضجيج LNA (Low Noise Amplifier) ليزيد من نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR (Signal Noise Ratio)، ثم تعبر الإشارة إلى مرشح تمرير حزمة ترددية. تجري عملية إزالة التردد الراديوي RF عبر مازج ترابعي يقوم بمزج الإشارة المستقبلة مع نسخة من الإشارة المرسلة لتنتقل الإشارة إلى مجال الحزمة الأساسية، ثم تحويلها إلى عينات متقطعة باستخدام محول تماثلي رقمي ADC (Analog Digital Converter). وتبدأ إجراءات معالجة الإشارة التي تهدف لإيجاد بارامترات الأهداف الموجودة ضمن مجال رؤية الرادار.

2.2.تقدير بارامترات الهدف (المدى، السرعة، زاوية الوصول)

عند مزج الإشارة المنعكسة عن الهدف مع الإشارة المرسلة نجد إشارة النبض beat signal منخفضة التردد أو ما يسمى إشارة تردد متوسط IF (Intermediate Frequency) كما هو موضح في الشكل (2a,2b)، ومنها يمكن تقدير البارامترات.

يتم **تقدير المدى** بتحديد تردد الذروة في طيف الاستطاعة PSD (Power Spectrum Density) الناتج عن إجراء تحويل فورييه FFT (Fast Fourier Transform) لإشارة IF، ثم تحويله لمسافة. وفق العلاقة [18]:

$$R = \frac{f_{IF}.c}{2.S} = \frac{\tau.c}{2} \quad (1)$$

حيث τ هو تأخير زمن رحلة الإشارة (مقدرة بالثانية s)، c هي سرعة الضوء في الخلاء(m/s). وS انحدار التغريدة أو معدل المسح الترددي [17].

$$S = \frac{B}{T_c} \quad (2)$$

يُعطى انحدار التردد S بوحدة $\frac{Hz}{s}$. وB هو عرض المجال الترددي (Hz)، T_c هو دور تكرار التغريدة (s). ترتبط دقة التمييز في المدى Range Resolution بعرض المجال الترددي B وفقاً للعلاقة [2]:

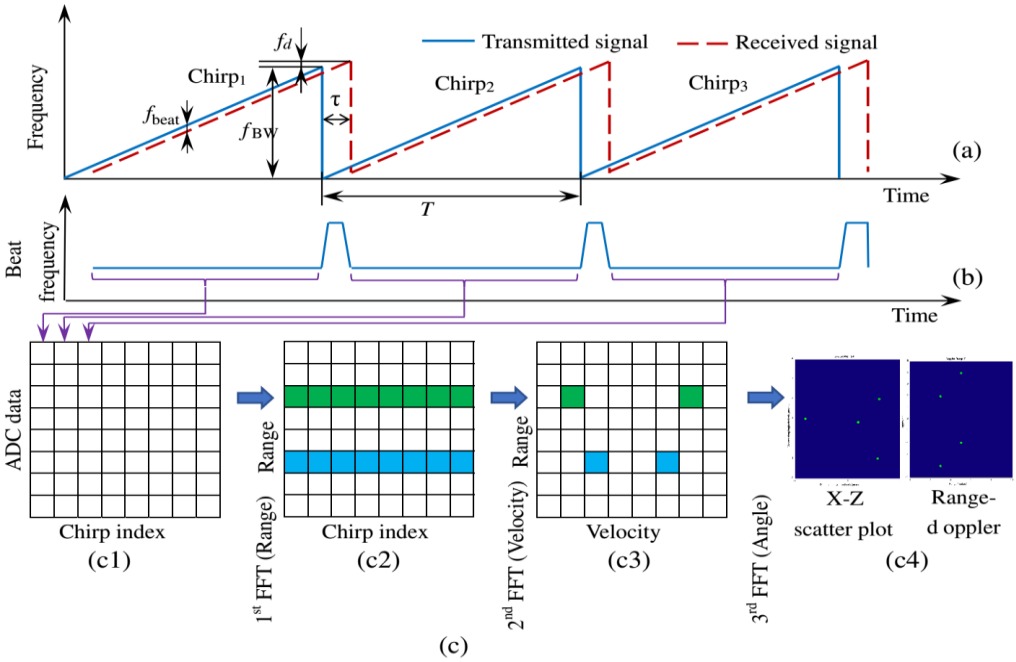
$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3)$$

يعتمد **تقدير سرعة الهدف** على ظاهرة تسمى تأثير دوبلر. حيث تتناسب إزاحة دوبلر $f_d = (\pm 2v/\lambda)$ عكسياً مع الطول الموجي λ، وتكون إشارته موجبة أو سالبة، اعتماداً على ما إذا

كان الهدف يتحرك مقترباً أو مبتعداً عن الرادار. وتُقاس السرعة عند إرسال إطار من التغريدات المتماثلة المتتالية. بحيث يتيح فرق الطور $\Delta\phi = \frac{4\pi v T_c}{\lambda}$ بين التغريدات المتتالية والمنعكسة عن هدف متحرك تقدير قيمة سرعة الهدف، وتحديد اتجاه حركته بحسب إشارة المقدار الناتج، تمثل T_c دور التغريدة. وترتبط إزاحة دوبلر Doppler Shift التي تعبر عن سرعة الهدف v بشكل مباشر بتردد الحامل f_c بالعلاقة [3]:

$$f_d = \frac{2v.f_c}{c} \quad (4)$$

يمكن الحصول على خريطة المدى_دوبلر باستخدام تحويل فورييه السريع ثنائي الأبعاد 2D_FFT. يتوافق مؤشر الزمن البطيء مع عدد النبضات. بينما، يفترض مؤشر الزمن السريع أنه لكل نبضة يتم أخذ عينات من إشارة النبض المستمرة المقابلة ذات التردد f_s لتجميع N عينة خلال المدة الزمنية T. وهذا موضح في الشكل (2c).



الشكل (2) (a) إطار التغريدات المرسلة باللون الأزرق المستمر، وإطار التغريدات المنعكسة باللون الأحمر المتقطع. (b) إشارة النبض الناتجة عن عملية المزج. (c) مراحل معالجة إشارة النبض عبر إجراءات تحويلات فوريه للحصول على خريطة المدى_دوبلر [20].

تُقدر **زاوية الوصول AoA (Angle of Arrival)** باستخدام مصفوفة هوائيات لجهة الاستقبال. حيث يجمع الرادار بيانات الموجة المنعكسة عبر أبعاد مختلفة متعددة. وبتطبيق تحويل فوريه (Angle-FFT) على أقطاب المدى–دوبلر الناتجة عن هوائيات الاستقبال المختلفة، ينتج مكعب بيانات ثلاثي الأبعاد (المدى–السرعة–الزاوية). وتتناسب دقة تمييز الزاوية عكسياً مع عدد عناصر مصفوفة الهوائيات. وتُعطى تقريباً بالعلاقة: $\Delta\theta \approx \frac{\lambda}{Nd.\cos\theta}$، حيث Nهو عدد العناصر و dهو التباعد فيما بينها.

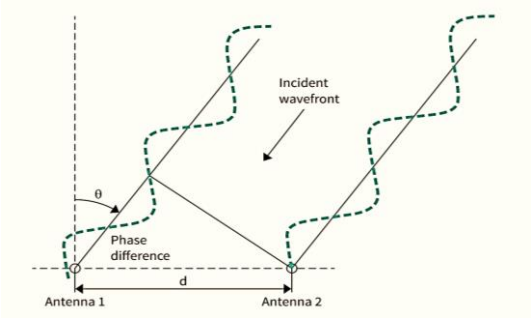
يعتمد تقدير زاوية الوصول AoA على حقيقة أن تغييراً طفيفاً في المسافة إلى كائن ما تؤدي إلى تغيير كبير في الطور في ذروة range-FFT أو doppler-FFT. لذلك، سينتج عن اثنين من هوائيات RX الموضوعة بجانب بعضها البعض إشارتان يمكن تمييزهما [21].

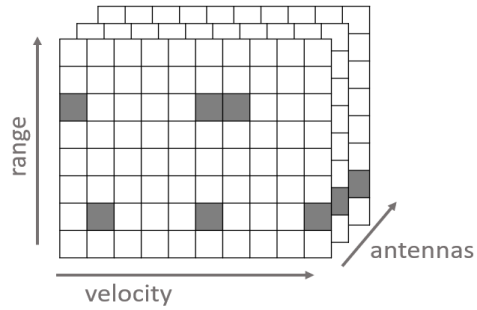
فعند وجود عنصري هوائي مفصولين بمسافة d، ويتم استقبال انعكاس من الزاوية θ، كما في الشكل (3a)، هذا يعني أن هوائي واحد سيحدث عنده طول مسار إضافي يبلغ $d.\sin(\theta)$ والذي يتم ترجمته إلى فرق طور بين الإشارات عند هوائيي الاستقبال Rx يبلغ [17]:

$$\delta\emptyset = -\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) d.\sin(\theta) \quad (5)$$

ويمكن تقدير زاوية الوصول:

$$\hat{\theta} = sin^{-1}\left(\frac{\delta\phi.\lambda}{2\pi d}\right) \quad (6)$$



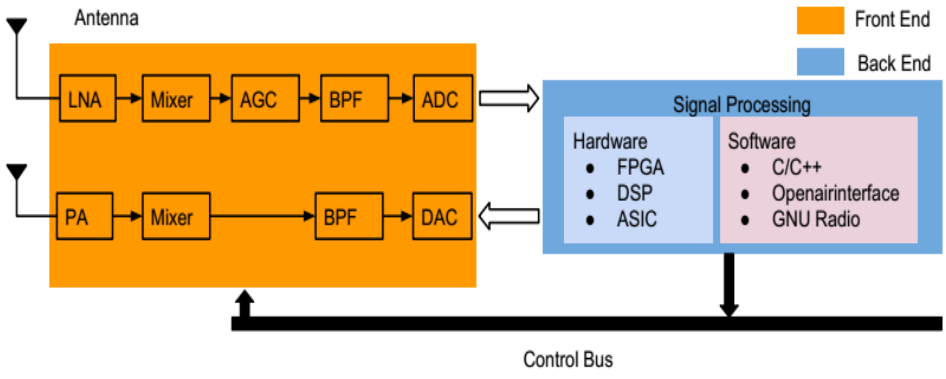


الشكل (3) (3a) فرق المسير بين الإشارات المنعكسة المتوازية الناتجة عن هوائيي استقبال لقياس فرق الطور [17]. (3b) مكعب بيانات السرعة_المدى الذي يتم تنفيذ angle-FFT على طول بعده الثالث [21] [12].

2.3.الراديو المُعرّف برمجياً:

يُعرف SDR بأنه نظام اتصالات لاسلكي تُنفّذ فيه معظم وظائف معالجة الإشارات (كالتعديل، الترشيح، والكشف) برمجياً بدلاً من الاعتماد الكلي على الدوائر التماثلية الثابتة. كما هو موضح بالشكل (4) والذي يمثل جهاز إرسال واستقبال SDR النموذجي [22][23].

بالنسبة إلى سلسلة المستقبل Rx، تتكون الواجهة الأمامية للتردد الراديوي لـ SDR بشكلٍ أساسي من مضخم منخفض الضجيج LNA (مضخم الاستطاعة PA لسلسلة الإرسال Tx)، محول تماثلي رقمي ADC (محول DAC لـ Tx)، المرشحات، الموازج، ... . جميع المكونات الأمامية للتردد الراديوي قابلة لإعادة التشكيل من خلال أوامر برمجية عبر مسار التحكم. الواجهة الخلفية القابلة للبرمجة هي قلب أي SDR وهي مسؤولة عن جميع مهام معالجة الإشارة. يوفر SDR مرونة كبيرة في تصميم شكل الموجة، مما يسمح بإعادة تكوين معاملات النظام برمجياً وإمكانية تحديث الخوارزميات حتى بعد بناء نظام الرادار [4] [5]، [6] [24].



الشكل (4) رسم تخطيطي لجهاز إرسال واستقبال SDR النموذجي المكون من واجهة RF قابلة لإعادة التشكيل (كتلة برتقالية) ونهاية خلفية قابلة للبرمجة (كتلة زرقاء) [22].

لا يمكن استغلال مزايا SDR (المرونة العالية، التكلفة المنخفضة) مباشرةً لتطوير خوارزميات رادار بتردد 77GHz بسبب الفرق الكبير في مجال تردد التشغيل لكل منها. فنظرياً يمكن دمج الراديو المُعرّف برمجياً في أنظمة رادار المركبات حيث يتولى معالجة إشارات الحزمة الأساسية (توليد شكل الموجة، الترشيح، التعديل/إزالة التعديل، ترميز القناة) برمجياً. في حين تبقى واجهة التردد الراديوي RF Front-end والتي تشمل محولات رفع/خفض تردد الموجة المليمترية، والهوائيات، والمضخمات مُدمجة في الأجهزة للتعامل مع الإشارات ذات التردد العالي [24]. ولكن في الواقع الأمر معقد ويتطلب تصميماً هجيناً نظراً لوجود فجوة التردد وعدم قدرة الموازج والمعالجات في منصات SDR الشائعة على العمل عند تردد 77GHz. بالإضافة لاختلاف الطول الموجي ($\lambda \approx 3.9mm$) عند 77GHz مقابل ($\lambda \approx 50mm$) عند 6GHz مما يؤثر بشكلٍ كبير على تصميم مصفوفة الهوائيات وإزاحة دوبلر للأهداف المتحركة [1]. بالإضافة لاختلاف خصائص انتشار الأمواج الميليمترية في البيئة المحيطة (كامتصاص الأكسجين) [8].

3. مزايا وحدود استخدام تقنية الراديو المُعرّف برمجياً في تطبيقات الرادار

يُقدم استخدام منطق SDR حلاً عملياً لتطوير واختبار خوارزميات الرادار باستخدام تجهيزات ومنصات منخفضة التكلفة [8][4]. حيث توفر SDR منصة فعالة للمحاكاة والنمذجة قبل الانتقال لمرحلة التطبيق والإنتاج الصناعي [3] [25]. ويمكن تلخيص أهم مزايا رادار المركبات المعتمد على SDR بما يلي:

- المرونة في تشكيل الموجة: يوفر SDR إمكانية التعديل برمجياً لبارامترات شكل الموجة (عرض المجال الترددي، دور التغريدة chirp) في سيناريوهات قيادة مختلفة (طرق

سريعة أو مناطق حضرية) مما يساهم في تحسين أداء الرادار وتكييفه مع الوسط المحيط [5]، [6].

- قابلية التحديث والتطوير: يسمح استخدام SDR بإضافة ميزات وتطبيق تحديثات برمجية مثل آليات تخفيف التداخل أو خوارزميات كشف الأجسام باستخدام خوارزميات الذكاء الاصطناعي AI (Artificial Intelligent) دون الحاجة لتغيير العتاد المادي. وهذا يترجم إلى كفاءة اقتصادية عالية على المدى الطويل [4].
- استدامة المنصة: تتيح منصات SDR اختبار أشكال موجية مختلفة (FMCW، PMCW، OFDM) على نفس جهاز SDR. وهذا ما يجعله آلية مستدامة وقابلة للتكيف [5]، [6] [24].
- خفض التكلفة الأولية: يخفض استخدام منصات SDR من التكلفة التقديرية الأولية لنظام الرادار نظراً لانخفاض أسعارها. بينما تكون شرائح رادار مركبات بتردد تشغيل 77GHz بأسعار مرتفعة [8].

يتميز نظام الرادار القائم على SDR بجدوى عالية كمنصة اختبار وتطوير، لكنه يعاني من عدة قيود تحد من أدائه ناتجة عن المجال الترددي المحدود في SDR. ويمكن تلخيص أهم نقاط الضعف فيه بما يلي:

- تسبب محدودية عرض المجال الترددي الذي تقدمه أجهزة SDR الشائعة ($\leq$200MHz) تحديات كبيرة في معالجة الإشارة، كدقة التمييز في المدى $\Delta R = c/2B$ [24]. ولتجاوز ذلك يمكن استخدام تقنيات التمديد الطيفي الرقمي. مثل تقنية الموجة المستمرة ذات التردد المتدرج SFCW التي تجمع إشارات ضيقة النطاق لتكوين حزمة ترددية واسعة مكافئة.

- تعمل منصات SDR المحدودة بترددها وعرض مجالها الترددي ضمن بيئة طيفية مزدحمة، مما يسبب تداخل كبير مع إشارات الاتصالات والأنظمة اللاسلكية الأخرى في الوسط المحيط ويؤثر سلباً على أداء الرادار [26] [27]، [28].

4. المنهجية المقترحة: محاكاة شكل موجة مُقاسة زمنياً Time-Scaled Waveform Simulation

بافتراض وجود نظام رادار مركبات يعمل بتردد تشغيل 77GHz وذو شكل موجة FMCW. ونريد اختبار خوارزمية معالجة إشارة الرادار المصممة مسبقاً وفقاً لهذا النظام (ذو البارامترات: التردد الحامل f_c، عرض المجال B، دور التغريدة T_c، تردد أخذ العينات F_s، عدد نقاط FFT، إلخ). حيث تقوم هذه الخوارزمية بتقدير قيم المدى والسرعة لهدف يقع عند مسافة R، ويتحرك بسرعة v مبتعداً عن الرادار. وذلك انطلاقاً من الإشارة المستقبلة بعد إجراء المزج مع الإشارة المرسلة وتحويل الإشارة للتردد المتوسط IF، ثم تقطيع الإشارة باستخدام المحول ADC. يتم اعتماد الصيغ التالية لحساب تردد النبض f_{beat} (لتقدير المدى R)، وتردد دوبلر f_d (لتقدير السرعة v):

$$f_{beat} = bin_{range} \cdot \frac{F_s}{N_{FFT}} \quad , R = \frac{c \cdot T_c \cdot f_{beat}}{2B} \tag{7}$$

$$f_d = bin_{doppler} \cdot \frac{1}{N_{chirps} \cdot T_{PRI}} \quad , v = \frac{\lambda}{2} f_d = \frac{c}{2f_c} f_d \tag{8}$$

حيث bin_{range}: قطب المدى المقابل لوجود الهدف عند مسافة معينة. $bin_{doppler}$: قطب دوبلر المقابل لسرعة الهدف. T_{PRI}: معدل تكرار النبضات (Hz). N_{chirps}: عدد التغريدات ضمن الإطار. N_{FFT}: عدد نقاط FFT.

ويقصد بأقطاب الأهداف target poles أو target bins مواقع في طيف التردد الناتج عن تطبيق تحويل FFT، والتي تظهر فيها طاقة الهدف في طيف المدى أو دوبلر أو الزاوية. أي يُقصد بها مؤشرات الذروة.

لاختبار الخوارزمية السابقة باستخدام منصة راديو مُعرّف برمجياً SDR تعمل بتردد تشغيل 5.8GHz، نرسل إشارة FMCW المصممة على تردد تشغيل الخوارزمية المرجعية باستخدام SDR، ثم نستقبلها بعد أن تنعكس عن الهدف. نقوم بتمرير عينات الإشارة المستقبلة كما هي إلى الخوارزمية المرجعية دون إعادة كتابة أي سطر فيها. لتظهر لنا قيم المدى والسرعة الحقيقية للهدف مباشرة.

لتحقيق ما سبق نعتمد على إجراء **تمديد زمني Time Scaling**. بحيث تكون العلاقة بين الإشارة المُرسَلة والمُعالجة الرقمية مطابقة تماماً لما تتوقعه الخوارزمية. في هذه المنهجية المقترحة لا نقوم بإجراء تحويل ترددي لإشارة الرادار ذو التردد 77GHz، وإنما نعيد تصميم إشارة FMCW لتعمل على تردد 5.8GHz الموافق لمنصة SDR. بعد إجراء تعديل لدور التغريدة ومعدل أخذ العينات بحيث تُنتج الإشارة بعد معالجتها الرقمية نفس خريطة المدى–دوبلر (مواقع الأقطاب bins الموافقة للأهداف) التي كانت ستنتجها إشارة رادار ذو تردد 77GHz الأصلي.

وفيما يلي تلخيص لخطوات المنهجية المقترحة:

4.1.تحديد بارامترات نظام الرادار المرجعي (77GHz): نفترض أن رادار المركبات المرجعي ذو شكل موجة FMCW يعمل بالمواصفات التالية:

- تردد الحامل: $f_c = 77\ \text{GHz}$
- عرض المجال الترددي: B
- دور التغريدة: T_c

- تردد أخذ عينات إشارة التردد المتوسط IF بعد عملية المزج Dechirping: F_s. أي معدل خرج المحول التماثلي–الرقمي ADC الذي يلتقط إشارة النبض منخفضة التردد.
- عدد نقاط FFT: N_{FFT}

4.2.تصميم شكل الموجة المُكافئ والموافق للتشغيل على منصة SDR: يتم توليد إشارة FMCW المقابلة على التردد $f_{\text{SDR}} = 5.8\text{GHz}$، ثم يُحسب معامل التمديد: $K = \frac{f_{\text{SDR}}}{f_c} = \frac{5.8}{77}$.

- نُبقي عرض المجال دون تغيير: $B' = B$
- نُعدل دور التغريدة بالعلاقة: $T_c' = \frac{T_c}{K} = T_c \cdot \frac{f_c}{f_{\text{SDR}}}$ (أي أن التغريدة تصبح أسرع بنسبة f_c/f_{SDR}).
- وبالتالي يصبح معدل المسح الترددي: $S' = \frac{B}{T_c'} = K \cdot S$.
- نُعدل تردد أخذ العينات بنفس النسبة: $F_s' = K \cdot F_s = F_s \cdot \frac{f_{\text{SDR}}}{f_c}$

4.3.نمذجة إشارة الهدف المستقبَلة: يتم إجراء محاكاة للإشارة المنعكسة عن هدف يتموضع على مسافة R ويتحرك بسرعة v مبتعداً عن الرادار. باستخدام التردد الحامل f_{SDR}. أي ستحتوي الإشارة المستقبلة العقدية (complex baseband) بعد إجراء عملية المزج dechirping على:

- تردد النبض:

$$f_{\text{beat}}' = \frac{2B.R}{c.T_c'} = \frac{2B.R}{c\,(T_c/K)} = K \cdot \frac{2B.R}{c.T_c} = K \cdot f_{\text{beat}} \quad (9)$$

- إزاحة دوبلر (الناتجة عن حركة الهدف على التردد f_{SDR}):

$$f_d' = \frac{2vf_{\text{SDR}}}{c} = K \cdot \frac{2vf_c}{c} = K \cdot f_d \quad (10)$$

4.4.معالجة الإشارة واستخراج بارامترات الهدف (المدى والسرعة)

عند تطبيق 2D-FFT (مدى–دوبلر) على الإشارة المتقطعة بمعدل أخذ عينات F_s' وباستخدام نفس عدد العينات N_{FFT}:

- موقع القطب المقابل لوجود الهدف في بُعد المدى:

$$\text{bin}_{\text{range}} = f_{\text{beat}}' \cdot \frac{N_{\text{FFT}}}{F_s'} = (K.f_{\text{beat}}) \cdot \frac{N_{\text{FFT}}}{KF_s} = f_{\text{beat}} \cdot \frac{N_{\text{FFT}}}{F_s} = \text{bin}_{\text{range (original)}} \quad (11)$$

- موقع القطب المقابل لوجود الهدف في بُعد دوبلر (باستخدام إطار التغريدات):

$$\text{bin}_{\text{doppler}} = f_d' \cdot \frac{N_{\text{FFT}}}{F_s'} = (K.f_d) \cdot \frac{N_{\text{FFT}}}{KF_s} = f_d \cdot \frac{N_{\text{FFT}}}{F_s} = \text{bin}_{\text{doppler (original)}} \quad (12)$$

وفي النهاية ستتولد خريطة Range-Doppler بمواقع أقطاب مطابقة تماماً للخريطة الناتجة عن نظام الرادار الأصلي. وعند حساب السرعة مباشرة من إزاحة دوبلر المُقاسة f_d'باستخدام التردد الحامل المُستخدم فعلياً (f_{SDR}):

$$v_{\text{measured}} = \frac{c \cdot f_d'}{2f_{\text{SDR}}} = \frac{c \cdot (Kf_d)}{2(Kf_c)} = \frac{c \cdot f_d}{2f_c} = v_{\text{true}} \quad (13)$$

تكون السرعة المُقاسة مطابقة للسرعة الحقيقية.

4.5.تقدير الزاوية Angle Estimation:

يشكل تقدير الزاوية مكمّلاً طبيعياً لاختبارات المدى والسرعة. في أنظمة رادار المركبات الشائعة، والتي تعمل عند تردد تشغيل 77GHz، يتم بناء مصفوفة هوائيات في طرف الاستقبال من أجل تحقيق تقدير زاوية وصول الإشارة. وعادةً ما تكون عناصر المصفوفة متوضعة بتباعد فيما بينها يبلغ نصف طول الموجة $(d = \lambda/2 = 1.95\,\text{mm})$. ونتيجة لهذا التباعد يظهر فرق في طور الإشارة المستقبلة من قبل عناصر المصفوفة. ويحدد هذا الفرق الطوري زاوية وصول الإشارة. ويعبر عن فرق الطور بالعلاقة (5).

وبالمقابل من أجل نظام رادار يعمل بتردد 5.8GHz يكون طول الموجة $(\lambda \approx 51.7\,\text{mm})$. وبالتالي المسافة بين عناصر المصفوفة $(d = 25.9\,\text{mm})$. ومن أجل نفس زاوية الوصول θ، سيكون فرق الطور $\Delta\phi$ أصغر بكثير. وبالتالي سيتغير موقع القطب المقابل في طيف الزاوية (طيف FFT على طول عناصر المصفوفة). وهذا يقدم تقدير زاوية خاطئ.

من أجل تحقيق تطابق في موقع الهدف ضمن طيف الزاوية نجري **تمديد للمسافة** بين عناصر المصفوفة Array Spatial Scaling بنفس الطريقة التي قمنا فيها بتمديد الزمن لتحقيق تطابق في طيف المدى_دوبلر. حيث نقوم بتمديد المسافة الفعلية بين عناصر المصفوفة التابعة لنظام رادار يعمل بتردد تشغيل 77GHz باستخدام معامل التمديد K.

من أجل نظام الرادار المرجعي 77GHz ذو المواصفات التالية:

- عدد العناصر: M (مثلاً 8 عناصر).
- المسافة بين العناصر: $d_{77} = \lambda_{77}/2 = c/(2f_c) \approx 1.95\,\text{mm}$.

ستحتوي إشارة الخرج من العنصر mفي الحزمة الأساسية على طور يعتمد على زاوية الوصول θ:

$$\text{phase}_m = -2\pi \frac{d_{77}}{\lambda_{77}} m \sin\theta + \phi_0 \quad (14)$$

حيث ϕ_0 هو طور مرجعي عند العنصر الأول. بتعويض $d_{77} = \lambda_{77}/2$، نحصل على:

$$\Delta\phi_{\text{element}} = \text{phase}_{m+1} - \text{phase}_m = -\pi \sin\theta \quad (15)$$

وفي نظام الرادار العامل بتردد 5.8GHz ذو التصميم المكافئ، نسعى للحصول على نفس قيمة الزاوية θ عند إجراء معالجة الإشارة باستخدام الخوارزمية المرجعية (ذات قيم λ_{77} وd_{77}).

نُعرّف عامل التمديد:

$$K = \frac{f_{\text{SDR}}}{f_c} = \frac{\lambda_{77}}{\lambda_{\text{SDR}}} \quad (16)$$

أي أن الطول الموجي يزداد $\lambda_{\text{SDR}} = \lambda_{77}/K$.

وتكون المسافة الجديدة بين العناصر:

$$d_{\text{SDR}} = \frac{d_{77}}{K} \quad (17)$$

(أي تزيد المسافة بنسبة $1/K \approx 13.3$). فإذا كان $d_{77} \approx 1.95$ mm، فإن $d_{\text{SDR}} \approx 25.9$ mm.

يكون فرق الطور في المصفوفة الجديدة، والناتج عن زاوية وصول الهدف θهو:

$$\Delta\phi_{\text{SDR}} = -\frac{2\pi}{\lambda_{\text{SDR}}}.d_{\text{SDR}}.\sin\theta = -\frac{2\pi}{\left(\frac{\lambda_{77}}{K}\right)}.\left(\frac{d_{77}}{K}\right).\sin\theta = -\frac{2\pi}{\lambda_{77}}.d_{77}.\sin\theta$$

$$= \Delta\phi_{77} \qquad (18)$$

أي أصبح فرق الطور بين عناصر المصفوفة عند 5.8GHz مطابقاً تماماً لفرق الطور في المصفوفة المرجعية عند 77GHz لنفس الزاوية θ، أي تحقق التطابق في طيف الزاوية.

بما أن خوارزمية تقدير الزاوية الأصلية (المُصممة لـ 77GHz) تستخدم داخلياً العلاقة التي تربط فرق الطور $\Delta\phi$ بالزاوية θعبر λ_{77}وd_{77}، فإن تطابق $\Delta\phi$المُقاس يضمن أن الخوارزمية ستُخرج نفس قيمة الزاوية θ الحقيقية تلقائياً دون أي تصحيح إضافي.

وعند استخدام خوارزمية تقدير الزاوية المرجعية (مثل FFT على البُعد المكاني، أو Beamforming، أو MUSIC) على هذه العينات M، ستتطابق مواقع القمم في طيف الزاوية مع مواقع القمم الناتجة عن نفس الزاوية باستخدام إشارة 77GHz. أي أن المنهجية المقترحة تحقق تقدير الزاوية الحقيقية مباشرة بشفافية تامة.

5. الإطار الكامل الذي يدمج الزاوية مع المدى والسرعة:

فيما يلي خطوات المنهجية المتبعة لإنشاء محاكي رادار بالأبعاد (المدى، دوبلر، الزاوية) على منصة SDR تعمل بتردد 5.8GHz وبدون تعديل للخوارزمية المرجعية:

1. **تحديد بارامترات النظام المرجعي** 77GHz: $f_c, B, T_c, F_s, N_{FFT}, M, N_{chirps}, d_{77}$.
2. **حساب معامل التمديد:** $K = f_{\text{SDR}}/f_c$.
3. **تمديد الزمن والتردد:** $T_c' = T_c/K$ ، $F_s' = KF_s$.
4. **تمديد المسافات المكانية:** استخدم مصفوفة هوائيات بمسافة $d_{\text{SDR}} = d_{77}/K$. (أو استخدم مصفوفة بـ $\lambda_{\text{SDR}}/2$إذا كان النظام المرجعي أيضاً بـ $\lambda_{77}/2$).

5. **توليد الإشارات:** في كل عنصر من المصفوفة، تولَّد إشارة FMCW عقدية I/Q على التردد $f_{\mathrm{SDR}} = 5.8\mathrm{GHz}$ باستخدام T_c' و B $(B' = B)$ ويتم اختيار قيمة متوافقة مع نوع منصة SDR المستخدمة)، ونكررها N_{chirps}مرة. ثم تُستقبل الإشارة المنعكسة عن هدف عند زاوية θوسرعة vومدى R.

6. **استقبال الإشارة المنعكسة:** يتم استقبال الإشارة بنفس معدل F_s'، ثم يجري تجميع للعينات بعد إزالة التعديل والانتقال إلى الحزمة الأساسية (dechirp).

7. **معالجة الخوارزمية:** تدخل عينات كل عنصر استقبال (من كل تغريدة) إلى خوارزمية المعالجة المصممة عند تردد 77GHz الأصلية، والتي تطبق معالجة المدى (FFT على البعد السريع)، ثم معالجة دوبلر (FFT على البعد البطيء)، ثم الزاوية (FFT مكاني أو خوارزمية MUSIC عبر العناصر). فتظهر القمم في نفس المواقع تماماً كنظام الرادار ذو التردد 77GHz، وتُستخرج قيم R, v, θالصحيحة.

تحافظ هذه المنهجية على دقة المدى $\Delta R = \frac{c}{2B}$ودقة السرعة (مع مراعاة أن زمن الإطار الكلي يتغير بسبب تغير T_c').

6. إعدادات المحاكاة

تم الاعتماد على برنامج Matlab 2022b لإجراء نمذجة للمنهجية المقترحة والتحقق من صحة الافتراضات الواردة فيها، وذلك باستخدام مكتبات signal processing toolbox و Phased array system toolbox. اعُتمدت البارامترات الواردة في الجدول (1) لمحاكاة نظام الرادار المقترح.

والتي تتوافق مع مواصفات رادار مركبات نموذجي يعمل بتردد 77GHz. ثم تطبيق عملية التحول الترددي إلى المجال 5.8GHz المتوافق مع منصات SDR.

ينخفض تردد أخذ العينات F_s نظراً لأن انحدار التغريدة S'يصبح أصغر بمعامل K، وبالتالي أقصى تردد نبض f_{beat_max} سينضغط بالمقابل. ووفقاً لنظرية نيكويست، يمكن خفض تردد أخذ العينات إلى $F_s' = 1.506MHz$دون فقدان للمعلومات.

الجدول (1) بارامترات تصميم نظام المحاكاة المقترح [8].

البارامتر	القيمة للنظام المرجعي	القيمة للنظام الممدد
تردد الحامل (المحاكاة)	$f_c = 77GHz$	$f_{sdr} = 5.8\text{GHz}$
عرض المجال الترددي	$\text{B} = 200MHz$	
دور النبضة chirp	$T_c = 50\mu s$	$T_c = 663.8\mu s$
معدل تكرار النبضة	$\text{PRI} = 60\mu s$	$\text{PRI} = 796.6\mu s$
عدد النبضات chirps لكل إطار	$N_{chirps} = 128$	
عدد العينات لكل تغريدة	$N_{samples} = 1000$	
دقة تمييز المدى	$\Delta\text{R} \approx 0.75\text{m}$	
دقة تمييز السرعة	$\Delta v = 0.25\ \text{m}/s$	
أقصى مدى واضح (لا لبس فيه)	$R_{max} = 200\text{m}$	
أقصى سرعة واضحة (لا لبس فيها)	$v_{max} = 50\text{m/s}$	
معدل أخذ العينات في المحول التماثلي الرقمي	$F_{S_ADC} = 20\ MHz$	1.506MHz
استطاعة الإرسال	$P_{Tx} = 10dBm$	
رقم الضجيج	$NF = 6dB$	
معامل تحويل التردد	$K = 5.8/77 \approx 0.075325$	

يمثل **زمن التماسك CPI** (Coherent Processing Interval) الفترة الزمنية التي تُرسَل وتُستقبَل خلالها مجموعة متتالية من التغريدات (النبضات)، ويعالجها الرادار معاً بشكل مترابط coherently. لاستخراج معلومات الدوبلر (سرعة الأهداف). في رادار FMCW، توفر

كل تغريدة (chirp) قياساً للمدى، وعبر إرسال سلسلة من التغريدات بفاصل زمني ثابت PRI (Pulse Repetition Interval) نستطيع قياس تغير الطور بينها والناتج عن حركة الهدف، وهذا التغير يُترجم إلى سرعة عبر إجراء تحويل فوريه (FFT) على طول التغريدات (البُعد البطيء).

- في النظام المرجعي (77GHz): كانت قيم $PRI = 60\ \mu s$، $N_{chirps} = 128$، وبالتالي زمن التماسك: $CPI_{ref} = 128 \times 60\ \mu s = 7.68\ ms$
- في نظام 5.8GHz بعد التمديد الزمني: $PRI_{sdr} = 796.6\ \mu s$ (أطول بمقدار $1/K \approx$ 13.28مرة)، و$N_{chirps} = 128$ (نفس العدد)، فيصبح زمن التماسك: $CPI_{sdr} = 128 \times 796.6\ \mu s = 101.96\ ms$.

يُحسب مقدار هجرة المدى النظري خلال زمن التماسك لنظام SDR، مُقاساً بعدد خلايا المدى. بالعلاقة:

$$mig = |v| \times CPI_{sdr}/range_{res} \quad (19)$$

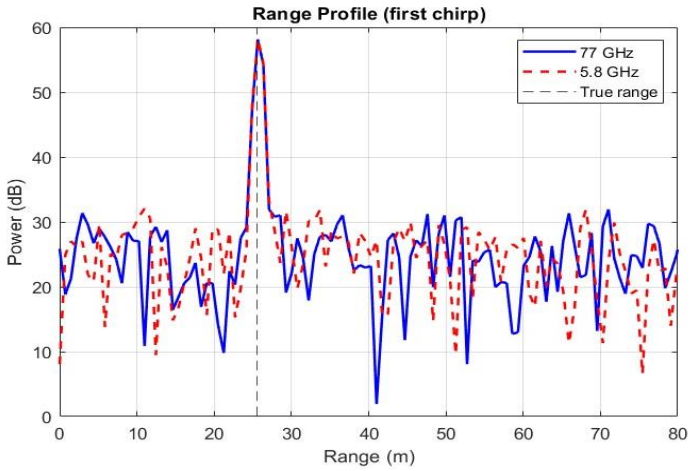
حيث $CPI_{sdr} = 101.96$ ms، و$range_{res} = 0.75m$ تمثل هذه القيمة كم خلية يتحركها الهدف ذو السرعة v أثناء فترة المعالجة في نظام 5.8GHz.

7. نتائج المحاكاة:

7.1.حالة هدف مفرد:

يتم تطبيق خطوات النهج المقترح في بيئة Matlab من أجل هدف مفرد يملك المواصفات التالية كمثال: المدى: $25.5m$، السرعة: $15.3m/s$، الزاوية: $-30°$.

يعرض الشكل (5) ملف تعريف المدى للتغريدة الأولى Chirp بالنسبة لنظام الرادار المرجعي 77GHz (باللون الأزرق) وبالنسبة لنظام الرادار 5.8GHz (باللون الأحمر المتقطع) وتظهر قيمة المدى النظرية للهدف بخط أسود منقط.

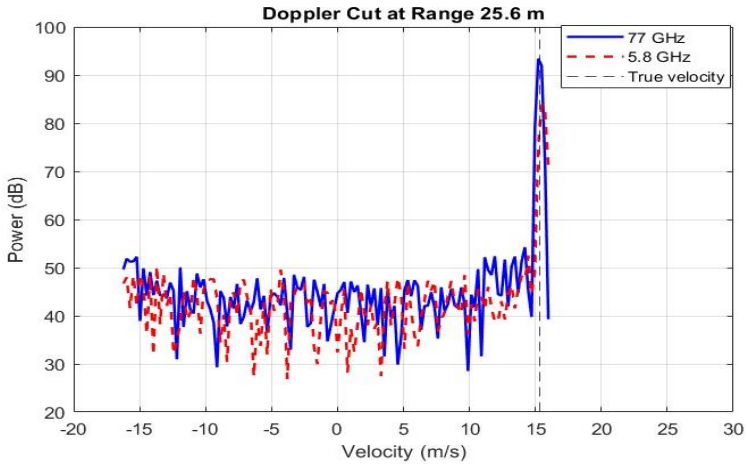


الشكل (5) ملف تعريف المدى للتغريدة الأولى Chirp.

يوضح الشكل (5) أن المنحنيان متطابقان تقريباً في شكل القمة الرئيسية والحزم الجانبية، لأن عرض الحزمة وميل التغريدة متماثلان بعد إجراء التمدد الزمني. ويعود الفرق الطفيف في مستوى استطاعة الإشارة للنظامين بسبب حركة الهدف خلال دور التغريدة. حيث يتغير المدى أثناء التغريدة في نظام SDR بسبب زيادة دور التغريدة. بالإضافة لإجراءات المعالجة الرقمية وتأثير الضجيج المتراكم.

نبين في الشكل (6) شريحة من خريطة المدى–دوبلر Range-Doppler Map عند مدى ثابت. فبعد معالجة مكعب البيانات، نحصل على مصفوفة ثنائية الأبعاد: تمثل الصفوف أقطاب المدى، وتمثل الأعمدة أقطاب السرعة (دوبلر). وعند اختيار صف (قطب مدى) معين، ورسم استطاعة الإشارة بدلالة السرعة، نحصل على طيف دوبلر للهدف (أو الأهداف) الموجود عند

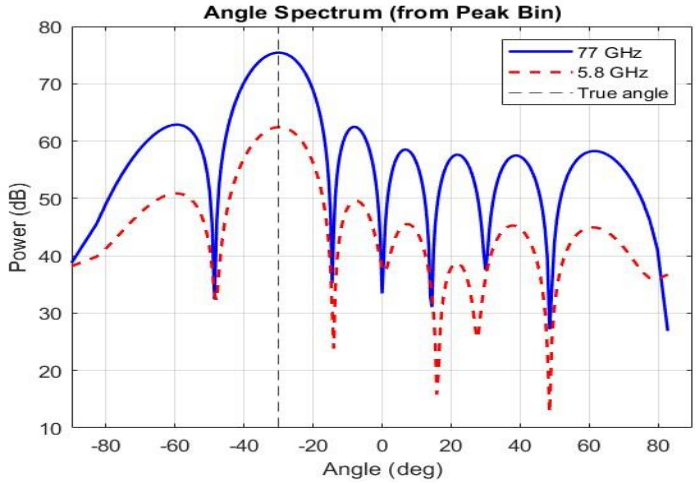
هذا المدى. وتم هنا رسم طيف دوبلر عند المدى الذي تم تقديره وقيمته 25.6m (وليس القيمة النظرية). والمقصود بالشريحة أو المقطع هو تثبيت أحد البُعدين لاستخراج منحنى يوضح شكل القمة وموقعها على البُعد الآخر، مما يساعد في فحص دقة التقدير وعرض الحزمة.



الشكل (6) Doppler Cut.

يظهر في الشكل (6) مقطع دوبلر عند قطب المدى الأقرب للهدف، وتظهر القمة عند قيمة السرعة الفعلية. ويلاحظ وجود قمة وحيدة تقع عند $15.3m/s$ لكلا النظامين. كما أن عرض الحزمة الرئيسية متماثل نتيجةً لتطابق دقة دوبلر.

يوضح الشكل (7) طيف الزاوية المقدر عند القطب المقابل لوجود الهدف، كما يظهر في الشكل خط منقط عند قيمة الزاوية الفعلية للهدف $-30°$.



الشكل (7) Angle Spectrum.

يلاحظ في الشكل (7) وجود قمة واضحة عند الزاوية $(-30°)$ متطابقة لكلا النظامين. ونلاحظ أن شكل الطيف والحزم الجانبية متماثلة، مما يعبر عن تماثل فرق المسير بين الهوائيات $d \cdot \sin\theta$ عند تغيير التباعد بين عناصر المصفوفة $d = \lambda/2$.

نبين في الجدول (2) قيم بارامترات الهدف المفرد التي تم تقديرها باستخدام نظام الرادار المرجعي، ونظام الرادار المكافئ المتوافق مع منصة SDR أي ذو التردد 5.8GHz. كما يعرض الجدول خطأ التقدير في القيمة المقاسة RMSE (Root Mean Square Error).

الجدول (2) قيم بارامترات الهدف المقدرة وأخطاء القياس.

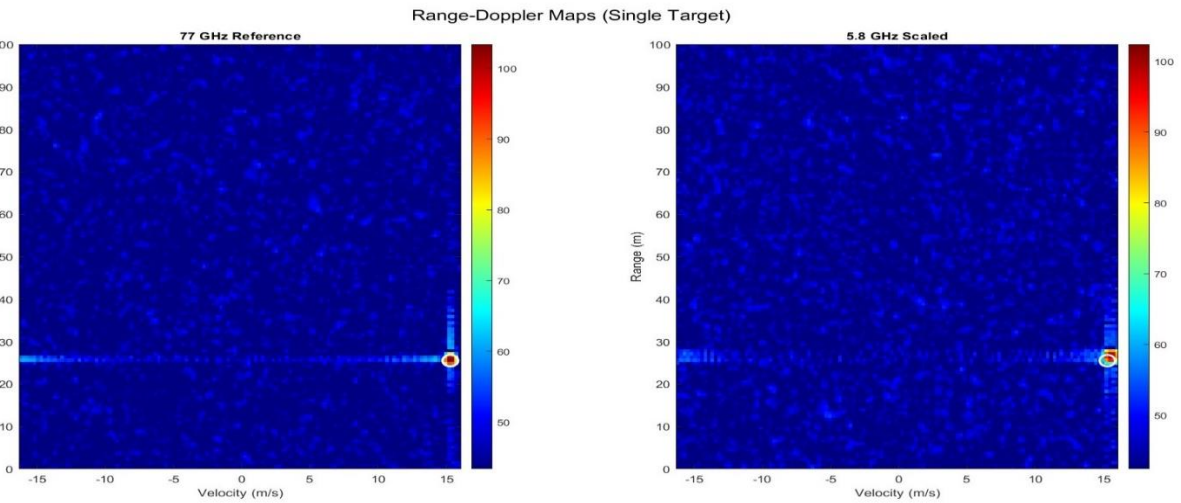
المعيار	القيمة الفعلية	القيمة المقدرة في نظام 77GHz	خطأ التقدير 77GHz RMSE	القيمة المقدرة في نظام 5.8GHz	خطأ التقدير RMSE 5.8GHz
تقدير المدى	25.50m	25.63	0.135m	26.37m	0.867m
تقدير السرعة	15.30m/s	15.22	0.081	15.47	0.173m/s
تقدير الزاوية	-30°	-30	0.082°	-30	0.454°

وتم حساب قيمة الخطأ RMSE من خلال إجراء 100 تجربة مونت كارلو Monte Carlo. يُعرف جذر متوسط مربع الخطأ RMSE بالعلاقة:

$$\text{RMSE} = \sqrt{\text{Bias}^2 + \text{Variance}} \quad (20)$$

حيث يمثل الانحياز Bais خطأ ثابت في كل القياسات، ويمثل التباين Variance خطأ عشوائي يتغير مع كل قياس ويتناقص مع زيادة نسبة SNR (أي مع زيادة استطاعة الإشارة).

ويبين الشكل (8) خريطة المدى_دوبلر بحالة وجود هدف واحد ضمن مجال رؤية الرادار.



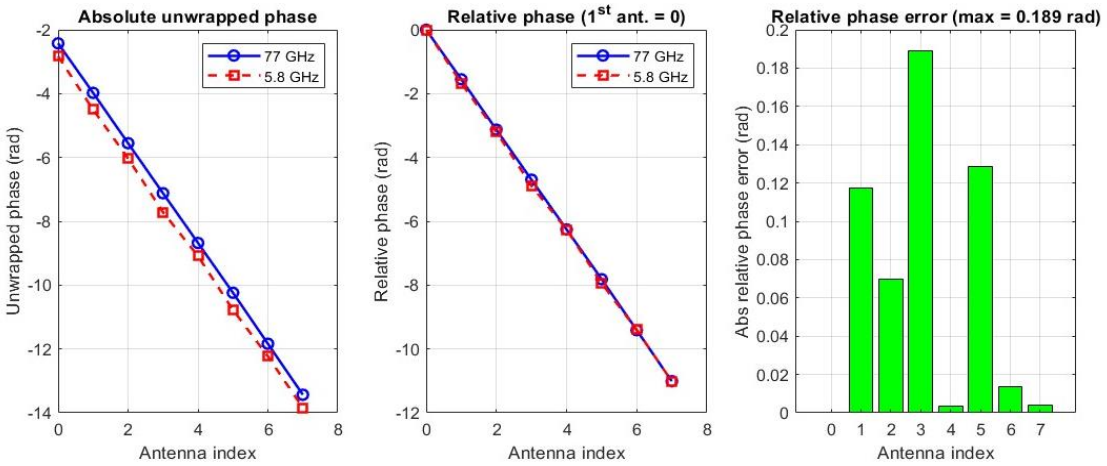
(a) (b)

الشكل (8) خريطة المدى دوبلر لحالة هدف مفرد بالنسبة (a) للنظام المرجعي، و(b) والنظام الممدد المكافئ. مع علامة بيضاء (o) على موقع الهدف الحقيقي.

يوضح الشكل (8) صورة حرارية لخريطة المدى–دوبلر ويظهر موقع الهدف محاطاً بدائرة بيضاء. في نظام الرادار المرجعي عند تردد 77GHz تتركز طاقة الهدف ضمن قطب مدى

واحد بينما في النظام المكافئ العامل عند تردد 5.8GHz يتوزع جزء من الطاقة على أكثر من قطب مدى بقيمة تقريبية 1.56m~ (أي 2.1 خلية أو قطب). مما يعكس هجرة مدى حقيقية خلال زمن التماسك البالغ 102ms. وهذا ما يوضح وجود فرق في تقدير المدى (0.87m~).

بعد فك unwrapping طور الإشارة المستقبلة من قبل عناصر مصفوفة الرادار، ومقارنة الطور النسبي (بطرح طور الهوائي الأول)، كان أقصى خطأ في الطور النسبي بين المنظومتين هو $0.018rad$ فقط. وهذا يدل على أن تغير الطور الذي يحدد زاوية الهدف محفوظ تماماً باستخدام النهج المقترح.



(a) (b)

(c)

الشكل (9) (a) الطور المطلق unwrapping، (b) الطور النسبي (بعد تعيين الهوائي الأول ليكون المرجعي)، (c) القيمة المطلقة لخطأ الطور النسبي بين النظامين.

يلاحظ من الشكل (9) أن الطور يتغير خطياً على طول مصفوفة الهوائيات. مع وجود خطأ لا يتجاوز 0.189rad وإن إجراء التمدد الزمني لا يضيف أي انحراف إضافي في الطور.

7.2.حالة أهداف متعددة:

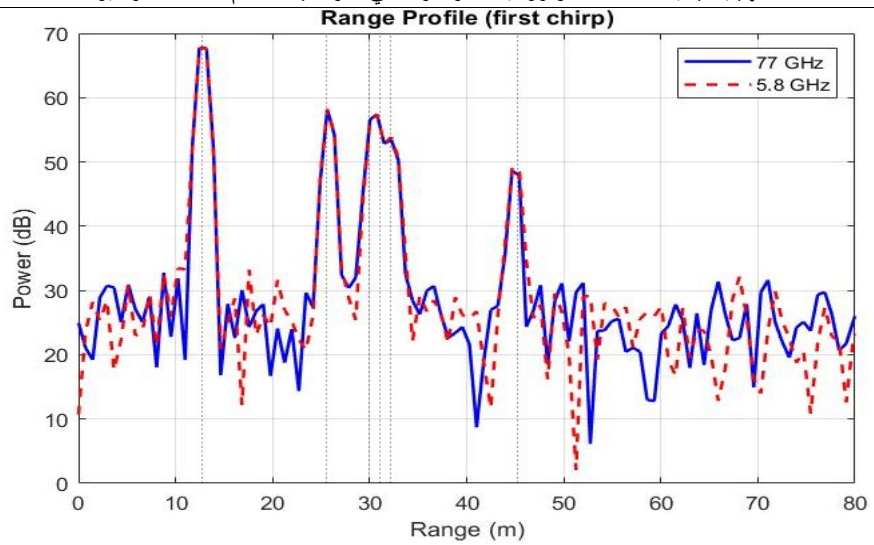
أُجريت محاكاة في بيئة Matlab للمنهجية المقترحة بحالة وجود عدة أهداف. حيث تم تحديد ستة أهداف افتراضية بالصيغة $[Range\ (m), Velocity\ (m/s), RCS\ (dBsm), init_phase\ (deg)]$، وتملك مواصفات مختلفة لاختبار أداء النظام في سيناريوهات متنوعة، كما هو موضح في الجدول (3). تم الأخذ بالاعتبار وجود أهدافاً قريبة وبعيدة، سريعة وبطيئة، قوية وضعيفة، بالإضافة إلى هدفين متقاربين في المدى (30.0m و31.0m) لاختبار قدرة التمييز في المدى للأهداف المتجاورة.

الجدول (3) مواصفات الأهداف المدروسة في المحاكاة [25].

الهدف	المدى (m)	السرعة (m/s)	الزاوية (°)	معامل RCS m^2	الطور الابتدائي (rad)
1	25.5	15.3	-30	1.0	0
2	45.2	-8.7	10	0.5	$\pi/4$
3	12.8	0.5	45	0.2	$\pi/2$
4	32.1	15.0	-15	0.8	π
5	30.0	10.0	60	0.3	$3\pi/2$
6	31.0	10.2	0	0.3	0

حيث RCS (Radar Cross Section) هو المقطع العرضي الرادار للهدف ويقدر بـ m^2. وهو يعبر عن مقطع الهدف الذي تنعكس عنه الإشارة.

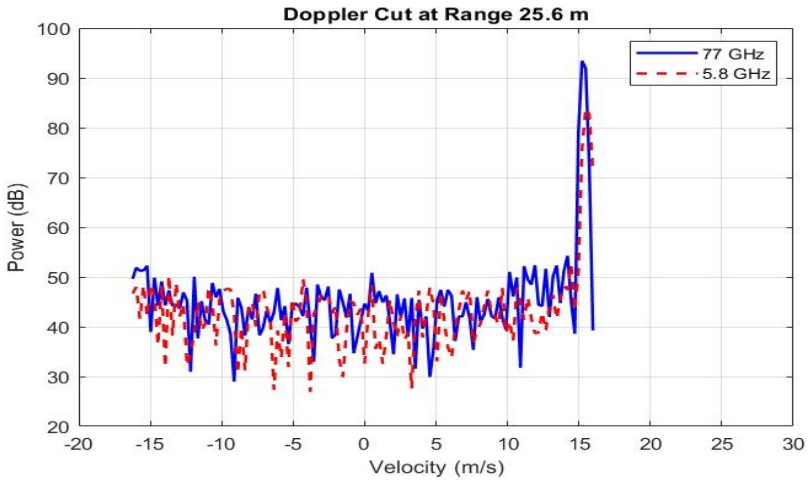
يوضح الشكل (10) ملف تعريف المدى للأهداف التي تم محاكاتها باستخدام كلا نظامي الرادار، مع بيان مواقع الأهداف الحقيقية بواسطة خطوط بلون أسود منقط.



الشكل (10) ملف تعريف المدى للأهداف.

يظهر في الشكل (10) القمم الـ 6 المقابلة للأهداف وتبدي القمم تطابقاً شكلياً، ويكون عرض الحزم متماثل أيضاً. تظهر اختلافات طفيفة في الاستطاعة نتيجة لاختلاف دور التغريدة (50us في النظام المرجعي مقابل 663.8us للنظام الممد المكافئ). وهذا ما يغير قيمة استطاعة الإشارة اللحظية قليلاً بسبب حركة الأهداف خلال دور التغريدة. وهذا يؤكد أن المنهجية المتبعة تحافظ على تردد النبض Beat Frequency ثابتاً، فلا يحدث إزاحة في قيمة المدى المُقدّر.

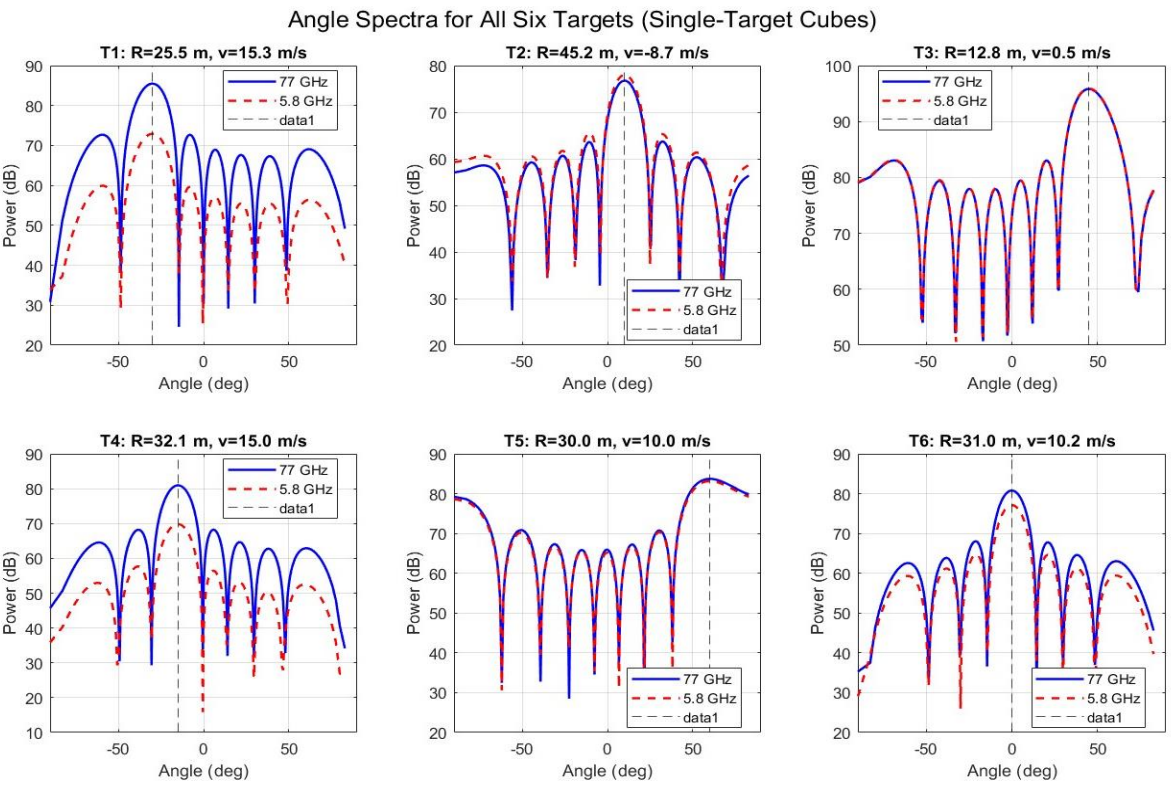
يبين الشكل (11) مقطع دوبلر للهدف الأول، والذي يتحرك بسرعة 15.3m/s مبتعداً عن الرادار.



الشكل (11) مقطع دوبلر عند الهدف الاول.

يوضح الشكل (11) قمة وحيدة عند 15.3m/s لكلا النظامين مع تطابق في الموقع. لأن تردد دوبلر يتناسب مع تردد الحامل في النظام المرجعي، ودور تكرار النبضات PRI تم تقسيمه على معامل التحويل K مما يجعل التردد بعد التحويل ثابتاً. ويظهر خطأ تقدير ضئيل كما هو موضح في الجدول (4)، ويكون عرض الحزمة متماثل (دقة دوبلر 0.025m/s).

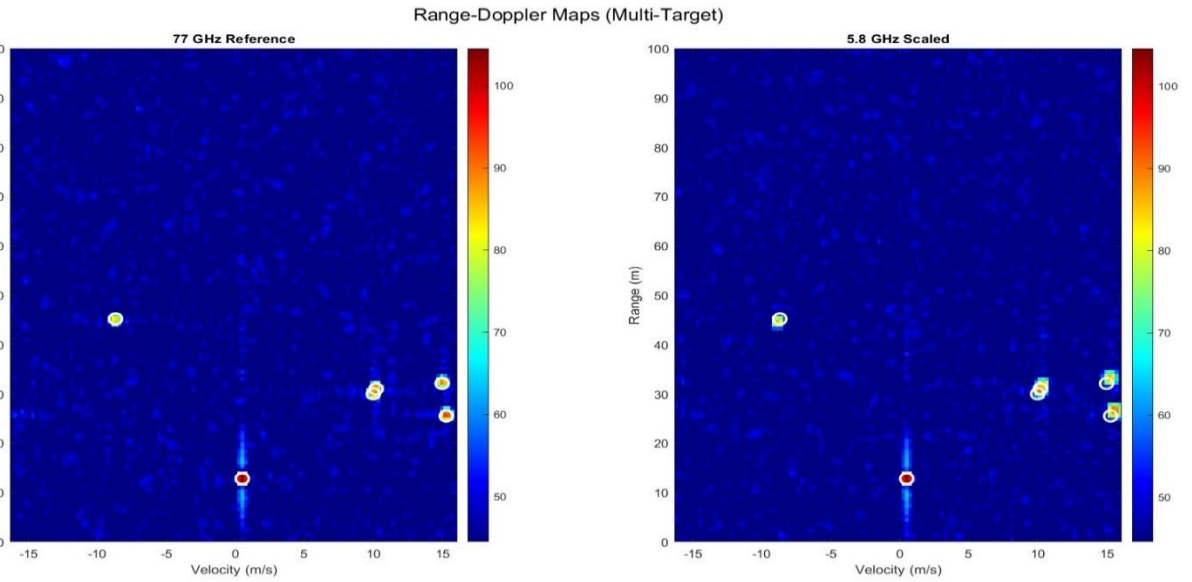
يوضح الشكل (12) طيف الزاوية لكل هدف من الأهداف الـ 6 عند قطب القمة الموافق لها. بالإضافة لخط منقط للموضع الزاوي الحقيقي للهدف.



الشكل (12) أطياف الزاوية لجميع الأهداف.

يتكون الشكل (12) من 6 أشكال جزئية توضح طيف الاستطاعة مقابل قيمة الزاوية مقدرة بالدرجات عند قيم المدى والسرعة لكل هدف. ونلاحظ تطابق القمم في النظام المرجعي، والنظام المكافئ المعتمد على SDR. ويعود ذلك لكون المسافة بين الهوائيات في النظام المكافئ صُممت بنفس نسبة الطول الموجي (lambda/2). فيبقى فرق الطور بين القنوات ثابتاً وبالتالي دقة تقدير الزاوية متماثلة.

يوضح الشكل (13) الخريطة الحرارية التي توضح تموضع الأهداف في خريطة المدى–دوبلر. ويظهر علامة دائرة بيضاء حول الهدف.

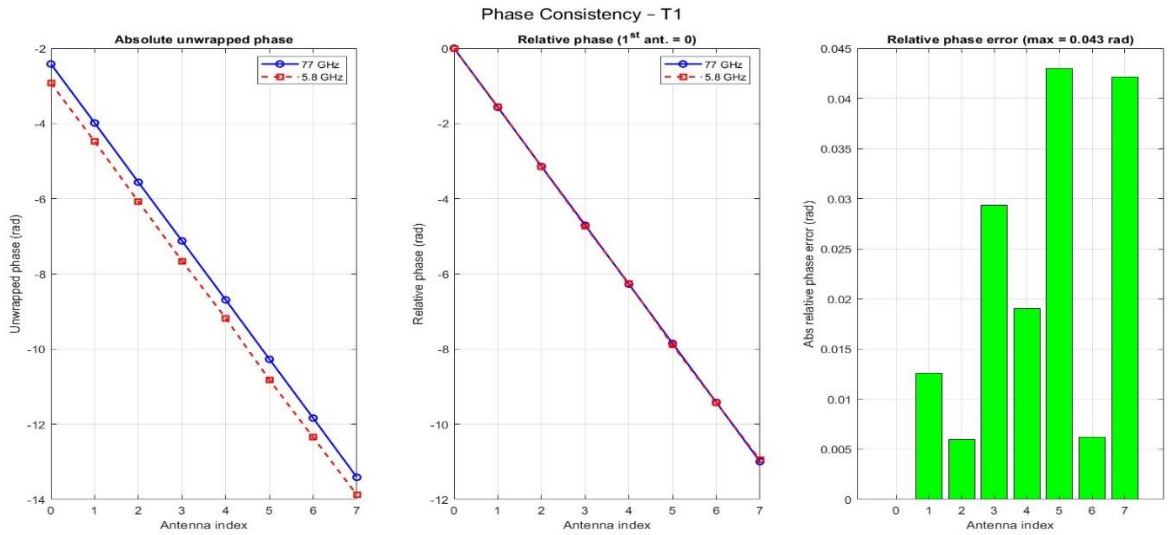


(a) (b)

الشكل (13) خريطة المدى–دوبلر بحالة وجود عدة أهداف (a) للنظام المرجعي، و(b) للنظام الممدد المكافئ.

تتمركز البقع المضيئة في الشكل (13) حول نفس المكان ضمن إحداثيات المدى والسرعة. وتظهر الأهداف ذات السرعات العالية منتشرة قليلاً على محور المدى بعدة خلايا. بينما تبقى الأهداف ذات السرعات المنخفضة متمركزة تقريباً. ويوضح الجدول (4) مقدار هجرة المدى للأهداف جميعها.

يوضح الشكل (14) أن الطور يتغير خطياً على طول عناصر المصفوفة مع وجود تطابق كبير. ويوضح الجدول (4) قيم الأخطاء المقابلة في تقدير زاوية كل هدف.



(a) (b)

(c)

الشكل (14) (a) الطور عبر مصفوفة الهوائيات للهدف الأول. (b) الطور المطلق unwrapped، و(c) الطور النسبي وفرق الطور النسبي المطلق باعتبار الهوائي الأول هو المرجعي.

يبين الشكل (14) أنه بعد فك unwrapping الطور ومقارنة الطور النسبي (بطرح طور الهوائي الأول)، وُجد أن أقصى خطأ في الطور النسبي بين المنظومتين هو $0.043\ rad$ (2.46°) فقط. وهي قيمة ضئيلة جداً مقارنة بمدى الطور الكلي 2π، ومهملة مقارنة بأخطاء الطور الناتجة عن الضجيج الحراري أو عدم توازن قنوات I/Q في أنظمة SDR الحقيقية، مما يؤكد حفاظ المنهجية على معلومات الطور بدقة عالية.

يلخص الجدول (4) تقديرات المدى والسرعة والزاوية لكل هدف من الأهداف الـ 6 الموضحة في الجدول (3). باستخدام كلا النظامين بالإضافة لأخطاء تقدير المدى وهجرة المدى المقابلة.

الجدول (4) قيم بارامترات الأهداف المقدرة وأخطاء القياس.

هجرة خلايا المدى	خطأ التقدير 5.8GHz	خطأ التقدير 77GHz	نظام 5.8GHz			نظام 77GHz			
			الزاوية (°)	السرعة (m/s)	المدى (m)	الزاوية °	السرعة m/s	المدى m	
2.08	0.87	0.13	-30.00	15.47	26.37	-30.00	15.22	25.63	
1.18	-0.52	-0.52	9.90	-8.88	44.68	9.90	-8.62	44.68	
0.07	0.38	-0.35	45.31	0.51	13.18	45.31	0.51	12.45	
2.04	0.86	0.13	-14.94	15.22	32.96	-14.94	14.97	32.23	
1.36	0.76	0.03	60.13	10.15	30.76	60.13	9.89	30.03	
1.39	0.49	0.49	0.0	10.40	31.49	0.0	10.15	31.49	

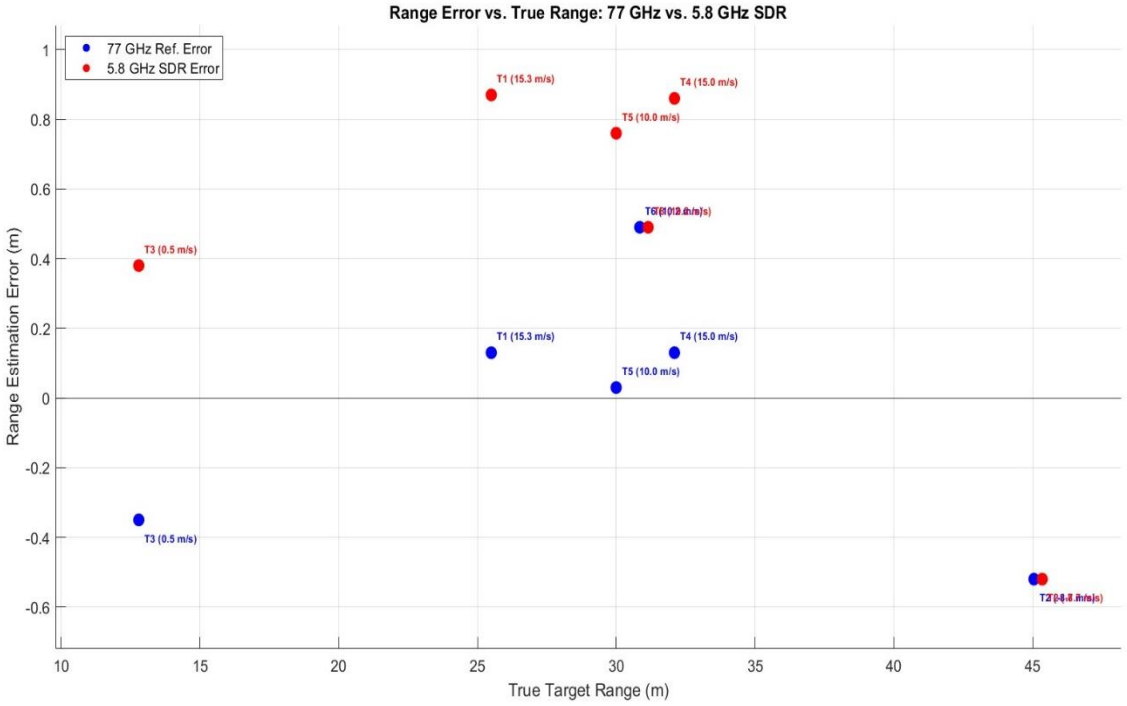
نلاحظ من الجدول (4) ما يلي:

1) تتراوح **أخطاء المدى** في النظام المرجعي 77GHz بين (0.13m_0.52m-) وبما أن المدى الحقيقي للأهداف ليس من المضاعفات الصحيحة لدقة خلية المدى (0.75m). لذا فإن أقرب قطب في محور المدى قد يبعد بمقدار نصف خلية تقريباً. وهذا الخطأ ناتج عن التكميم quantization وليس الضجيج. ويظهر في كلا النظامين بالتساوي عند غياب هجرة المدى كما في الهدف الثاني. ومن المهم التمييز بين خطأ التكميم Quantization Error الموجود في كلا النظامين، وخطأ هجرة المدى Range Migration Error الذي يظهر فقط في نظام SDR.

في المقابل أخطاء المدى في نظام SDR العامل عند تردد 5.8GHz تعكس هجرة المدى وهي تظهر بوضوح في الأهداف ذات السرعات العالية مثل الهدف الأول والرابع. ويعبر الخطأ الموجب أن الهدف قُدر على بعد أبعد من القيمة الحقيقية لمداه (الهدف يتحرك

مبتعداً عن الرادار وخلال زمن التماسك سيقطع مسافة 1.56m تقريباً 2.04 خلية). وتتوزع طاقة الهدف على عدة خلايا مدى. أي متوسط قدرة الإشارة ينزاح نحو المدى الأبعد، وهذا يؤدي لإزاحة القمة المقابلة لوجود الهدف بنصف أقصى هجرة. وهذا التأثير لن يظهر في نظام رادار 77GHz لأن زمن التماسك يبلغ $CPI_{ref} = 7.68ms$ فقط والهجرة أقل من 0.1 خلية. وفي الأهداف ذات السرعات المنخفضة من الهدف الثالث تكون هجرة المدى شبه معدومة. ويبين الشكل (15) أخطاء تقدير المدى بالنسبة لقيمة المدى الفعلية للأهداف المدروسة.

2) تكون **أخطاء السرعة** صغيرة في كلا النظامين ولا يوجد فروقات بينهما لأن معالجة دوبلر لم تتأثر بالتمدد الزمني.
3) قيم **تقديرات الزاوية** دقيقة في كلا النظامين مع أخطاء أقل من درجة. باستثناء الهدف الرابع بسبب الضجيج وقرب هدف آخر منه.



الشكل (15) خطأ تقدير المدى في النظام المرجعي والنظام الممدد بالمقابل للمدى الحقيقي للهدف.

كلما كانت قيمة هجرة المدى صغيرة (أي أقل من 0.5 خلية مثلاً) سيتطابق خطأ المدى بين النظامين. وكلما كانت قيمة هجرة المدى أكبر سيظهر انزياح لقيمة المدى في نظام الرادار المكافئ العامل عند تردد 5.8GHz. وهذا الانزياح ناتج عن كبر زمن التماسك ويمكن توقعه ومعايرته في خطوات لاحقة.

8. مقارنة مع الدراسات السابقة

تختلف المنهجية المقترحة في جوهرها عن الحلول الموجودة في الدراسات السابقة. ففي أنظمة المحاكاة التجارية HIL مثل dSPACE و NI، يمثل جهاز الرادار النهائي صندوق أسود عبر

تقنيات DRFM وتحويل التردد. بينما تتيح المنهجية المقترحة الوصول إلى البيانات الرقمية الخام، وتعديل خوارزميات المعالجة. وبالمقارنة مع واجهات الموجات المليمترية المخصصة لـ SDR [8] أو منصات الاتصالات والرادار المشتركة JRC عند 60GHz [10]، لا تتطلب هذه الطريقة أي عتاد إضافي mmWave Front-end، مما يبقي التكلفة منخفضة. أما بالنسبة لمحاكي الأهداف القائم على DRFM وSDR [9]، فهو موجه لاختبار أداء الرادار المكتمل، بينما المنهجية المقترحة تستهدف تطوير خوارزمياته الداخلية. وأثبتت هذه الدراسة أن إجراء تمديد زمني–مكاني واحد يمكنه أن يحافظ على مواقع الأقطاب الطيفية، وهو إطار رياضي يسد الفجوة بين ترددات SDR ورادارات 77GHz.

9. الخاتمة والتوصيات

تقترح هذه الدراسة منهجية جديدة تقوم على تمديد زمني ومكاني متسق لشكل الموجة ومصفوفة الهوائيات، بحيث تعمل خوارزمية المعالجة الأصلية (المصممة لـ 77GHz) دون أي تعديل وتُقدر قياسات المدى والسرعة والزاوية الصحيحة مباشرة. وأظهرت النتائج تطابقاً تاماً في تقدير السرعة والزاوية، بينما لوحظ خطأ صغير في المدى 0.87m~ يقتصر على الأهداف السريعة، وهو ناتج عن هجرة المدى خلال زمن التماسك المديد لمنصة SDR. توفر المنهجية إطاراً رياضياً كاملاً لإثبات تطابق مواقع الأطياف، وتُظهر أن استخدام مصفوفة بنصف الطول الموجي عند تردد منصةSDR يحقق الشرط المكاني تلقائياً، مما يبسط التطبيق العملي. تمثل هذه الدراسة حلاً منهجياً متكاملاً لمشكلة (اختبار خوارزميات 77GHz على منصات SDR منخفضة التردد دون تعديل الخوارزمية). ونوصي بالأعمال المستقبلية التالية:

1. دراسة تطبيق تقنيات متقدمة مثل تحويل كيستون Keystone Transform لتصحيح هجرة المدى واستعادة دقة المدى المثلى في نظام SDR.

2. تنفيذ المنهجية على منصة SDR فعلية (مثل USRP) عند 5.8GHz مع أهداف حقيقية ومقارنة النتائج بالمحاكاة من أجل التحقق التجريبي.
3. دراسة استخدام أشكال موجية أخرى مثل الموجة المستمرة ذات التردد المتدرج SFCW لجمع مجال عريض مكافئ يتجاوز حدود عرض المجال اللحظي لمنصة SDR.
4. دراسة تأثير تشوهات أجهزة SDR الحقيقية (مثل عدم توازن I/Q وضجيج الطور) على دقة المنهجية المقترحة.

10. المراجع:

[1] T. Antes, T. Zwick, and B. Nuss, “On the Accuracy of Range Estimation with Doppler Influence in FC-FMCW: Benefits and Limitations,” 2025. [Online]. Available: https://ieeexplore.ieee.org

[2] M. C. Budge, Jr. and S. R. German, *Basic Radar Analysis*, 2nd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2020.

[3] R. Feger, C. Wagner, S. Schuster, S. Scheiblhofer, H. Jager, and A. Stelzer, “A 77-GHz FMCW MIMO radar based on an SiGe single-chip transceiver,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1020–1035, May 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2017254.

[4] S. Oncu, M. Karakaya, Y. Dalveren, A. Kara, and M. Derawi, “Real-Time Radar Classification Based on Software-Defined Radio Platforms: Enhancing Processing Speed and Accuracy with Graphics Processing Unit Acceleration,” *Sensors*, vol. 24, no. 23, Dec. 2024, doi: 10.3390/s24237776.

[5] I. Ivanov and K. Aleksandrova, “Design and Implementation of Software-Defined Doppler Radar,” in *Vide. Tehnologija. Resursi - Environment, Technology, Resources*, Rezekne Higher Education Institution, 2024, pp. 105–108. doi: 10.17770/etr2024vol3.8159.

[6] A. Flores, R. Alvarez, P. Lupera, C. Tipantuña, R. Llugsi, and F. Lara, “Real-Time Speed Measurement of Moving Objects with Continuous Wave Doppler Radar Using Software-Defined Radio: Implementation and Performance Analysis,” *Electronics (Switzerland)*, vol. 14, no. 21, Nov. 2025, doi: 10.3390/electronics14214225.

[7] H. Park, M. Kim, Y. Jung, and S. Lee, “Method for Improving Range Resolution of Indoor FMCW Radar Systems Using DNN,” *Sensors*, vol. 22, no. 21, Nov. 2022, doi: 10.3390/s22218461.

[8] J. Hasch, E. Topak, R. Schnabel, T. Zwick, R. Weigel, and C. Waldschmidt, "Millimeter-wave technology for automotive radar sensors in the 77 GHz frequency band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 3 PART 2, pp. 845–860, Mar. 2012, doi: 10.1109/TMTT.2011.2178427.

[9] A. Smolyakov and A. Podstrigaev, "SOFTWARE-DEFINED RADAR TARGET SIMULATOR WITH DRFM FOR AUTOMATED RADARS TESTING," *Automation and modeling in design and management*, vol. 2021, no. 3–4, pp. 39–48, Dec. 2021, doi: 10.30987/2658-6436-2021-3-4-39-48.

[10] C. D. Ozkaptan, H. Zhu, E. Ekici, and O. Altintas, "Software-Defined MIMO OFDM Joint Radar-Communication Platform with Fully Digital mmWave Architecture," Feb. 2023, [Online]. Available: http://arxiv.org/abs/2302.05812

[11] E. Jirousek, S. Tertinek, and H. Arthaber, "Deriving Effects of IQ-Imbalance on Phase-and Amplitude Noise in Radars," in *Proceeding - 2024 International Conference on Radar, Antenna, Microwave, Electronics, and Telecommunications, ICRAMET 2024*, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2024, pp. 153–156. doi: 10.1109/ICRAMET62801.2024.10809239.

[12] J. Gamba, "Signals and Communication Technology Radar Signal Processing for Autonomous Driving." [Online]. Available: http://www.springer.com/series/4748

[13] H. L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory: Radar-Sonar Processing and Gaussian Signals in Noise*.2021. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc.

[14] B. R. . Mahafza, *Radar systems analysis and design using MATLAB*. Chapman and Hall/CRC, 2016.

[15] M. C. Budge, Jr. and S. R. German, *Basic Radar Analysis*, 2nd ed. Norwood, MA, USA: Artech House, 2020.

[16] A. Rudolf Ganis and D.-I. Volker Ziegler, “Architectures and Algorithms for the Signal Processing of Advanced MIMO Radar Systems,” 2016.

[17] A. N. Kashyap and A. Madanmohan, "Identifiable Radar Reflectors For Automotive Pedestrian Safety," Master's thesis, Master's Programme in Embedded and Intelligent Systems, Halmstad University, Halmstad, Sweden, 2020.

[18] N. E. Kohls, "Software Defined Radio Short Range Radar," Master's thesis, Dept. Elect. Comput. Eng., Brigham Young University, Provo, UT, USA, 2021.

[19] Y. Xiao, “Selected Problems of High-Resolution Automotive Imaging Radar,” 1988.

[20] N. Long, K. Wang, R. Cheng, K. Yang, W. Hu, and J. Bai, “Assisting the visually impaired: multitarget warning through millimeter wave radar and RGB-depth sensors,” *J. Electron. Imaging*, vol. 28, no. 01, p. 1, Feb. 2019, doi: 10.1117/1.jei.28.1.013028.

[21] A. Nüßlein, "Multipath Modelling for 60 GHz Short Range Radar," Bachelor's thesis, Dept. Math., Lund University, Lund, Sweden, 2021.

[22] S. Kumar, "Architecture for simultaneous multi-standard software defined radio receiver," Ph.D. dissertation, Sorbonne Université, Paris, France, 2019. Accessed: Jun. 11, 2026. [Online]. Available: archives-ouvertes.fr

[23] M. M. Hill, “Developing a Generic Software-Defined Radar Transmitter using GNU Radio,” 2012.

[24] R. Akeela and B. Dezfouli, “Software-defined Radios: Architecture, State-of-the-art, and Challenges,” Apr. 2018, [Online]. Available: http://arxiv.org/abs/1804.06564

[25] C. Rai, H. Singh, and A. Chattopadhyay, “Multi-target Range, Doppler and Angle estimation in MIMO-FMCW Radar with Limited Measurements,” Sep. 2025, [Online]. Available: http://arxiv.org/abs/2502.01147

[26] Y.-K. Kwag, J.-S. Jung, I.-S. Woo, and M.-S. Park, “Modern Software Defined Radar (SDR) Technology and Its Trends,” *Journal of electromagnetic engineering and science*, vol. 14, no. 4, pp. 321–328, Dec. 2014, doi: 10.5515/jkiees.2014.14.4.321.

[27] F. A. Farinha, A. Simões De Carvalho, H. J. Almeida Da Silva, A. Da, and S. Cruz, “Implementation of a RADAR system on a software defined radio platform,” 2018.

[28] K. Hussein, A. S. I. Amar, A. Zekry, and M. Abouelatta, "Design and Implementation of SDR Platform for Radar Applications," in *Proceedings of the 2023 International Telecommunications Conference (ITC-Egypt)*, Cairo, Egypt, 2023, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITC-Egypt58155.2023.10206266.

تطوير تقنية لتخمين القناة باستخدام الشبكات العصبونية في أنظمة Cell-Free Massive MIMO

م. علي جحى: طالب دكتوراه – هندسة اتصالات – جامعة حمص – كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية – قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات.

د.م إسبر ابرهيم: أستاذ – جامعة حمص – كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية – قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات.

د.م مازن يوسف: مدرس – جامعة حمص – كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية – قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات.

الملخص:

يهدف هذا البحث إلى تطوير تقنية لتخمين القناة (Channel Estimation) في أنظمة الاتصال الخالية من الخلايا (Cell–Free Massive MIMO) باستخدام الشبكات العصبونية (Neural Networks)، ومقارنتها مع التقنيات التقليدية مثل المربعات الصغرى (Least Squares – LS) والحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ (Minimum Mean Square Error – MMSE).

تم إنشاء بيئة محاكاة واقعية تتضمن نموذج قناة يعتمد على خفوت رايلي (Rayleigh fading) مع أخذ كل من فقد المسار (Path Loss) والظلال (Shadowing) بالاعتبار وفق نموذج الانتشار المعتمد في هيكلية 3GPP. كما تم استخدام رموز دليلية متعامدة (Orthogonal Pilots) للحد من التداخل بين المستخدمين. حيث قمنا بتصميم شبكة عصبونية أمامية (Feedforward Neural Network) مكونة من طبقتين مخفيتين بـ 64 و 128 عقدة على التوالي، مع حجم إدخال يبلغ 51200 ميزة (ناتج من 20 مستخدم × 40 نقطة وصول × 64 حامل فرعي). تم تدريب الشبكة باستخدام 800 عينة تدريب، مع تقسيم البيانات بنسبة 80% تدريب، 10% تحقق، و10% اختبار.

أظهرت نتائج البحث أن الشبكة العصبونية المقترحة حققت تفوقاً كبيراً على تقنيتي LS و MMSE عبر جميع قيم SNR، حيث سجلت أقل قيم للخطأ المربع الأصغري المسوى NMSE وتميزت بمنحنى

أكثر استقامة وانحدار أقل، مما يدل على مقاومة أفضل ضد الضجيج. كما حافظت الشبكة المقترحة على تفوقها من حيث الكفاءة الطيفية SE، مع فجوة أداء تتسع مع زيادة SNR، وتؤكد هذه النتائج جدوى استخدام الشبكات العصبونية في تخمين القناة لأنظمة CFMM. استغرقت عملية التدريب 4 دقائق و15 ثانية فقط، مع تدرج نهائي صغير جداً ($6.5x10^{-10}$) يشير إلى الوصول إلى الحد الأمثل.

تشير نتائج البحث إلى أن دمج تقنيات الذكاء الاصطناعي في تخمين القناة هو نهج واعد لتحسين أداء شبكات الجيل الخامس وما بعده، خاصةً في ظروف التشغيل الصعبة التي تتطلب دقة عالية.

كلمات مفتاحية:

نظام Cell-Free Massive MIMO، تخمين القناة، الشبكات العصبونية، الخطأ المربع الأصغري المسوى NMSE.

Developing channel Estimation technique using neural networks in Cell-Free Massive MIMO systems

Ali Jeha: Doctoral Student – Communication Engineering – Homs University - Faculty of Mechanical and Electrical Engineering - Department of Electronics and Communications Engineering.

Dr. Esper Ibrahim: Doctor - Homs University - Faculty of Mechanical and Electrical Engineering -Department of Electronics and Communications Engineering.

Dr. Mazen Yousef: Doctor - Homs University - Faculty of Mechanical and Electrical Engineering -Department of Electronics and Communications Engineering.

Abstract:

This research aims to develop a technique for channel estimation in cell-free massive MIMO (CFMM) communication systems using neural networks, and to compare it with traditional techniques such as least squares (LS) and minimum mean square error (MMSE).

A realistic simulation environment was created, incorporating a Rayleigh fading channel model that considered both path loss and shadowing, in accordance with the 3GPP diffusion model. Orthogonal pilots were also employed to minimize user interference. A feedforward neural network was designed with two hidden layers of 64 and 128 nodes, respectively, with an input size of 51,200 features (resulting from 20 users × 40 access points × 64 subcarriers). The network was trained using 800 training samples, with the data divided into 80% training, 10% validation, and 10% testing.

The research results showed that the proposed neural network significantly outperformed both LS and MMSE techniques across all SNR values, exhibiting the lowest NMSE values and a straighter, less steep curve, indicating better noise resistance. The proposed network also maintained its

superior spectral efficiency, with a performance gap that widened as the SNR increased. These results confirm the feasibility of using neural networks for channel estimation in CFMM systems. The training process took only 4 minutes and 15 seconds, with a very small final gradient (6.5 × 10□¹□) indicating optimality.

The research results indicate that integrating artificial intelligence techniques into channel estimation is a promising approach to improving the performance of 5G and beyond networks, especially in challenging operating conditions that require high accuracy.

Key words:

Cell-Free Massive MIMO, Channel Estimation, Neural Networks, Normalized Mean Square Error (NMSE).

1- المقدمة

شهدت السنوات القليلة الماضية تطوراً كبيراً في تقنيات الاتصالات اللاسلكية، حيث تم الاعتماد بشكلٍ أساسي على شبكات الاتصالات اللاسلكية النقالة لتلبية الطلب المتزايد على البيانات.

وقد ظهرت أنظمة الاتصالات النقالة في بداية الثمانينيات من القرن العشرين، وعرفت تجارياً باسم الجيل الأول (1G) والذي كان يقدم خدمات الصوت فقط، ومع بداية التسعينيات من القرن الماضي، ظهر الجيل الثاني الذي قدم خدمات الرسائل القصيرة (SMS) والبيانات بالإضافة إلى الخدمات الصوتية، وفي مطلع الألفية الجديدة ظهر الجيل الثالث (3G) الذي وفر وصولاً لأنترنت أكثر سرعة، وفي عام 2010 تم إطلاق الجيل الرابع (4G) الذي وفر زيادة كبيرة في معدلات البيانات (Data rate)، لتلبي متطلبات المستخدمين المتزايدة.

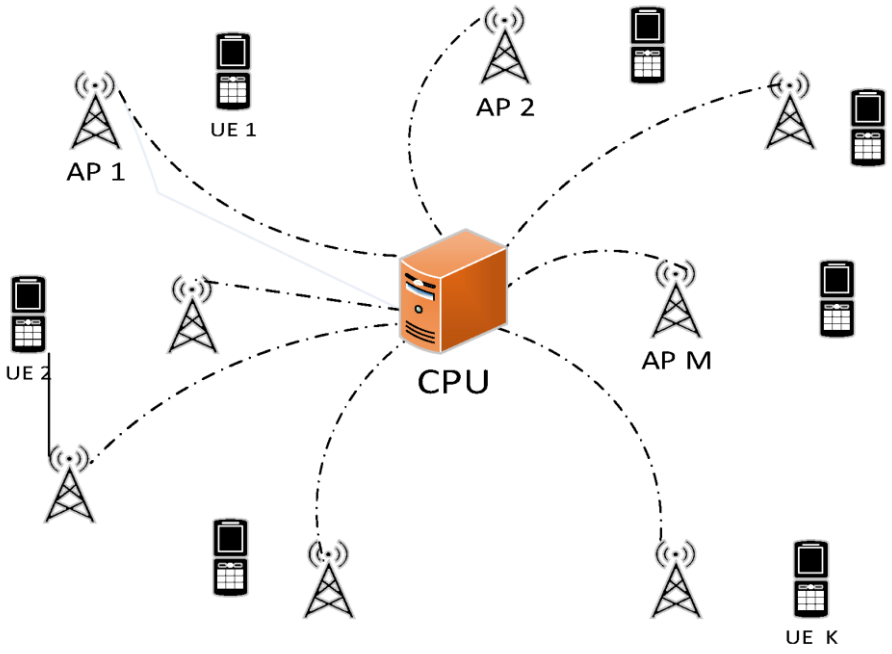
في عام 2020، ظهر الجيل الخامس من الاتصالات والذي ترافق مع ظهور العديد من التطبيقات الحديثة في مجال الاتصالات اللاسلكية مثل إنترنت الأشياء (IoT)، والاتصالات ذات الموثوقية العالية وزمن التأخير المنخفض (URLLC)، والواقع المعزز (Augmented Reality) والواقع الافتراضي (Virtual Reality).

مما دفع إلى تطوير تقنيات أكثر كفاءة لتلبية هذه المتطلبات المتزايدة، ومن أبرز هذه التقنيات نظام الهوائيات المتعددة المداخل والمخارج الكثيفة Massive MIMO والذي تم اعتماده كتقنية أساسية ضمن أنظمة الجيل الخامس (5G).

وكما هو معلوم، تعتمد تقنية Massive MIMO بشكلٍ أساسي على وجود عدد كبير جداً من الهوائيات ضمن محطة القاعدة مما يمكنها من خدمة عدد كبير من المستخدمين بشكلٍ متزامن، وهذا ما يؤدي إلى زيادة كبيرة في الكفاءة الطيفية (Spectral Efficiency) وزيادة في معدل نقل البيانات (Data Rate).

لكن هذه التقنية تعاني من بعض القيود مثل التداخل بين الخلايا (Inter-Cell Interference) وضعف التغطية عند حواف الخلية (Cell-Edge Users) [1].

وللتغلب على هذه القيود، ظهرت الحاجة إلى نموذج جديد لا يعتمد على مفهوم الخلايا، بل يستند إلى فكرة أن عدد كبير من نقاط الوصول الموزعة ضمن المنطقة المراد تخديمها تتعاون معاً لخدمة كل مستخدم مما يؤدي إلى تخفيض التداخل بشكلٍ كبير نتيجة التعاون بين نقاط الوصول وتقديم خدمة جيدة ومعدلات بيانات عالية للمستخدمين المختلفين، وقد عرفت هذه التقنية باسم تقنية الهوائيات المتعددة الكثيفة الخالية من الخلايا (Cell Free Massive MIMO)، ويوضح الشكل (1) مخططاً عاماً لهذه التقنية [2].



الشكل (1) – معمارية شبكة نظام الاتصال Cell-Free Massive MIMO

تلعب عملية تخمين القناة دوراً أساسياً وهاماً في معالجة الحزمة الأساسية ضمن أنظمة الاتصالات اللاسلكية، وكلما كانت نتائج تخمين القناة أدق كلما كانت نتائج المعالجة اللاحقة أفضل.

مما يعني أن نجاح عملية تخمين القناة يوفر أداءً أفضل للعمليات اللاحقة مثل تشكيل الحزمة (Beamforming)، وتخصيص الموارد (Resource Allocation)، وإلغاء التداخل (Interference Cancellation). وبالتالي، فإنه من الضروري الحصول على نتائج دقيقة لضمان عمل النظام بالشكل الأمثل والحفاظ على معدلات بيانات عالية وجودة خدمة كما هو مرغوب.

ومع التطور الكبير في مجالات الذكاء الاصطناعي (Artificial Intelligence – AI) والتعلم العميق (Deep Learning)، بدأ الباحثون في اختبار إمكانية استخدام الشبكات العصبونية الاصطناعية (Artificial Neural Networks – ANNs) لتخمين القناة [3].

2- مراجعة الأدبيات (Literature Review)

2-1 تخمين القناة في الأنظمة اللاسلكية التقليدية

يعد نجاح عملية تخمين القناة بدقة عالية من أبرز التحديات التي تؤثر على أداء نظام الاتصال اللاسلكي، حيث تعتبر القناة اللاسلكية بيئة متغيرة تتأثر بالعديد من العوامل المحيطة بما في ذلك:

- **تعدد المسارات (Multipath):** عندما تصل الإشارة من المرسل إلى المستقبل عبر عدة مسارات بأطوال مختلفة.
- **الخفوت (Fading):** وله نوعان رئيسيان: خفوت سريع (Fast Fading) أو خفوت بطيئ (Slow Fading).
- **الضجيج (Noise):** يتم افتراضه عادةً من نوع الضجيج الأبيض الغوصي المضاف (AWGN).
- **التداخل (Interference):** وينتج بشكلٍ رئيسي عن الإشارات المخصصة للمستخدمين الآخرين أو عن أنظمة لاسلكية أخرى تعمل في نفس المنطقة الجغرافية.

وهناك العديد من الطرق التقليدية المستخدمة لتخمين القناة، من أبرزها:

- **تقنية المربعات الصغرى (Least Squares – LS):**

تعرف هذه التقنية بأنها أسلوب رياضي بسيط يهدف إلى إيجاد أقرب قيمة ممكنة لخصائص القناة (Channel Gains) من خلال تقليل الفرق بين الإشارة المستلمة والإشارة المتوقعة. وتتميز بشكلٍ أساسي بالبساطة وسهولة التنفيذ، لكنها تعاني من ضعف الأداء عند انخفاض نسبة الإشارة إلى الضجيج SNR.

- **تقنية الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ – (Minimum Mean Square Error :MMSE)**

تعتبر MMSE تقنية متقدمة لتخمين القناة اللاسلكية، وتعتبر أكثر دقة من طريقة المربعات الصغرى (LS) لأنها تأخذ في الاعتبار تأثير الضجيج (Noise) والخصائص الإحصائية للقناة وهو ما يصعب تحقيقه خاصةً في البيئات التي يكون فيها مستوى الضجيج عالياً (Low SNR)، حيث تنجح في ترشيح الضجيج بدلاً من تضخيمه.

2-2 تخمين القناة في Massive MIMO

مع ظهور أنظمة الهوائيات المتعددة الكثيفة Massive MIMO، أصبحت عملية تخمين القناة عملية صعبة ومعقدة بشكلٍ كبير نظراً للعدد الكبير من الهوائيات في محطة القاعدة وعدد المستخدمين الكبير المطلوب التعامل معهم في نفس الوقت. وقد تناولت العديد من الدراسات هذا الموضوع:

- **Marzetta (2010) [4]:** وضع الأساس النظري لـ Massive MIMO، وأوضح أن زيادة عدد الهوائيات يؤدي إلى تحسين كبير في السعة (Capacity)، لكنه أشار أيضاً إلى أن دقة تخمين القناة تمثل تحدياً رئيسياً.
- **Ngo et al. (2013) [5]:** درس هذا المرجع أداء خوارزميات LS و MMSE في أنظمة Massive MIMO، وأظهر أن تقنية MMSE تتفوق بالأداء على تقنية LS لكنها تتطلب معرفة مسبقة بإحصائيات القناة.

3-2 Cell-Free Massive MIMO وتحديات تخمين القناة:

ظهر مفهوم Cell–Free Massive MIMO كحل لمشكلات التداخل وضعف التغطية في أنظمة Massive MIMO التقليدية. حيث يتم في هذا النموذج توزيع عدد كبير من نقاط الوصول عبر منطقة جغرافية واسعة، ويتم تخديم المستخدمين بشكلٍ متزامن وبتنسيق بين نقاط الوصول المختلفة.

- **Björnson & Sanguinetti (2020) [6]:** قدم هذا البحث دراسة شاملة حول نظام Cell–Free Massive MIMO، وأشار إلى أن تخمين القناة يمثل تحدياً كبيراً وهاماً مقارنةً بأنظمة Massive MIMO التقليدية، نظراً للتوزيع الجغرافي الواسع والتداخل المعقد بين المستخدمين.
- **Ngo et al. (2017) [7]:** أشار هذا البحث إلى أن تقنيات تخمين القناة التقليدية مثل LS و MMSE قد لا تكون كافية في بيئات Cell–Free Massive MIMO، خصوصاً عند وجود عدد كبير من المستخدمين ونقاط الوصول.

2-4 استخدام تقنيات الشبكات العصبونية في تخمين القناة

مع التطور الكبير في مجال الذكاء الاصطناعي، بدأ الباحثون في استكشاف إمكانية استخدام الشبكات العصبونية الاصطناعية (ANNs) والشبكات العميقة (DNNs) لتخمين القناة [3].

- **Ye et al. (2018) [8]:** اقترح هذا البحث استخدام الشبكات العصبونية العميقة (DNN) لتخمين القناة في أنظمة OFDM، وأظهرت النتائج أن هذه الشبكات يمكن أن تحقق أداءً أفضل من LS وMMSE.
- **P. Dong et al. (2019) [9]:** استخدم هذا البحث الشبكات العصبونية المطوية (CNNs) لتخمين القناة، وأثبتت النتائج أن CNNs قادرة على التعرف على الخصائص المكانية للقناة بشكلٍ فعال.
- **Huang et al. (2023) [10]:** طبق هذا البحث التعلم العميق بشكلٍ خاص على أنظمة Cell-Free Massive MIMO، مؤكداً جدوى هذا الاتجاه.

- **A. K. Gizzini et al. (2024) [11]:** درس هذا البحث استخدام الشبكات العصبونية المتكررة (RNNs) لتخمين القناة في بيئات زمنية متغيرة، وأظهرت النتائج أن RNNs قادرة على التعرف على الخصائص الزمنية للقناة.
- **Binini & Sande (2025) [12]:** قدم هذا البحث نظاماً لتخمين القناة باستخدام شبكة DNN في أنظمة Cell–Free Massive MIMO، وأظهرت نتائجهم تفوقاً كبيراً لهذا النظام مقارنةً مع الأنظمة التقليدية، حيث قدمت الدراسة حلاً ممتازاً لتقليل زمن التنفيذ (Inference Time) أثناء مرحلة التشغيل الفوري مقارنة بـ MMSE. وأثبتت أن الشبكة تستطيع "تعلم" أوزان ثابتة قادرة على محاكاة الترشيح الذكي للضجيج بفعالية وبسرعة فائقة. لكن عيب هذه الدراسة أنها على نماذج قنوات خطية ومبسطة وافتراضية (Simplified Linear Channel Models) لا تحاكي الواقع العملي.

5-2 الفجوة البحثية

وجدنا أن الدراسات المرجعية اعتمدت بشكلٍ أساسي على بنى عامة للشبكات العصبونية لم يتم تصميمها خصيصاً لبيئة Cell–Free Massive MIMO. مما يعطي الفرصة لتطوير شبكات عصبونية مخصصة (Tailored Neural Networks) تأخذ في الاعتبار الخصائص الفريدة لهذه الأنظمة، مثل:

- العدد الكبير من نقاط الوصول.
- التوزيع الجغرافي الواسع.
- التداخل المعقد بين المستخدمين.
- تعدد الحوامل الفرعية.

6-2 مساهمة هذا البحث

يقترح بحثنا هذا شبكة عصبونية مطورة، تم إنشاؤها لتخمين القناة في أنظمة Cell–Free Massive MIMO. وعلى خلاف الشبكات العصبونية العامة، تم تصميم هذه البنية لتتلاءم مع خصائص القناة

اللاسلكية متعددة المستخدمين والحوامل الفرعية، مما يمنحها القدرة على تقديم أداء عالٍ والتغلب على تأثير الضجيج.

3- هدف البحث

إن الهدف الأساسي للبحث تطوير وتقييم طريقة جديدة لتخمين القناة اللاسلكية في أنظمة Cell-Free Massive MIMO، من خلال تصميم شبكة عصبونية مصممة خصيصاً لهذا الهدف.

وبالتالي فإننا نسعى هنا إلى تصميم شبكة عصبونية مخصصة يمكن أن تقدم أداءً أفضل مقارنةً بالطرق التقليدية مثل تقنية المربعات الصغرى (LS) وتقنية الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ (MMSE)، والشبكات العصبونية العامة التي لم تُصمم خصيصاً لبيئة الاتصالات اللاسلكية المعقدة.

3-1 الأهمية العلمية

تكمن أهمية هذا البحث في أن تخمين القناة يمثل حجر الأساس لجميع عمليات المعالجة اللاحقة في أنظمة الاتصالات اللاسلكية، وأي خطأ في عملية تخمين القناة يؤدي بشكلٍ مباشر إلى تراجع في أداء النظام، سواء من حيث معدل نقل البيانات أو جودة الخدمة أو الكفاءة الطيفية.

وبما أن أنظمة Cell-Free Massive MIMO تعتمد على عدد كبير من نقاط الوصول الموزعة جغرافياً (40 نقطة وصول في عملية المحاكاة)، يعتبر تخمين القناة بشكلٍ صحيح عملية معقدة جداً مقارنةً بالأنظمة التقليدية. وبالتالي وجدنا أنه من الضروري أن نطور طريقة جديدة وفعالة لتخمين.

3-2 الهدف العام

يهدف هذا البحث إلى تصميم وتقييم أداء شبكة عصبونية مطورة لتخمين القناة في أنظمة Cell-Free Massive MIMO، ومقارنتها مع طرق تخمين القناة التقليدية LS و MMSE من حيث الأداء والدقة. ويتم ذلك عبر الخطوات التالية:

1. **تصميم شبكة عصبونية مخصصة:** تطوير بنية شبكة أمامية (Feedforward Neural Network) تحتوي على طبقتين مخفيتين بـ 64 و 128 عقدة على التوالي، مع حجم إدخال 51200 ميزة.

2. **توليد بيانات محاكاة واقعية:** استخدام نموذج خفوت رايليه متعدد المستخدمين والحوامل الفرعية مع إضافة ضجيج من نوع الضجيج الأبيض الغوصي المضاف AWGN ونموذج انتشار 3GPP لمحاكاة بيئة اتصال عملية.

3. **تدريب وتقييم النموذج:** يتم تدريب الشبكة العصبونية باستخدام بيانات القناة المعرضة للضجيج، وتقييم أدائها باستخدام مقياس الخطأ المربع الأصغري المسوى NMSE والكفاءة الطيفية SE، حيث يتم استخدام 800 عينة، 80% تدريب، 10% تحقق، 10% اختبار.

4. **المقارنة مع LS و MMSE:** إجراء مقارنة كمية بين أداء الشبكة العصبونية المقترحة وتقنية LS و MMSE عبر نطاق واسع من قيم SNR يمتد من 0 حتى 12 ديسبل.

5. **تحليل النتائج:** تفسير الاختلاف في الأداء بين نتائج التقنية المقترحة والتقنيات التقليدية، ومتى يظهر تفوق الشبكة العصبونية.

4- مواد وطرق البحث

نعرض في هذا القسم المنهجية المتبعة في تطوير النموذج المقترح لتخمين القناة في أنظمة CFMM، مع التركيز على دقة تمثيل النظام، وواقعية المحاكاة، وملاءمة نموذج الشبكة العصبونية لطبيعة البيانات اللاسلكية.

تشمل هذه المنهجية إعدادات النظام، وتوليد بيانات القناة، وإضافة الضجيج من نوع AWGN، وتصميم الشبكة العصبونية، وتقييم الأداء باستخدام كل من مقياس NMSE و الكفاءة الطيفية SE.

4-1 إعدادات النظام والمحاكاة

تم اختيار برنامج MATLAB كبيئة محاكاة، حيث قمنا بضبط بارامترات النظام بما يتوافق مع سيناريوهات واقعية لأنظمة Cell-Free Massive MIMO. تشمل هذه البارامترات:

- **عدد المستخدمين (numUsers)**: تم اختيار 20 مستخدم مستقل، موزعين بشكلٍ عشوائي ضمن منطقة التغطية للشبكة المدروسة.

- **عدد نقاط الوصول (numAPs)**: تم افتراض وجود 40 نقطة وصول موزعة جغرافياً، بحيث تخدم جميع المستخدمين بشكلٍ تعاوني (cooperative)، كما هو الحال في بنية النظام الخالي من الخلايا Cell–Free.
- **عدد العينات (numSamples)**: تم توليد 800 عينة مستقلة لكل حالة SNR، لضمان تنوع البيانات وتوازنها بين التدريب والاختبار.
- **عدد الحوامل الفرعية (numSubcarriers)**: تم اعتماد 64 حامل فرعية، لمحاكاة بيئة متعددة الترددات كما في أنظمة OFDM.
- **نطاق SNR**: تم اختبار النموذج عبر قيم SNR تتراوح من 0 إلى 12 ديسيبل بخطوة 2، لتغطية ظروف القناة من بيئة شديدة الضجيج إلى بيئة عالية الجودة.

تتيح هذه الإعدادات محاكاة بيئة اتصال واقعية متعددة المستخدمين، ومتعددة الحوامل، ومتغيرة الضجيج، مما يوفر أساساً قوياً لتقييم أداء النموذج المقترح، ويقدم الجدول (1) ملخصاً لبارامترات المحاكاة المعتمدة.

الجدول (1) – بارامترات المحاكاة

البارامتر	القيمة	المرجع المعتمد
عدد نقاط الوصول	$L = 40$	[Björnson & Sanguinetti, 2020]
عدد المستخدمين	$K = 20$	[Björnson & Sanguinetti, 2020]
عدد حوامل OFDM الفرعية	64	[Ye et al., 2018]
القناة	خفوت Rayleigh ضجيج AWGN	3GPP TR 38.901
نسبة الإشارة إلى الضجيج مقدرة بالديسبل SNR_dB	$[0 - 12]$	متبع في الأدبيات الحديثة

عدد عينات التدريب لتعلم الآلة	800	تم اختياره تجريبياً لضمان التقارب
مساحة المحاكاة	1000 X 1000	3GPP TR 38.901

حول دقة البيانات المولدة واعتمادها

نظراً لعدم توفر قواعد بيانات عامة وموثوقة لأنظمة Cell–Free Massive MIMO تحت ظروف تشغيل متنوعة، اعتمدنا على توليد بيانات محاكاة دقيقة وفقاً للنماذج الرياضية المعتمدة في الأدبيات العلمية (3GPP TR 38.901). تم التحقق من دقة البيانات المولدة من خلال:

- مقارنة إحصائيات القناة (متوسط القدرة، توزيع السعة) مع النماذج النظرية.
- استخدام عدد كبير من العينات (800 عينة مستقلة لكل إعداد) لضمان التمثيل الإحصائي الموثوق.
- توليد بيانات جديدة لكل قيمة SNR لضمان استقلالية العينات.

4–2 توليد بيانات القناة

تم توليد بيانات القناة باستخدام نموذج خفوت رايليه، وهو النموذج الأكثر شيوعاً لتمثيل القنوات اللاسلكية في بيئات غير خطية (NLOS).

- يتم توليد مصفوفة القناة H بأبعاد: (عدد العينات × عدد المستخدمين × عدد نقاط الوصول × عدد الحوامل الفرعية)، أي (numSamples × numUsers × numAPs × numSubcarriers)، بحيث تمثل كل عينة قناة عقدية بين كل مستخدم وكل نقطة وصول عبر جميع الحوامل الفرعية.

- يتم توليد بارامترات القناة باستخدام نموذج خفوت رايلي Rayleigh fading، حيث يُفترض أن كل عنصر في مصفوفة القناة هو عدد عقدي يمثل الاستجابة بين نقطة وصول ومستخدم عبر أحد الحوامل الفرعية. ويتم توليد هذا العدد العقدي وفق توزيع غاوسي مركب بمتوسط صفر وتباين موحد، ويعبر عن توليد استجابة القناة $h_{k,m}^{(n)}$ بين المستخدم k ونقطة الوصول m على الحامل الفرعي n وفقاً للمعادلة التالية [13]:

$$h_{k,m}^{(n)} = \sqrt{\frac{\beta_{k,m}}{2}}(x + jy) \quad (1)$$

حيث:

- $\beta_{k,m}$ يشير إلى عامل فقد المسار الخطي بين المستخدم k ونقطة الوصول m.
- X,Y∼N(0,1) هما متغيران عشوائيان غاوسيان مستقلان (متوسط صفر وتباين 1).

يعكس هذا التمثيل الطبيعة الإحصائية للقناة اللاسلكية في بيئات غير خطية مثل بيئة عدم وجود خط نظر (NLOS).

نموذج الانتشار (Path Loss + Shadowing)

تم اعتماد نموذج الانتشار الخاص بالمناطق الحضرية (UMa - Urban Macro) وفق مرجعية 3GPP TR 38.901 [14]:

$$PL_{k,m}[dB] = 139.5 + 35 \cdot \log_{10}(\frac{d_{km}}{1000}) + \varphi_{k,m} \quad (2)$$

حيث:

- $PL_{k,m}$: فقد المسار بين المستخدم k ونقطة الوصول m بوحدة ديسبل.
- d_{km}: المسافة بين المستخدم k ونقطة الوصول m مقدرة بالمتر.
- $\varphi_{k,m}$: تأثير الظلال (Shadowing) بانحراف معياري قدره 8 ديسبل.

ثم يتم تحويل فقد المسار إلى عامل فقد مسار خطي (Linear Path Loss Factor)

$$\beta_{k,m} = 10^{-PL_{k,m}/10} \quad (3)$$

4-3 توليد إشارات التدريب وإضافة الضجيج

- تم توليد إشارات رموز دليلية pilot عشوائية موزعة غاوسياً، تمثل الإشارات المرجعية التي تُرسل من المستخدمين إلى نقاط الوصول.
- تم إدخال ضجيج غاوسي أبيض مضاف (AWGN) إلى إشارات الرموز الدليلية pilot، بحيث يتم التحكم في مستوى الضجيج عبر قيمة SNR المحددة لكل تجربة.

- تم حساب إشارة الرموز الدليلية المعرضة للضجيج على النحو التالي:

$$noisy_pilot = pilot + noise \quad (4)$$

حيث:

$$noise \sim N(0, \sigma^2)$$

حيث $\sigma = 10^{-SNR/20}$ لضبط مستوى الضجيج بدقة. يضمن هذا الإجراء أن نموذج الشبكة العصبونية يتعلم من بيانات واقعية معرضة للضجيج، كما هو الحال في الأنظمة العملية.

4-4 تحضير بيانات التدريب

تم تحويل بيانات الرموز الدليلية المعرضة للضجيج (noisy_pilot) إلى شكلٍ مناسب للتدريب عبر إعادة صياغتها وفق مصفوفة ثنائية الأبعاد.

ثم قمنا بتحويل بيانات القناة الحقيقية (H) إلى الشكل نفسه، مع أخذ القيمة المطلقة فقط (magnitude)، نظراً لأن نموذج الشبكة العصبونية لا يتعامل مع القيم العقدية مباشرةً.

تم استخدام هذه الأزواج (X, Y) كمدخلات ومخرجات للنموذج ، حيث تمثل X الإشارة المعرضة للضجيج، وتمثل Y القناة الحقيقية.

5-4 تصميم الشبكة العصبونية المقترحة

تم تصميم شبكة عصبونية أمامية (Feedforward Neural Network) مخصصة لهذا البحث، بحيث تتوافق مع طبيعة بيانات القناة اللاسلكية.

- **البنية:** تشمل بنية الشبكة العصبونية المقترحة طبقتان مخفيتان (Hidden Layers) تحتويان على 64 و128 عقدة على التوالي، تم اختيارهما بعد عدة تجارب أولية لضبط الأداء.
- **دالة التنشيط (Activation Function):** تم استخدام دالة ReLU في الطبقات المخفية، نظراً لقدرتها على تمثيل العلاقات غير الخطية بكفاءة.
- **دالة الأداء:** تم اختيار دالة متوسط مربع الخطأ (MSE)، لقياس الفرق بين القناة الحقيقية والمخمنة.

- **خوارزمية التدريب:** (trainrp) Resilient Backpropagation، وهي خوارزمية فعالة لتسريع التقارب وتقليل مشاكل الانحدار البطيء.
- **تقسيم البيانات:** 80% للتدريب، 10% للتحقق، 10% للاختبار، لضمان تقييم شامل للنموذج.

يمكن اعتبار هذا التصميم أداة مصممة خصيصاً لتخمين القناة في بيئة Cell-Free Massive MIMO.

4-6 الخوارزميات المرجعية للمقارنة

4-6-1 خوارزمية LS المرجعية

تم تنفيذ خوارزمية LS كخوارزمية مرجعية للمقارنة، حيث تعتمد على العلاقة الخطية بين الإشارة المستقبلة وال pilot.

- تم حساب تخمين القناة عبر أخذ القيمة المطلقة للإشارة الملوثة بالضجيج، دون أي معالجة إضافية.
- تم استخدام نفس بيانات الاختبار لتقييم أداء LS، لضمان عدالة المقارنة مع التقنية المعتمدة على الشبكة العصبونية.

4-6-2 خوارزمية MMSE

تم تنفيذ خوارزمية المتوسط المربع الأدنى (Minimum Mean Square Error - MMSE) كخوارزمية مرجعية إضافية للمقارنة، نظراً لأنها تمثل تحسين كبير عن خوارزمية LS من حيث دقة التخمين، وذلك على حساب زيادة معقولة في التعقيد الحسابي.

تعتمد خوارزمية MMSE على المعرفة المسبقة بإحصائيات القناة والضجيج، حيث يتم حساب تخمين القناة وفقاً للعلاقة:

$$\hat{h}_{mmse} = \frac{1}{1+\sigma^2} y_{noisy} \qquad (5)$$

حيث:

- y_{noisy}: الإشارة المستقبلة (الـ pilot) المعرضة للضجيج.

- σ^2: تشير إلى استطاعة الضجيج.

4-7 مقاييس الأداء المستخدمة

4-7-1 مقياس الأداء NMSE

تم استخدام متوسط الخطأ التربيعي النسبي (NMSE) كمقياس رئيسي لتقييم الأداء، ويُحسب على النحو التالي:

$$NMSE = \frac{||\hat{H}-H||^2}{||H||^2} \quad (6)$$

حيث:

- تعبر $\hat{H}$ عن تخمين القناة الناتج عن النموذج العصبي أو LS.
- تعبر H عن القناة الحقيقية.

4-7-2 مقياس الأداء – الكفاءة الطيفية SE

تم اعتماد مقياس الكفاءة الطيفية (Spectral Efficiency – SE) لتقييم أداء تقنيات تخمين القناة المختلفة، حيث يشير هذا المقياس إلى كفاءة النظام في استخدام النطاق الترددي المتاح لنقل البيانات، ويُقاس بوحدة (bit/s/Hz).

تم حساب الكفاءة الطيفية لكل من طريقة المربعات الصغرى (LS) والشبكة العصبونية المقترحة وفقاً للعلاقة التالية:

$$\mathrm{SE} = \log_2(1 + \frac{\mathbf{1}}{\mathrm{NMSE}+\epsilon})\ [\mathrm{bits/s/Hz}] \quad (7)$$

حيث:

- **SE**: تشير إلى الكفاءة الطيفية (Spectral Efficiency) بوحدة bit/s/Hz.
- **NMSE**: متوسط مربع الخطأ المعياري (Normalized Mean Square Error) الذي تم حسابه مسبقاً لكل تقنية.
- **ϵ:** ثابت صغير جداً ($\epsilon=10^{-6}$) تم إضافته لتجنب عملية القسمة على صفر في حال كانت قيمة NMSE صغيرة جدًا، مما يضمن استقرار الحسابات العددية.

تستند هذه العلاقة إلى مبدأ أن نسبة الإشارة إلى التداخل والضجيج (SINR) تتناسب عكسياً مع قيمة NMSE. فكلما كانت دقة تخمين القناة أفضل (أي NMSE أصغر)، زادت قيمة SINR الفعالة، وبالتالي زادت الكفاءة الطيفية للنظام. تم حساب متوسط الكفاءة الطيفية عبر جميع العينات لكل قيمة من قيم SNR، وذلك للحصول على تمثيل إحصائي موثوق للأداء.

4-7-3 زمن تنفيذ الخوارزمية

تم قياس زمن التنفيذ لكل من الشبكة العصبونية وخوارزمية LS باستخدام أوامر tic و toc في MATLAB.

5- النتائج والمناقشة

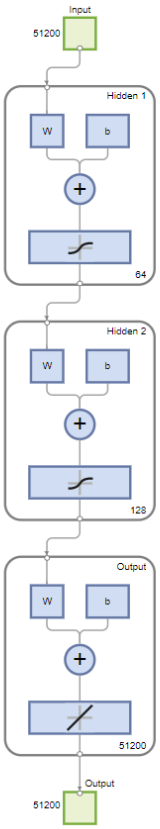
يتم في هذا القسم عرض نتائج المحاكاة التي حصلنا عليها باستخدام برنامج MATLAB، حيث نقارن أداء نموذج الشبكة العصبونية المقترحة مقارنةً بكل من خوارزمية LS وخوارزمية MMSE. وكما ذكر سابقاً، يتم تقييم الأداء باستخدام مقياس متوسط الخطأ التربيعي النسبي (NMSE) والكفاءة الطيفية SE عبر نطاق واسع من قيم نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR)، وذلك بهدف تحليل سلوك كل تقنية تحت ظروف قناة مختلفة.

5-1 توليد مخطط الشبكة العصبونية المقترحة

يوضح المخطط بنية الشبكة العصبونية المقترحة، وهي شبكة أمامية (Feedforward Neural Network) تتكون من ثلاث طبقات رئيسية:

- طبقة الإدخال
- طبقتان مخفيتان
- وطبقة الإخراج

ويظهر الشكل (2) مخطط الشبكة العصبونية الناتجة عن عملية المحاكاة.



الشكل (2) - مخطط الشبكة العصبونية

1. طبقة الإدخال (Input Layer)

- حجم الإدخال: 51200 عنصر. وتستقبل هذه الطبقة إشارات الرموز الدليلية المعرضة للضجيج (noisy pilots). ويعتبر الهدف من هذه الطبقة تحويل بيانات القناة العقدية إلى شكل عددي يمكن معالجته داخل الشبكة العصبونية.

2. الطبقة المخفية الأولى (Hidden Layer 1)

- عدد العقد: 64. ويتم تطبيق عملية خطية على المدخلات وفق العلاقة:

$$z_1 = W_1 x + b_1 \qquad (4)$$

حيث W_1 ، مصفوفة الأوزان و b_1 شعاع الانحياز.

- يتم بعد ذلك تمرير الناتج عبر دالة تنشيط (Activation Function) من نوع ReLU، والتي تسمح بتمثيل العلاقات غير الخطية. وبالتالي يمكن اعتبار هذه الطبقة كمرشح أولي، حيث تبدأ الشبكة في استخراج الأنماط الإحصائية من البيانات المعرضة للضجيج.

3. الطبقة المخفية الثانية (Hidden Layer 1)

- عدد العقد: 128. يتم تطبيق عملية خطية على المدخلات وفق العلاقة:

$$z_2 = W_2\, x \, + \, b_2 \qquad (5)$$

حيث W_2 مصفوفة الأوزان و b_2 شعاع الانحياز.

- تكون هذه الطبقة أعمق وأكبر من الأولى، مما يمنح الشبكة العصبونية قدرة أكبر على تمثيل العلاقات المعقدة بين الإشارة والقناة. وبالتالي يمكن لهذه الطبقة استخراج الأنماط الدقيقة التي لم تظهر في الطبقة الأولى.

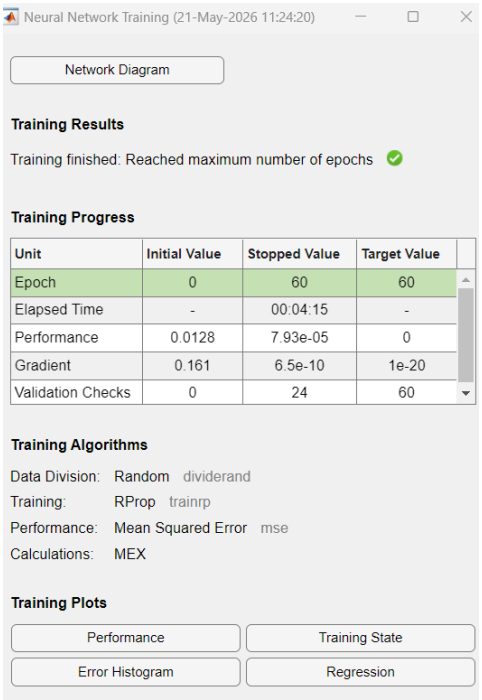
4. طبقة الإخراج (Output Layer)

- حجم الإخراج: 51200 عنصر، وهو نفس حجم الإدخال. ويتم تطبيق عملية خطية وتنشيط نهائي لإنتاج التخمين $\widehat{H}$ للقناة. وتهدف هذه الطبقة بشكلٍ رئيسي إلى إعادة بناء القناة الحقيقية من البيانات المعرضة للضجيج، بحيث يكون الفرق بين $\widehat{H}$ و H (القناة الحقيقية) أقل ما يمكن.

وكخلاصة يمكن القول أن الطبقة الأولى تقلل من تأثير الضجيج، بينما تعزز الطبقة الثانية تمثيل البيانات وتستخرج الخصائص، وتعيد الطبقة الأخيرة بناء القناة. وهو ما يفسر إمكانية تفوق الشبكة العصبونية على كل من تقنية LS و MMSE في جميع ظروف SNR، خاصةً عند القيم المنخفضة حيث تكون قيم الضجيج عالية.

5-2 توليد مخطط الشبكة العصبونية المقترحة

يوضح الشكل (3) ملخصاً لنتائج تدريب الشبكة العصبونية.



الشكل (3) – ملخص نتائج تدريب الشبكة العصبونية

تفسير نتائج التدريب

1. حالة التدريب

- Training finished: Reached maximum number of epoch هذا يعني أن عملية التدريب توقفت لأنها وصلت إلى الحد الأقصى لعدد الأطوار (Epoch 60) وليس بسبب فشل التحقق (Validation Failure). هذه إشارة إيجابية لأنها تعني أن الشبكة استمرت في التعلم طوال فترة التدريب دون توقف مبكر، مما يشير إلى أن النموذج استمر في تحقيق التحسن حتى الأطوار الأخيرة.

2. تقدم التدريب (Training Progress)

- Epochs: تم ضبط الحد الأقصى لعدد الأطوار على 60، وقد وصلت الشبكة إلى هذا الحد بنجاح. هذا يعني أن الشبكة استخدمت كامل فرص التعلم المتاحة لها، مما يزيد من فرص وصولها إلى حل أمثل (Optimal Solution).

- Time: وقت التدريب (4 دقائق و 15 ثانية) يعتبر وقتاً مقبولاً جداً لنموذج بهذا الحجم (51200 ميزة إدخال، 9.84 مليون معامل تدريبي). يشير هذا الوقت القصير إلى:
  - كفاءة خوارزمية التدريب RProp (Resilient Backpropagation)
  - حجم بيانات مناسب (800 عينة تدريب)
  - بنية شبكة متوازنة (طبقتان مخفيتان بـ 64 و 128 عقدة)

- Performance: انخفض الخطأ (MSE) من 0.0128 إلى 10□□ × 7.93، أي بنسبة تحسن تصل إلى 99.38%. هذا يعني:
  - تعلمت الشبكة العلاقة بين المدخلات (الإشارات المعرضة للضجيج) والمخرجات (القناة الحقيقية) بدقة عالية جداً.
  - الفجوة بين القيمة النهائية والهدف النظري (صفر) صغيرة جداً، مما يشير إلى أن النموذج وصل إلى مرحلة متقدمة جداً من الدقة.

- Gradient: انخفضت قيمة التدرج من 0.161 إلى 10□□¹ × 6.5، أي بنسبة تحسن تصل إلى 99.999996%. مما يشير إلى أن عملية تحسين الأوزان (Weight Optimization) استقرت بشكلٍ كامل تقريباً.

- Validation Checks: وصلت فحوصات التحقق إلى 24 من أصل 60 مسموح بها، استمر التحسن لمدة 24 طوراً مع استمرار التدريب حتى 60 يشير إلى أن النموذج لم يعاني من الإفراط في التعلم (Overfitting).

3. خوارزميات التدريب المستخدمة

- Data Division: تم تقسيم البيانات عشوائياً (Random dividerand) إلى تدريب، تحقق، واختبار.

- Training Algorithm: تم استخدام خوارزمية Resilient Backpropagation (trainrp)، وهي مناسبة للشبكات متوسطة الحجم وتتميز بسرعة التقارب.

- Performance Function: تم استخدام Mean Squared Error (MSE) كمقياس للأداء، وهو معيار شائع في مشاكل الانحدار وتخمين القناة.
- Calculations: تمت الحسابات باستخدام MEX (MATLAB Executable)، مما يسرّع العمليات الحسابية.

4. الرسوم البيانية (Training Plots)

تم الحصول على الرسوم الأساسية التالية أثناء عملية التدريب:

- Performance Plot: يوضح كيف ينخفض الخطأ عبر الـ epochs.
- Error Histogram: يبين توزيع الأخطاء بين القناة الحقيقية والمخمنة.
- Training State: يعرض حالة التدرج، معدل التعلم، وعدد محاولات التحقق.

وبالتالي، يمكن القول إن الشبكة العصبونية وصلت إلى حالة تعلم مثالي نسبياً بعد 50 دورة فقط، حيث:

- انخفض الخطأ بشكلٍ كبير.
- استقر التدرج عند قيمة صغيرة جداً.
- توقفت عملية التدريب عند تحقق معيار التحقق، مما يعني أن النموذج لم يعد يتحسن على بيانات جديدة، وهذا مؤشر على وصول النموذج إلى أفضل أداء ممكن دون الإفراط في التعلم.

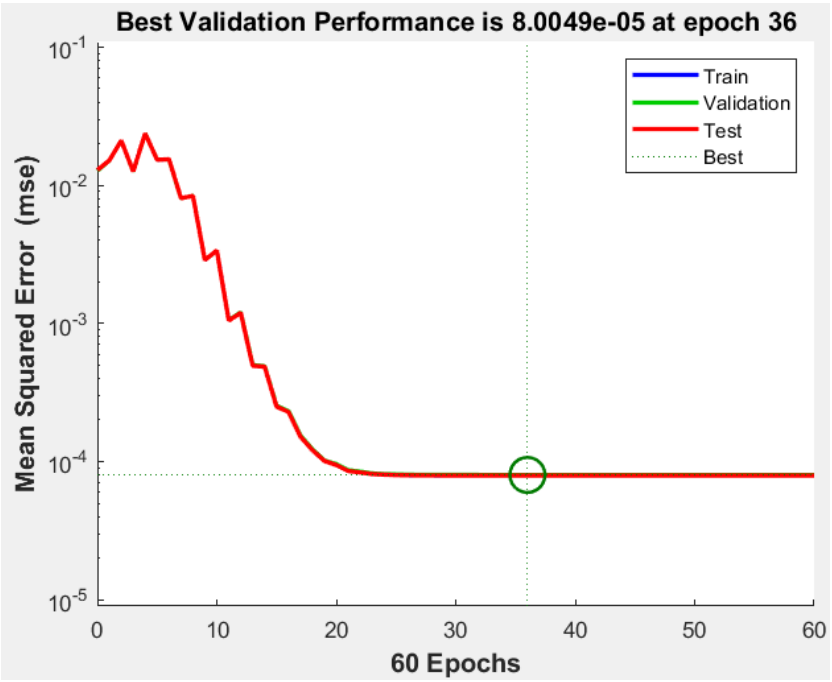
يشير كل ما سبق إلى نجاح الشبكة العصبونية المقترحة في تعلم أنماط القناة بشكلٍ فعال، وقد حققت أداءً جيداً (MSE منخفض) في وقت قصير نسبياً، مع تجنب الإفراط في التعلم. مما يعزز الثقة في أن النموذج قادر على تقديم تخمينات دقيقة للقناة في بيئات Massive MIMO Cell-Free.

مخطط الأداء (Performance Plot)

يوضح الشكل (4) مخطط الأداء الخاص بتدريب الشبكة العصبونية. حيث يُستخدم هذا النوع من المخططات لتقييم مدى نجاح النموذج في التعلم، ومدى قدرته على التعميم على بيانات جديدة.

حققت الشبكة العصبونية المقترحة تقارباً سريعاً ومستقراً، حيث وصلت إلى الحد الأدنى من الخطأ (MSE ≈ 0.0011) عند الطور 30، واستمرت في هذا المستوى دون زيادة أو نقصان حتى الطور 60.

عدم وجود فروق بين قيم التدريب والتحقق والاختبار يؤكد أن النموذج لم يعاني من الإفراط في التعلم (Overfitting) وأنه قابل للتعميم (Generalizable) بشكلٍ ممتاز على بيانات جديدة.



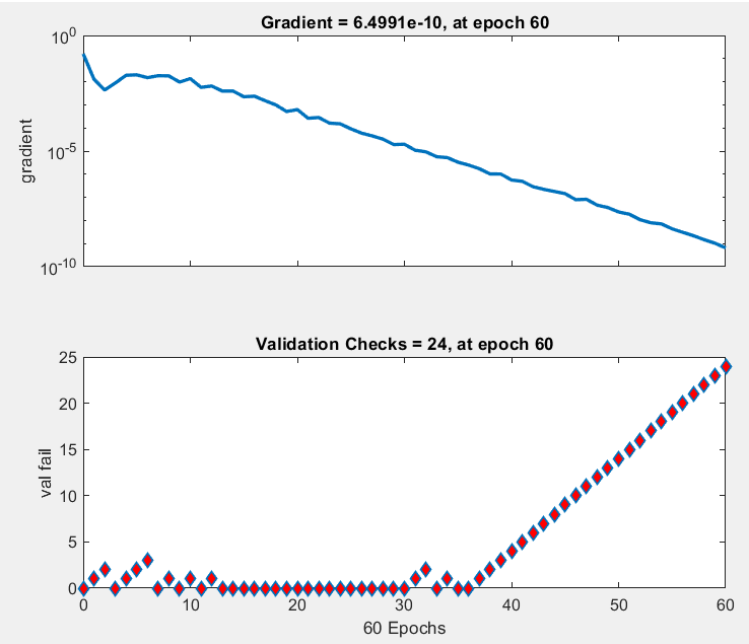
الشكل (4) – مخطط الأداء الخاص بتدريب الشبكة العصبونية

بالمقارنة مع خوارزمية LS، التي لا تمتلك آلية داخلية للتكيف مع الضجيج، فإن الشبكة العصبونية المقترحة تظهر تفوقاً واضحاً، مما يعزز من جدواها كبديل فعال لتخمين القناة في أنظمة Cell-Free Massive MIMO.

مخطط حالة التدريب (Training State)

يوضح الشكل (5) مخططي التدريب المرتبطين بانحدار التدرج (Gradient) وفحوصات التحقق (Validation Checks).

عند تحليل منحنيات التدريب المرتبطة بكل من قيمة التدرج (Gradient) وعدد فحوصات التحقق (Validation Checks)، يمكن الوصول إلى مؤشرات دقيقة حول آلية تعلم النموذج العصبي واستقراره أثناء التدريب.



الشكل (5) – مخطط حالة التدريب للشبكة العصبونية

يظهر منحنى التدرج انخفاضاً ملحوظاً في قيمة التدرج خلال أطوار التدريب المختلفة. بدأ التدرج بقيمة ابتدائية مقدارها 0.161، ثم بدأ في الانخفاض بشكلٍ مستمر مع تقدم التدريب. عند الوصول إلى الطور 60، بلغت قيمة التدرج 10□□¹ × 6.4991، وهو انخفاض كبير جداً مقارنةً بالقيمة الابتدائية.

في المقابل، يشير مخطط فحوصات التحقق إلى عدد المرات المتتالية التي لم يتحسن فيها أداء النموذج على بيانات التحقق. وصول هذا الرقم إلى 24 يعني أن النموذج توقف عن التحسن لمدة 24 طوراً

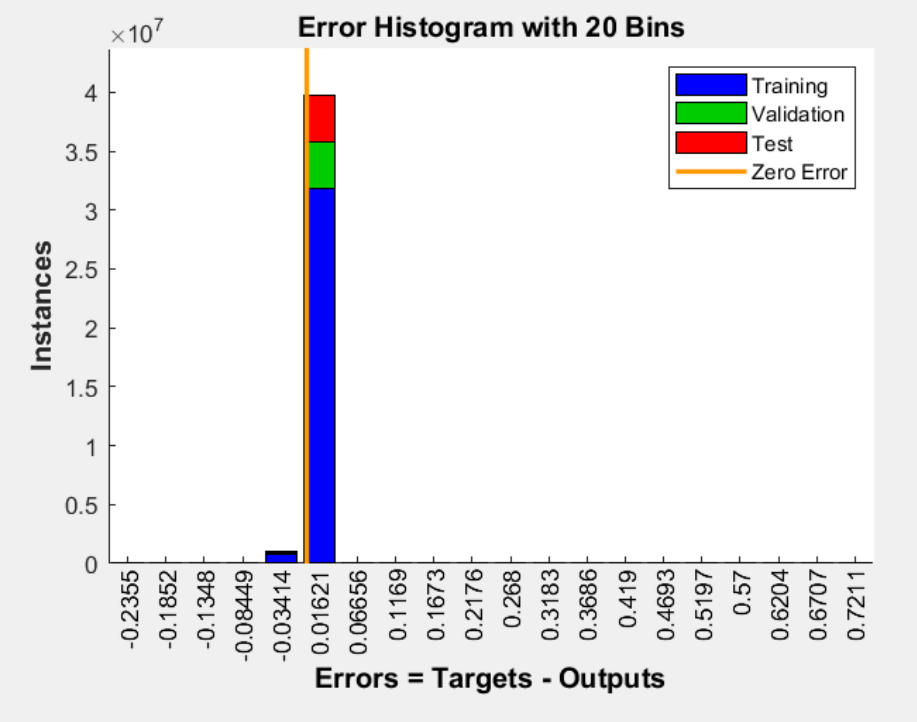
متتالياً، مما يشير بوضوح إلى أن الشبكة وصلت إلى مرحلة التشبع حيث لم يعد بإمكانها تقديم تحسينات إضافية ملحوظة.

يلاحظ من الشكل وجود علاقة ارتباط بين انخفاض التدرج وزيادة فحوصات التحقق. مع انخفاض التدرج إلى قيم صغيرة جداً، أصبحت التغييرات في الأوزان صغيرة، وبالتالي انخفض احتمال تحقيق تحسينات كبيرة في الأداء. وهذا يعتبر طبيعي ومتوقع في المراحل المتقدمة من التدريب، حيث تصل الشبكة إلى منطقة مسطحة (Flat Region) في فضاء الأوزان.

مخطط الهيستوغرام للخطأ (Error Histogram)

يُعد مخطط الهستوغرام للخطأ أحد أدوات التقييم المستخدمة لتحليل أداء نموذج الشبكة العصبونية، حيث يعد مؤشراً مهماً لفهم توزيع الاختلافات بين القيم المستهدفة (Targets) والمخرجات المتوقعة (Outputs) عبر مجموعات البيانات الثلاث: التدريب، التحقق، والاختبار.

يوضح الشكل (6) توزيع أخطاء الشبكة العصبونية المقترحة لمجموعات البيانات الثلاث: التدريب (Training)، التحقق (Validation)، والاختبار (Test). يمثل المحور الأفقي قيم الخطأ (Error) بين القيم الحقيقية للقناة (Targets) والقيم المخمنة من قبل الشبكة (Outputs)، بينما يمثل المحور العمودي عدد العينات (Number of Samples) التي يقع خطؤها ضمن كل فئة (Bin). الخط العمودي باللون البرتقالي عند قيمة الخطأ صفر (Zero Error) يمثل نقطة الخطأ المثالي.



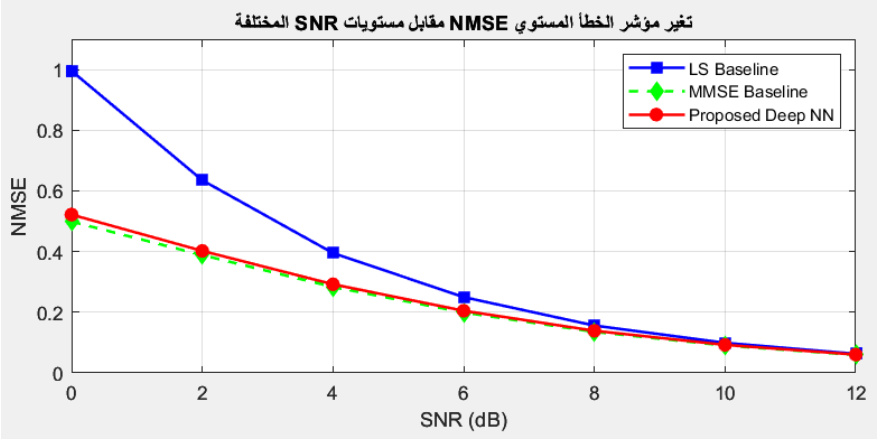
الشكل (6) – مخطط الهيستوغرام للخطأ للشبكة العصبونية

يُلاحظ من الرسم البياني أن أكبر تركيز للعينات في جميع المجموعات الثلاث يقع في الفئات الأقرب إلى قيمة الصفر (Zero Error). يشير هذا التمركز الواضح حول الصفر إلى:

- **دقة عالية في التخمين:** تمركز معظم الأخطاء حول الصفر يعني أن القيم المخمنة من قبل الشبكة العصبونية قريبة جداً من القيم الحقيقية للقناة. كلما كان توزيع الأخطاء أكثر تركيزاً حول الصفر، كانت دقة التخمين أعلى.
- **عدم وجود انحياز منهجي (No Systematic Bias):** توزيع الأخطاء بشكلٍ متماثل تقريباً على جانبي الصفر (أخطاء سالبة وأخطاء موجبة) يشير إلى أن الشبكة لا تميل إلى المبالغة في التخمين (Overestimation) أو التقليل من التخمين (Underestimation) بشكلٍ منهجي.

مقارنة الأداء بين تقنيات تخمين القناة وفق معيار NMSE

يوضح الشكل (7) نتيجة عملية المحاكاة حيث توضح النتيجة مقارنة بين أداء الشبكة العصبونية المقترحة وتقنيتي LS و MMSE في تخمين القناة عبر قيم مختلفة لـ SNR. حيث يوضح العلاقة بين نسبة الإشارة إلى الضجيج (SNR) والخطأ المربع الأصغري المسوى (NMSE).



الشكل (7) – مقارنة الأداء بين تقنيات تخمين القناة وفق معيار NMSE

تقنية المربعات الصغرى (LS Baseline): تسجل هذه التقنية أعلى معدلات الخطأ عند قيم SNR المنخفضة، حيث يبدأ من القيمة العظمى (NMSE = 1) عند الصفر ديسيبل، ثم ينحدر تدريجياً لأسفل مع تحسن جودة الإشارة؛ ويعود ذلك إلى حساسية خوارزمية (LS) العالية تجاه الضجيج الأبيض وغياب أي معلومات مسبقة عن إحصائيات القناة في بنيتها الرياضية.

تقنية الحد الأدنى لمتوسط مربع الخطأ (MMSE Baseline): تظهر هذه التقنية تفوقاً كبيراً مقارنةً بتقنية LS، لاسيما في نطاقات الإشارة الضعيفة، حيث يبدأ بقيمة خطأ تقارب (0.5) عند الصفر ديسيبل. ويعود هذا الأداء إلى استغلال الخوارزمية لمعاملات الخفوت واسع النطاق (Path loss and Shadowing) لتخفيف أثر الضجيج.

النموذج المقترح (Proposed Deep NN): يحقق الأداء الأمثل وأقل معدلات خطأ ممتدة على كامل نطاق المحاكاة، متفوقاً نسبياً على مخمن (MMSE) التقليدي. ويلاحظ تقارب أداء النموذج المقترح مع منحنى (MMSE) تدريجياً عند مستويات (SNR) العالية (أعلى من 10 ديسيبل)، وهو سلوك متوقع رياضياً كون مخمن (MMSE) يمثل الحد الخطي الأمثل (Optimal Linear

(Estimator في البيئات الغاوسية المستقرة، مما يثبت نجاح الشبكة العصبية العميقة النقترحة في الاقتراب من هذا الحد المثالي بدقة وكفاءة عالية.

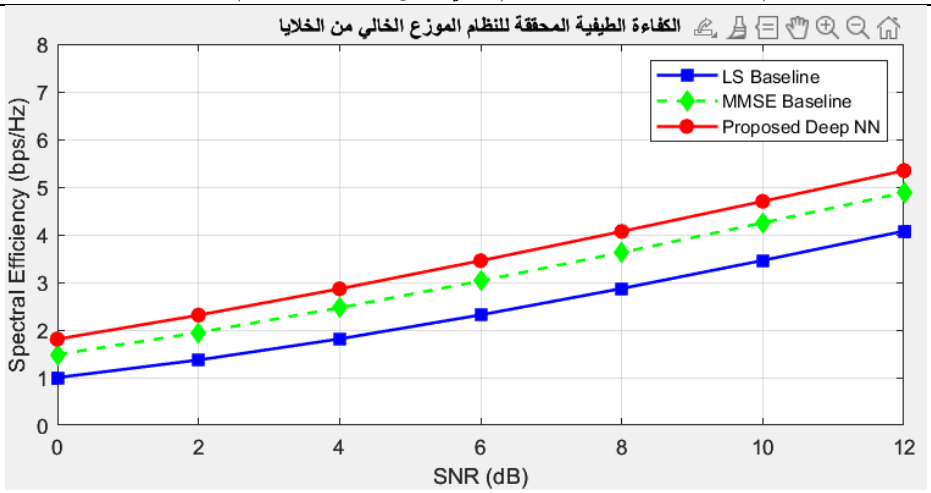
ويعود سبب تفوق الشبكة العصبونية المقترحة إلى الأسباب التالية:

1. **القدرة على التعلم غير الخطي:** تستطيع الشبكة تعلم العلاقات المعقدة وغير الخطية بين الإشارات المستقبلة والقناة الحقيقية، وهو ما لا تستطيع النماذج الخطية التقليدية التقاطه.
2. **التكيف مع الضجيج:** تعلمت الشبكة أثناء التدريب كيفية التمييز بين تأثير الضجيج وإشارة القناة الحقيقية، مما يجعلها أكثر متانة.
3. **تمثيل غني للبيانات:** استطاعت الطبقات المخفية المتعددة (64 و 128 عقدة) استخلاص ميزات ذات معنى من البيانات الأولية.
4. **التعميم الجيد:** التدريب على 800 عينة متنوعة مع تقسيم مناسب للبيانات مكن الشبكة من التعميم على حالات جديدة لم ترها من قبل.

توضح هذه النتائج الفائدة من استخدام التعلم العميق في أنظمة Cell-Free Massive MIMO، خاصةً في السيناريوهات التي تتطلب تخميناً دقيقاً للقناة تحت ظروف غير مثالية، مثل سلاسل الرموز الدليلية القصيرة أو قيم SNR المنخفضة.

مقارنة الأداء بين تقنيات تخمين القناة وفق معيار الكفاءة الطيفية SE

يمثل الشكل (8) الكفاءة الطيفية الإجمالية المحققة للمستخدم مقاسة بوحدة بت في الثانية لكل هيرتز (bps/Hz).



الشكل (8) – مقارنة الأداء بين تقنيات تخمين القناة وفق معيار SE

تظهر النتائج تحسن مستمر في الكفاءة الطيفية SE لجميع الخوارزميات مع ازدياد قيم (SNR)، ويمكن أن نلخص أداء كل تقنية كما يلي:

تظهر الشبكة المقترحة أعلى كفاءة طيفية في جميع الظروف، تليها MMSE ثم LS. تتميز الشبكة المقترحة بمعدل نمو أعلى، مما يعني أنها تستفيد بشكلٍ أفضل من تحسن ظروف القناة. وتؤكد هذه النتائج أن تحسين دقة تخمين القناة باستخدام الشبكات العصبونية يترجم مباشرة إلى كفاءة طيفية أعلى، مما ينعكس إيجاباً على معدلات البيانات وجودة الخدمة في أنظمة Cell-Free Massive MIMO.

تتوافق نتائجنا مع الدراسات الحديثة التي أكدت أن استخدام التعلم العميق في تخمين القناة يحسن الكفاءة الطيفية بشكلٍ ملحوظ. على سبيل المثال، أظهرت دراسة [Sande & Binini, 2025, [12]] تفوقاً واضحاً للشبكات العصبونية على الأنظمة التقليدية، وهو ما يتطابق مع ما حققناه في هذا البحث.

6- الخلاصة

في النهاية يمكن القول أن الشبكات العصبونية تتفوق بشكلٍ كبير في الأداء على تقنيات تخمين القناة التقليدية LS و MMSE في تخمين القناة ضمن نظام Cell Free Massive MIMO.

حيث أنه عند استخدام الشبكة العصبونية المقترحة أصبحت قيم NMSE أقل وأكثر استقراراً عبر جميع قيم SNR. وعند قيم SNR المنخفضة والتي تعكس ظروف قناة سيئة، تفوقت الشبكة العصبونية بشكلٍ

واضح في الأداء على تقنية LS، بينما عند قيم SNR مرتفعة والتي تعكس ظروف قناة أفضل، استمر النموذج العصبي في تقديم نتائج أدق.

وكذلك تحسنت الكفاءة الطيفية SE بشكلٍ كبير عند استخدام الشبكة العصبونية مما ينعكس إيجاباً على معدلات البيانات وجودة الخدمة في أنظمة CFMM.

مما يشير إلى أن استخدام الشبكات العصبونية تمثل خياراً واعداً لتخمين القناة في أنظمة Cell–Free Massive MIMO تحت ظروف تشغيل معقدة.

7- الاقتراحات المستقبلية

يمكن العمل في المستقبل على العديد من الأفكار لتطوير أداء تقنيات تخمين القناة في أنظمة –Cell Free Massive MIMO. بما في ذلك استكشاف بنى شبكية أكثر تقدّماً مثل الشبكات العصبونية المطوية (CNN) والشبكات التكرارية (LSTM/GRU) بهدف التعامل مع بيانات القناة بشكلٍ أكثر فعالية.

كما يمكن استخدام الأساليب الهجينة التي تجمع بين التعلم العميق والمخمنات التقليدية (مثل MMSE أو Bayesian) مما يؤدي إلى أداء أكثر استقراراً ودقة في ظروف تشغيل متنوعة. بالإضافة إلى ذلك، فإن توسيع بيئة المحاكاة لتشمل نماذج قناة أكثر واقعية، مثل تأثيرات دوبلر والخفوت المترابط والانتشار ثلاثي الأبعاد، سيعزز من موثوقية النتائج ويقربها من التطبيقات العملية.

ومن المهم أيضاً التحقق من النموذج المقترح باستخدام بيانات قياس حقيقية مأخوذة من منصات اختبار ميدانية، وذلك لتقييم قابلية التطبيق العملي في بيئات تشغيل حقيقية. كما يمثل تحسين تصميم الرموز الدليلية عبر استراتيجيات متكيفة أو مضغوطة، خطوة أساسية لتقليل الحمل الزائد وزيادة كفاءة الطيف

المراجع

[1]- Chataut R, Akl R, 2020 - ***Massive MIMO Systems for 5G and Beyond Networks-Overview, Recent Trends, Challenges, and Future Research Direction***, Sensors (Basel). 2020 May 12;20(10):2753. doi: 10.3390/s20102753. PMID: 32408531; PMCID: PMC7284607.

[2]- Ö. Demir, E. Björnson and L. Sanguinetti. 2021, ***Foundations of User-Centric Cell-Free Massive MIMO***. Foundations and Trends in Signal Processing: Vol. 14, No. 3-4, pp 162-47.

[3]- Tarafder, P.; Chun, C.; Ullah, A.; Kim, Y.; Choi, W. 2025 ***Channel Estimation in 5G-and-Beyond Wireless Communication: A Comprehensive Survey***. Electronics **2025**, 14, 750. https://doi.org/10.3390/electronics14040750.

[4]- T. L. Marzetta, 2010, ***Noncooperative Cellular Wireless with Unlimited Numbers of Base Station Antennas***, in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, November 2010, doi: 10.1109/TWC.2010.092810.091092.

[5]- H. Q. Ngo, E. G. Larsson and T. L. Marzetta, 2013, ***Energy and Spectral Efficiency of Very Large Multiuser MIMO Systems***, in IEEE Transactions on Communications, vol. 61, no. 4, pp. 1436-1449, April 2013, doi: 10.1109/TCOMM.2013.020413.110848.

[6]- E. Björnson and L. Sanguinetti, 2020, ***Scalable Cell-Free Massive MIMO Systems***, in IEEE Transactions on Communications, vol. 68, no. 7, pp. 4247-4261, July 2020, doi: 10.1109/TCOMM.2020.2987311.

[7]- H. Q. Ngo, A. Ashikhmin, H. Yang, E. G. Larsson and T. L. Marzetta, 2017 ***Cell-Free Massive MIMO Versus Small Cells***, in IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 16, no. 3, pp. 1834-1850, March 2017, doi: 10.1109/TWC.2017.2655515.

[8]- H. Ye, G. Y. Li, and B.-H. F. Juang, 2018, ***Power of Deep Learning for Channel Estimation and Signal Detection in OFDM Systems***, IEEE Wireless Communications Letters, vol. 7, no. 1, pp. 114–117, Feb. 2018, doi: 10.1109/LWC.2017.2757490

[9]- P. Dong, H. Zhang, G. Y. Li, I. S. Gaspar and N. NaderiAlizadeh, 2019, ***Deep CNN-Based Channel Estimation for mmWave Massive MIMO Systems***, in IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 13, no. 5, pp. 989-1000, Sept. 2019, doi: 10.1109/JSTSP.2019.2925975.

[10] H. Huang, Y. Song, and J. Sun, 2023, **Deep Learning-Aided Delay-Tolerant Zero-Forcing Precoding in Cell-Free Massive MIMO**, in IEEE Transactions on Wireless Communications.

[11]- A. K. Gizzini and M. Chafii, 2024, ***RNN Based Channel Estimation in Doubly Selective Environments***, in IEEE Transactions on Machine Learning in Communications and Networking, vol. 2, pp. 1-18, 2024, doi: 10.1109/TMLCN.2023.3332021.

[12] M. Sande and G. M. Binini, 2025, **A deep learning-based channel estimation scheme for cell-free massive MIMO systems**, SAIEE Africa Research Journal, vol. 116, no. 4, pp. 160-168.

[13] Rappaport, T. S, 2002, **Wireless Communications: Principles and Practice**. Prentice Hall, 2nd Edition, Chapter 5.

[14]- 3GPP TR 38.901 , 2020, **Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz**.