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.

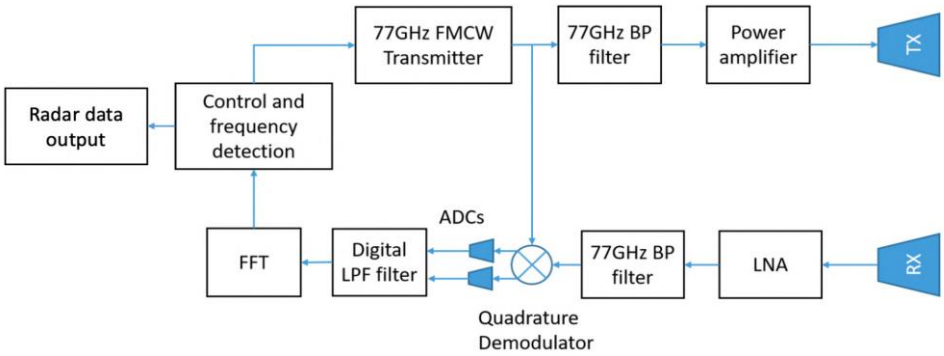
1.3. هدف البحث: معالجة الفجوة بين تكلفة/تعقيد رادارات 77GHz ومرونة/تكلفة منصات SDR. عبر بناء منظومة اختبار باستخدام منصة SDR بتردد 5.8GHz يمكنها تشغيل أي خوارزمية رادارية صُمّمت أصلاً لرادار 77GHz، دون أي تغيير في الخوارزمية نفسها.

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]:

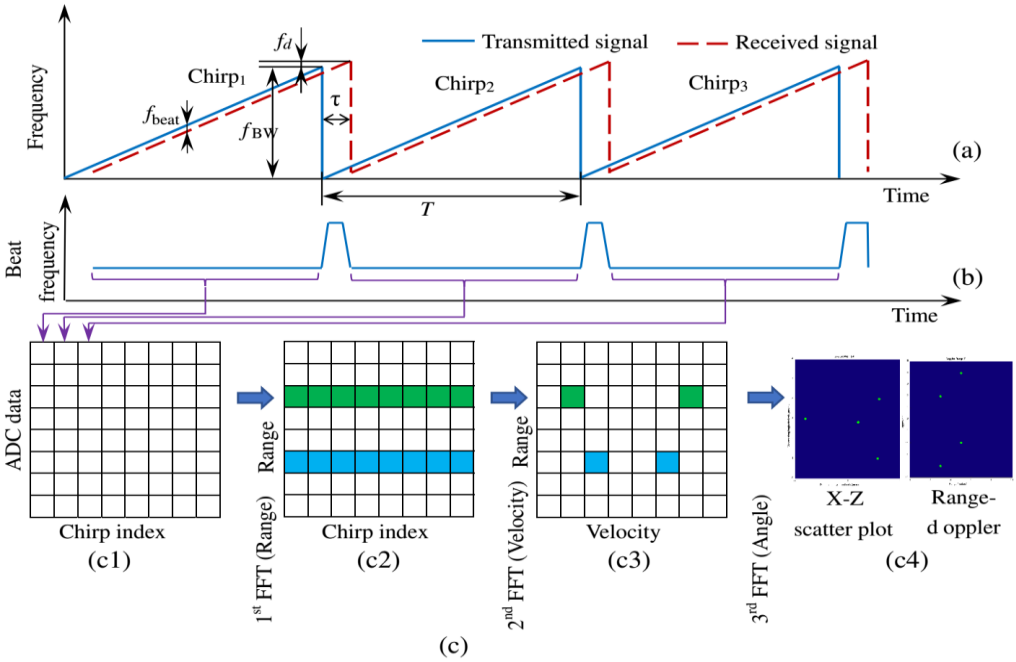
$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3)$$

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.

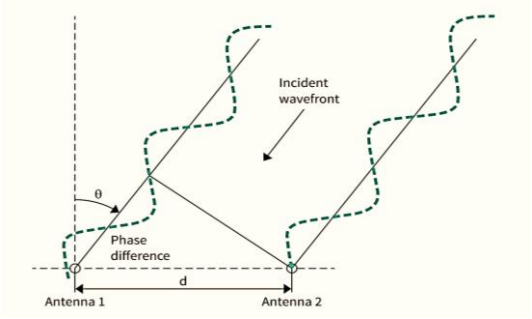
يعتمد تقدير زاوية الوصول AoA على حقيقة أن تغييراً طفيفاً في المسافة إلى كائن ما تؤدي إلى تغيير كبير في الطور في ذروة range-FFT أو doppler-FFT. لذلك، سينتج عن اثنين من هوائيات RX الموضوعة بجانب بعضها البعض إشارتان يمكن تمييزهما [21].

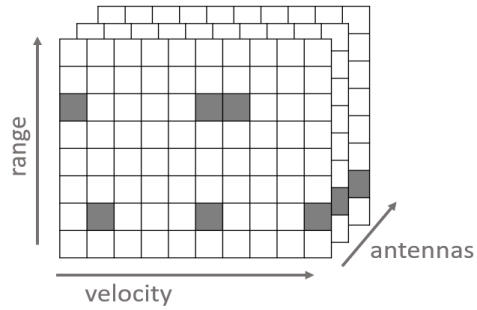
فعند وجود عنصري هوائي مفصولين بمسافة d، ويتم استقبال انعكاس من الزاوية θ، كما في الشكل (3a)، هذا يعني أن هوائي واحد سيحدث عنده طول مسار إضافي يبلغ $d.\sin(\theta)$ والذي يتم ترجمته إلى فرق طور بين الإشارات عند هوائيي الاستقبال Rx يبلغ [17]:

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

ويمكن تقدير زاوية الوصول:

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



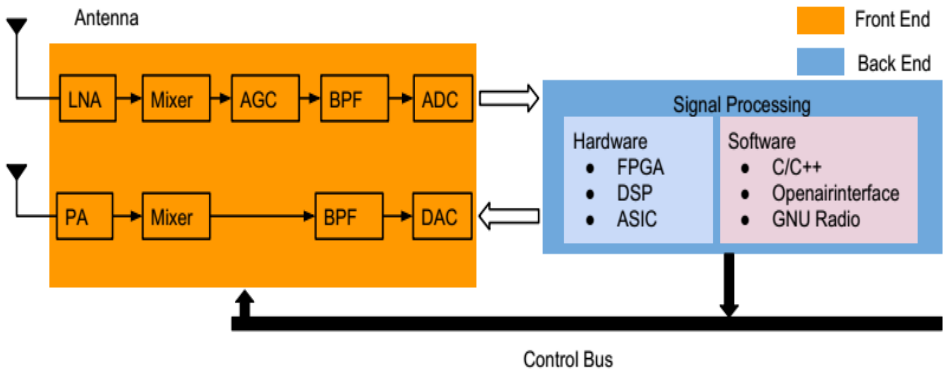


الشكل (3) (3a) فرق المسير بين الإشارات المنعكسة المتوازية الناتجة عن هوائيي استقبال لقياس فرق الطور [17]. (3b) مكعب بيانات السرعة_المدى الذي يتم تنفيذ angle-FFT على طول بعده الثالث [21] [12].

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:

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

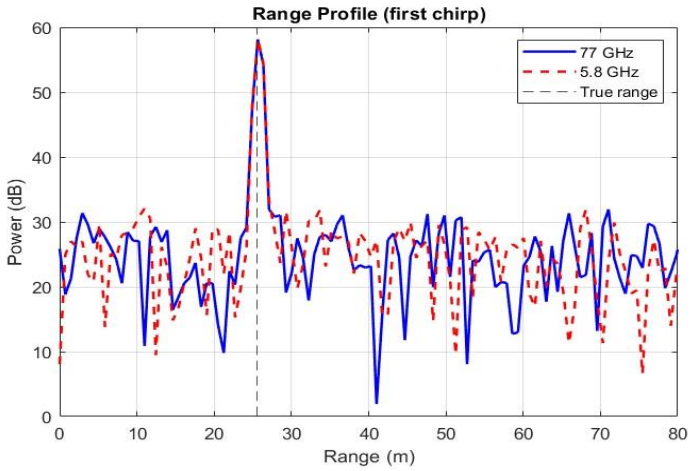
حيث $CPI_{sdr} = 101.96$ ms، و$range_{res} = 0.75m$ تمثل هذه القيمة كم خلية يتحركها الهدف ذو السرعة v أثناء فترة المعالجة في نظام 5.8GHz.

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.

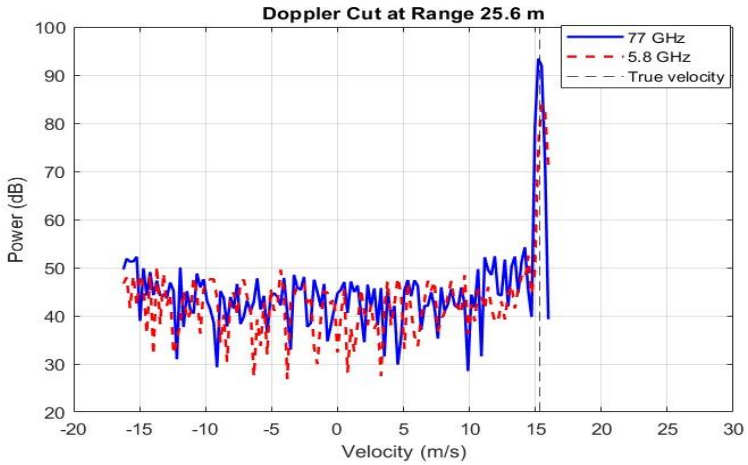


الشكل (5) ملف تعريف المدى للتغريدة الأولى Chirp.

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

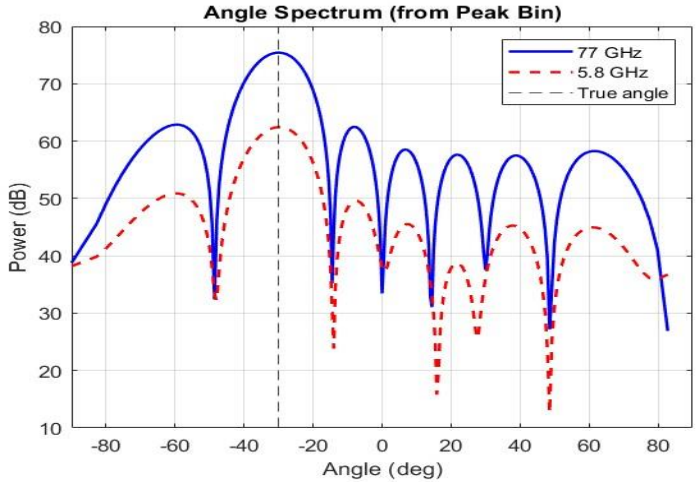
هذا المدى. وتم هنا رسم طيف دوبلر عند المدى الذي تم تقديره وقيمته 25.6m (وليس القيمة النظرية). والمقصود بالشريحة أو المقطع هو تثبيت أحد البُعدين لاستخراج منحنى يوضح شكل القمة وموقعها على البُعد الآخر، مما يساعد في فحص دقة التقدير وعرض الحزمة.



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.

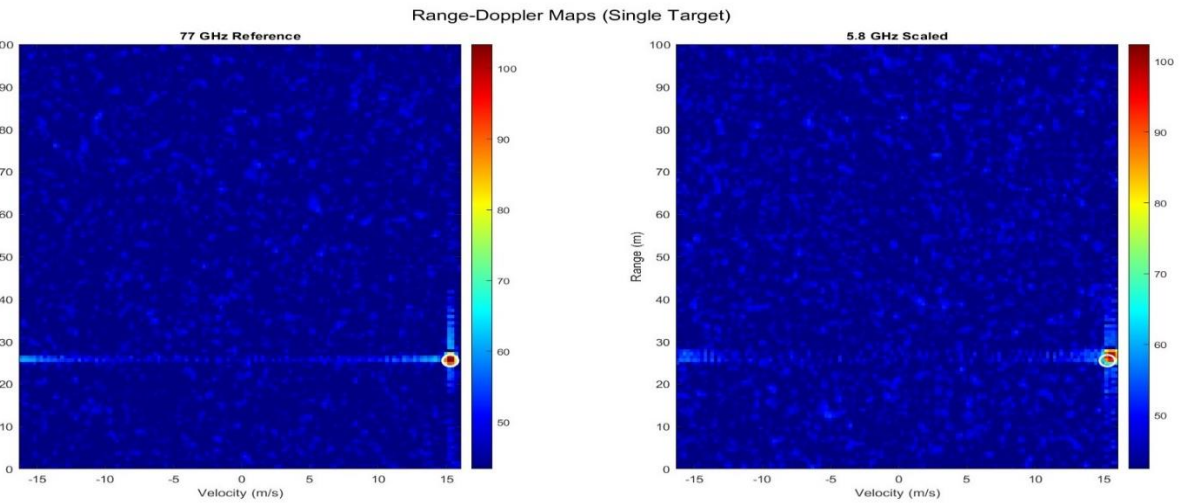
المعيار	القيمة الفعلية	القيمة المقدرة في نظام 77GHz	خطأ التقدير 77GHz RMSE	القيمة المقدرة في نظام 5.8GHz	خطأ التقدير RMSE 5.8GHz
تقدير المدى	25.50m	25.63	0.135m	26.37m	0.867m
تقدير السرعة	15.30m/s	15.22	0.081	15.47	0.173m/s
تقدير الزاوية	-30°	-30	0.082°	-30	0.454°

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.



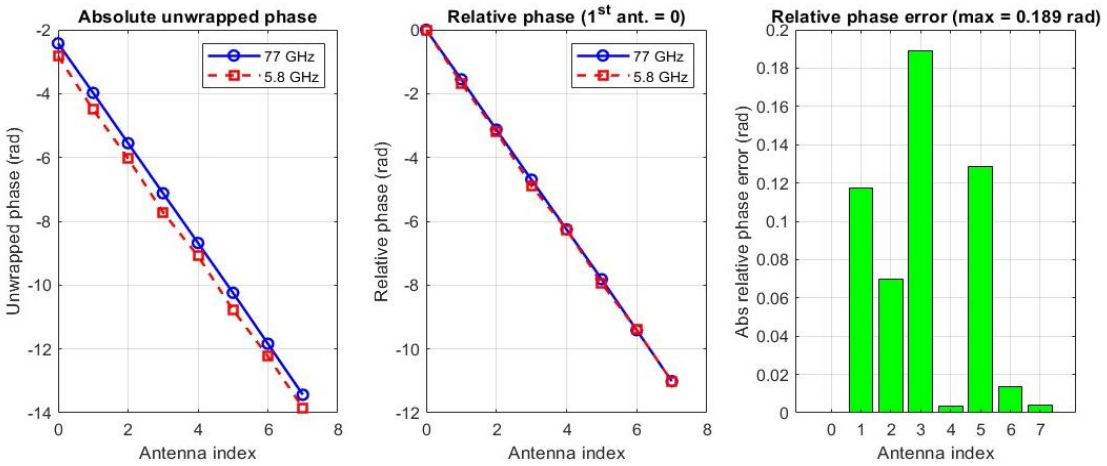
(a) (b)

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:

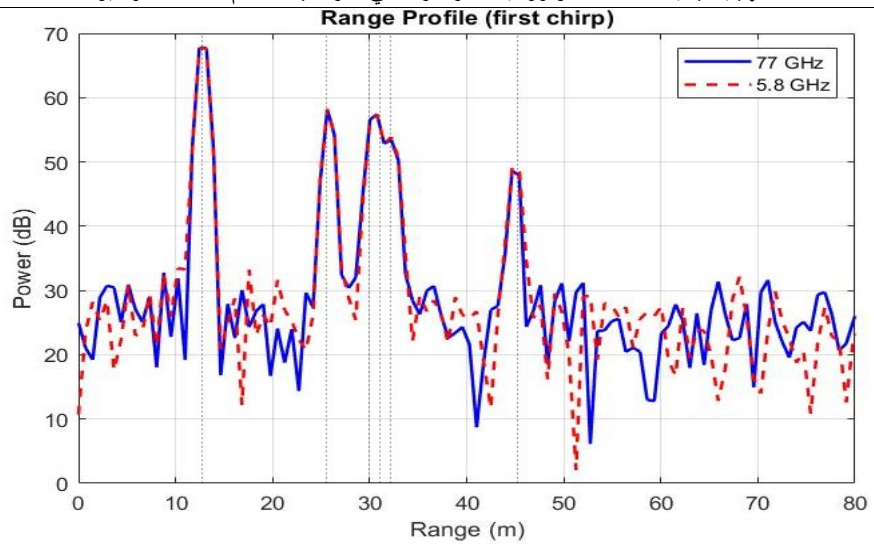
أُجريت محاكاة في بيئة Matlab للمنهجية المقترحة بحالة وجود عدة أهداف. حيث تم تحديد ستة أهداف افتراضية بالصيغة $[Range\ (m), Velocity\ (m/s), RCS\ (dBsm), init_phase\ (deg)]$، وتملك مواصفات مختلفة لاختبار أداء النظام في سيناريوهات متنوعة، كما هو موضح في الجدول (3). تم الأخذ بالاعتبار وجود أهدافاً قريبة 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.

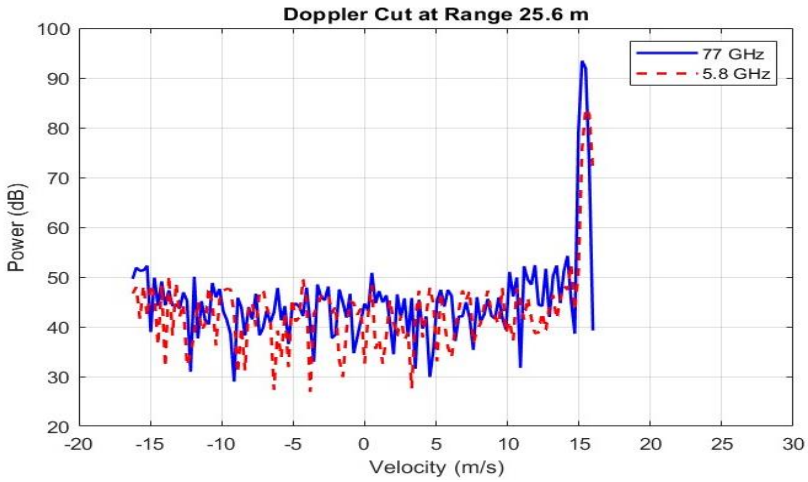
يوضح الشكل (10) ملف تعريف المدى للأهداف التي تم محاكاتها باستخدام كلا نظامي الرادار، مع بيان مواقع الأهداف الحقيقية بواسطة خطوط بلون أسود منقط.



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.

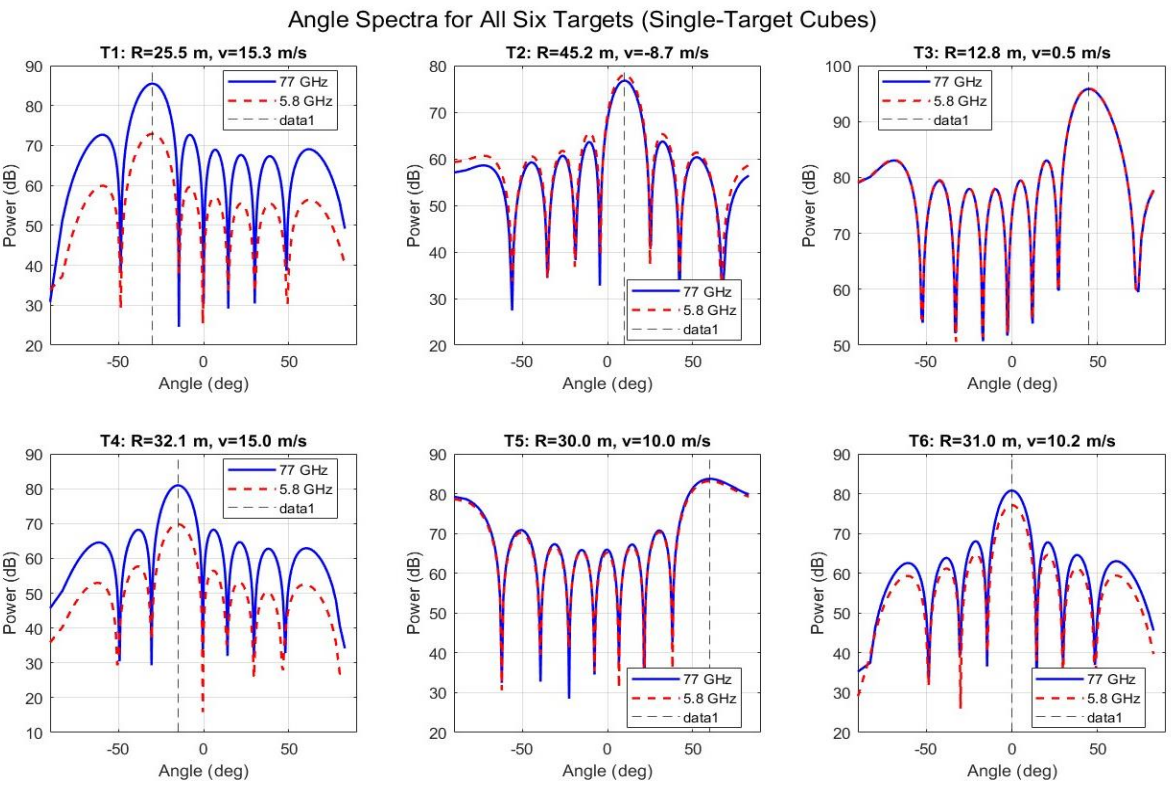
يبين الشكل (11) مقطع دوبلر للهدف الأول، والذي يتحرك بسرعة 15.3m/s مبتعداً عن الرادار.



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).

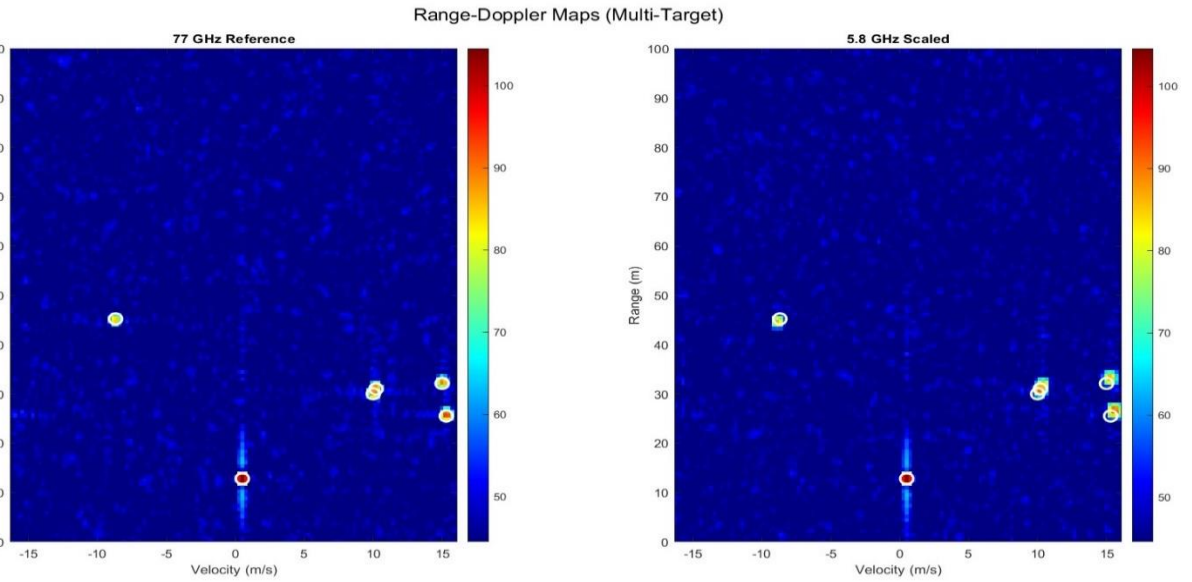
يوضح الشكل (12) طيف الزاوية لكل هدف من الأهداف الـ 6 عند قطب القمة الموافق لها. بالإضافة لخط منقط للموضع الزاوي الحقيقي للهدف.



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.

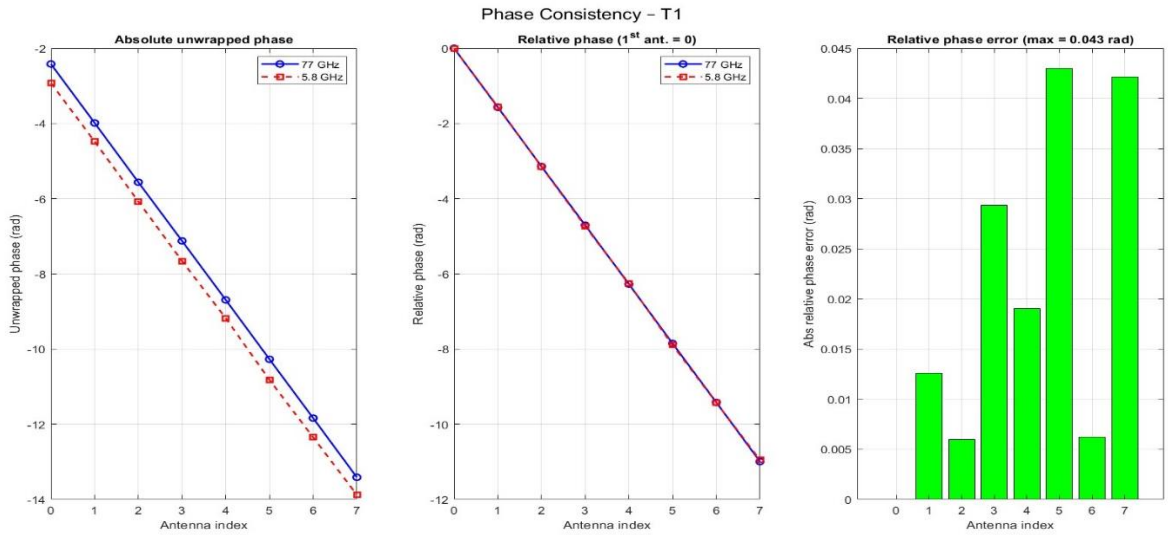


(a) (b)

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	

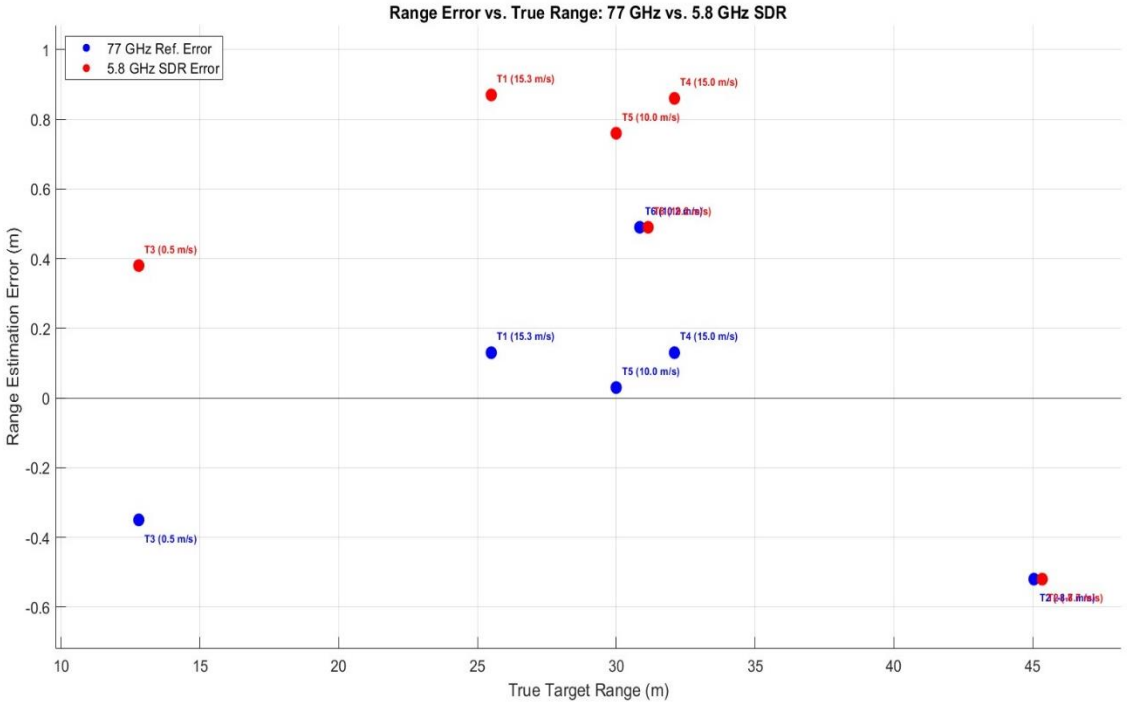
نلاحظ من الجدول (4) ما يلي:

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.