جامعة دمشق
كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية
قسم هندسة الإلكترونيات والاتصالات



تصميم وتنفيذ جهاز سبر طبقات الجو السطحية باستخدام التقانة الصوتية

بحث أعد لنيل درجة الدكتوراه في هندسة الإلكترونيات التطبيقية

إعـداد الطالب المهندس

جهاد العودةالله

بإشراف

د.م. فريز عبود

د.م. مازن خوري

العام الدراسي
2017-2018

كلمة شكر

لا أجد مكافأة أقدمها لكل من أسدى إلي معروفاً وساهم في إنجاز هذا العمل سوى الشكر الجزيل وأخص بالذكر السادة **المشرفين** على هذا البحث:

الدكتور المهندس فريز عبود والدكتور المهندس مازن خوري

وأتقدم بالشكر لكل العاملين معي في **المخبر** على المساعدة والجهود التي بذلوها إضافة **للدكتور حسان إبراهيم** على ما قدمه من الدعم والمشورة من أجل إنجاز هذا العمل.

وأتوجه بالشكر والامتنان إلى الأساتذة الكـرام فـي **قسـم هندسـة الإلكترونيـات والاتصـالات** في **كلية الهندسة الميكانيكية والكهربائية** وأخـص بالـذكر **الـدكتور فـواز مفضـي** الـذي لـم يدخر جهداً لإخراج هذا العمل على هـذه الصـورة مـن خـلال النصـائح والإرشـادات التـي قدمها.

كما أتوجه بالشكر والتقدير للسادة أعضاء **لجنة التحكيم** الذين وافقوا مشكورين بالحكم على هذا البحث.

إهداء

لمن كان سبب وجودي في هذه الحياة **أمي وأبي**

لشركائي في سبب وجودي في هذه الحياة **إخوتي**

لشريكتي وسندي وملاذي وسعادتي في هذه الحياة **زوجتي**

لاستمرار وجودي وامتدادي في هذه الحياة **أولادي**

لمن تشاركت معهم مشوار هذه الحياة **أصدقائي**

أهدي هذا العمل

أعضاء لجنة الحكم والقرار الناظم بذلك

أقدم أسمى الشكر والامتنان والمحبة لأعضاء لجنة الحكم الموقرة لقبولهم

قراءة خلاصة بحثي والحكم على رسالتي :

الدكتور فريز عبود	***عضوا ومشرفا علميا***
الدكتور شحادة الموسى	**عضوا**
الدكتور محمد مازن المحايري	**عضوا**
الدكتور ظافر موسى	**عضوا**
الدكتور فواز مفضي	**عضوا**

بموجب قرار مجلس البحث العلمي والدراسات العليا رقم / ٥٩٦/م.ب.د تاريخ ٢٠١٧/١٢/١٨ والقاضي بتأليف لجنة الحكم

د. فريز عبود د. شحادة الموسى د. محمد مازن المحايري د. ظافر موسى د. فواز مفضي

الفهرس Index

مقدمة عامة ١٤

١. الفصل الأول: تفاعل الأمواج الصوتية مع الطبقة الجوية السطحية ١٩

١.١ مقدمة ٢٠

٢.١ سلوك الطبقة الجوية السطحية ٢١

٣.١ القياسات المباشرة والقياسات عن بعد ٢٢

٤.١ الاستشعار عن بعد السلبي والفعال ٢٣

٥.١ مزايا الاستشعار عن بعد بالوسائل الصوتية ٢٤

٦.١ نظرة عامة على السودار ٢٧

١.٦.١ تاريخ السودار ٢٧

٢.٦.١ نظرية عمل السودار ٢٩

٣.٦.١ مزايا وعيوب السودار وحيد الوضعية وثنائي الوضعية ٣٠

٧.١ الانتشار الصوتي ٣١

١.٧.١ الانعكاس والانتشار الصوتي في الجو ٣١

٢.٧.١ الاستطاعة المنتشرة ٣٢

٣.٧.١ معادلة السودار أحادي الوضعية ٣٦

٨.١ تأثير العوامل الجوية على انتشار الأمواج الصوتية ٣٦

١.٨.١ انتشار الصوت في الهواء الطلق ٣٧

٢.٨.١ تخامد الصوت أثناء انتشاره في الهواء الطلق ٣٨

٢. الفصل الثاني: الدراسة النظرية والمحاكاة ٤٤

١.٢ مقدمة ٤٥

٢.٢ العاكس القطعي المكافئ ٤٥

١.٢.٢ أنواع العاكس القطعي المكافئ ٤٧

٢.٢.٢ معادلة فتحة العاكس القطعي المكافئ واتجاه الإشعاع ٤٩

٣.٢.٢ الخصائص الرئيسية للعاكس القطعي المكافئ ٥١

١.٣.٢.٢ ربح الطبق القطعي المكافئ ٥١

٢.٣.٢.٢ عرض حزمة نصف الاستطاعة ٥٣

٣.٣.٢.٢ كفاءة الفتحة ٥٥

٤.٣.٢.٢ حقول الإشعاع ٥٦

٣.٢ مبدأ القياس ٥٧

١.٣.٢ نبضة الإرسال ٥٩
٢.٣.٢ قياس بعد الهدف ٦٢
١.٢.٣.٢ تابع الترابط المتبادل ٦٢
٢.٢.٣.٢ تابع الترابط المتبادل لإشارة مع نسخة مؤخرة عنها ٦٣
٣.٢.٣.٢ تابع الترابط المتبادل مع إشارة مزاحة ترددیا ٦٤
٤.٢ الإشارات المتداخلة ٦٦
٥.٢ فصل الإشارات المتداخلة ٦٩
١.٥.٢ الأسس النظرية ٧٠
٢.٥.٢ تأثير نسبة الإشارة إلى الضجيج ٧٢
٣.٥.٢ تأثير الانزياح الترددي ٧٣
٤.٥.٢ استخدام مرشح وينر ٧٣
٥.٥.٢ تقنية التمييزية العالية ٧٥
٦.٢ قياس دوبلر الريح ٧٩
١.٦.٢ حساب التردد الوسطي باستخدام العزم الطيفي ٨٢
٢.٦.٢ طريقة الحساب باستخدام طريقة التوازن ٨٢
٣. الفصل الثالث: الدراسة التجريبية والنتائج ٨٦
١.٣ مقدمة ٨٧
٢.٣ توصيف الطبق القطعي المكافئ ٨٧
١.٢.٣ تحديد المحرق واتجاه الإشعاع ٨٨
٢.٢.٣ المخطط الإشعاعي ٩٠
٣.٢.٣ ربح الطبق القطعي المكافئ ٩٣
١.٣.٢.٣ التجربة الأولى ٩٦
٢.٣.٢.٣ التجربة الثانية ٩٨
٣.٣.٢.٣ التجربة الثالثة ١٠٠
٤.٢.٣ عرض حزمة نصف الاستطاعة ١٠٢
٣.٣ قياس بعد الهدف ١٠٣
١.٣.٣ كشف الإشارة المرسلة المرجعية ١٠٤
٢.٣.٣ قياس بعد هدف وحيد ١٠٥
٣.٣.٣ قياس بعد هدف مزدوج ١٠٦
٤.٣.٣ قياس بعد هدف ثلاثي ١٠٨

٤.٣ قياس سرعة هدف **١٠٩**
١.٤.٣ قياس سرعة هدف ثابت **١٠٩**
٢.٤.٣ قياس سرعة هدف متحرك **١١٠**
٣.٤.٣ قياس سرعة الريح **١١٣**
الخلاصة **١١٨**
المقترحات والتوصيات **١١٩**
المراجع **١٢٠**

فائمة الأشكال List of Figures

الشكل	الصفحة
الشكل (١-١) طبقات الغلاف الجوي.	٢٠
الشكل (١-٢) النسبة المئوية لتطبيق التقانات المختلفة للاستشعار عن بعد في أبحاث التروبوسفير[8].	٢٤
الشكل (١-٣) نمط السودار وحيد الوضعية و السودار ثنائي الوضعية.	٣٠
الشكل (١-٤) تغيرات معامل درجة الحرارة البنيوي C_T^2 مع الارتفاع وذلك في شروط الانتقال الحراري الحر[12].	٣٤
الشكل (١-٥) المقطع العرضي للانتشار كتابع لزاوية الانتشار مع تغير معامل مساهمة تقلبات الريح [12].	٣٥
الشكل (١-٦) تخلخل وانضغاط الأمواج الصوتية[18].	٣٧
الشكل (١-٧) امتصاص الغلاف الجوي بالـ dB/100m عند الضغط 1 Atm، ودرجة حرارة 20°C، ورطوبة نسبية70% [ANSI standard S1.26] .	٣٩
الشكل (١-٨) معامل التخامد في الغلاف الجوي كتابع للرطوبة النسبية ومن أجل قيم مختلفة للترددات الصوتية عند درجة الحرارة 20°C[20].	٤٠
الشكل (١-٩) معامل التخامد في الغلاف الجوي كتابع للرطوبة النسبية ومن أجل قيم مختلفة لدرجات الحرارة[20].	٤١
الشكل (١-١٠) معامل التخامد في الغلاف الجوي كتابع للتردد، ومن أجل عدة قيم مختلفة للرطوبة النسبية من ٠٪ إلى ١٠٠٪، عند درجة حرارة ثابتة 10°C، وضغط 101.3kPa[21].	٤٢
الشكل (١-١١) مستوى الضجيج الصوتي الخلفي لبيئات مختلفة[1].	٤٣
الشكل (٢-١) مخطط صندوقي مقترح لمنظومة سودار أحادي الوضعية باستخدام نظام صوتي موجه.	٤٥
الشكل (٢-٢) العاكس القطعي المكافئ.	٤٧
الشكل (٢-٣) طبق تقليدي ذو فتحة دائرية ومستو القص عمودي على محور تناظر السطح القطعي المكافئ.	٤٧
الشكل (٢-٤) محور التناظر والمحرق خارج فتحة الطبق العاكس ذي الفتحة الإهليلجية.	٤٨
الشكل(٢-٥) سطح قطعي مكافئ تم قصه بمستو مائل بزاوية θ [31].	٤٩
الشكل(٢-٦) الشكل الناتج من تقاطع مستوي القص المائل والسطح القطعي المكافئ [31].	٥٠
الشكل (٢-٧) علاقة ربح الطبق بالتردد عند أقطار مختلفة للطبق[33].	٥٣
الشكل (٢-٨) علاقة ربح الطبق بقطره عند ترددات صوتية مختلفة[33].	٥٣
الشكل (٢-٩) علاقة عرض حزمة نصف الاستطاعة بالتردد عند أقطار مختلفة للطبق[33].	٥٤
الشكل (٢-١٠) علاقة ربح الطبق مع عرض حزمة نصف الاستطاعة[33].	٥٥

الشكل (٢-١١) حقول الإشعاع.	٥٧
الشكل (٢-١٢) نبضة التجيب المغزلي عند عدة قيم لمعامل الانحدار.	٦٠
الشكل (٢-١٣) تحويل فورييه لنبضة التجيب المغزلي عند $\tau = 20ms$ وعدة قيم لمعامل الانحدار(الجزء العلوي)، وقيم الترددات للصفر الأول للتحويل(الجزء السفلي).	٦٢
الشكل (٢-١٤) الإشارة المرسلة والإشارة المستقبلة(الجزء العلوي) وترابطهما مع غلاف الترابط (الجزء السفلي).	٦٤
الشكل (٢-١٥) غلاف تابع الترابط من أجل $t_w = 5ms$ عند عدة انزياحات ترددية f_d.	٦٥
الشكل (٢-١٦) غلاف تابع الترابط عند عدة انزياحات ترددية f_d من أجل $t_w = 10ms$ (الجزء العلوي)ومن أجل $t_w = 20ms$ (الجزء السفلي).	٦٦
الشكل (٢-١٧) ثلاث إشارات متداخلة مع أطيافها (الجزء العلوي)، والإشارة المركبة الناتجة عن مجموعها مع طيف الإشارة المركبة (الجزء السفلي).	٦٨
الشكل (٢-١٨) ناتج ترابط إشارة الإرسال مع الإشارة المركبة وغلاف الترابط.	٦٩
الشكل (٢-١٩) تابع التحويل في المجال الترددي $H(f)$.	٧١
الشكل (٢-٢٠) تابع التحويل في المجال الزمني $h(t)$.	٧١
الشكل (٢-٢١) الإشارة المركبة محملة بالضجيج.	٧٢
الشكل (٢-٢٢) تابعا التحويل للإشارة المركبة المحملة بالضجيج: في المجال الترددي$H(f)$، والمجال الزمني$h(t)$.	٧٣
الشكل (٢-٢٣) تابعا التحويل لإشارة مزاحة ترددياً: في المجال الترددي$H(f)$، والمجال الزمني$h(t)$.	٧٣
الشكل (٢-٢٤) تابع التحويل$H(f)$ للإشارة المركبة المحملة بالضجيج باستخدام مرشح وينر و $\gamma = 0.05$.	٧٤
الشكل (٢-٢٥)تابع التحويل$H(f)$ للإشارة المزاحة ترددياً باستخدام مرشح وينر و $\gamma = 0.05$.	٧٥
الشكل (٢-٢٦) المخطط التدفقي لتقنية التمييزية العالية.	٧٦
الشكل (٢-٢٧) تابعا التحويل المعدلان في المجال الترددي$Hm(f)$ والزمني$hm(t)$ باستخدام تقنية التمييزية العالية.	٧٧
الشكل(٢-٢٨) تابع التحويل المعدل في المجال الزمني$hm(t)$ باستخدام تقنية التمييزية العالية، من أجل عدة قيم للانزياح الترددي، ومن أجل عدة قيم للعرض الزمني لنبضة الإرسال.	٧٨
الشكل (٢-٢٩) إشارة الاستقبال المركبة والمحملة بالضجيج مع انزياحات ترددية، وتابع التحويل المعدل في المجال الزمني$hm(t)$.	٧٩
الشكل (٢-٣٠) رسم تخطيطي لمنظومة سودار أحادي الوضعية وثلاثي المحاور.	٨٠
الشكل (٢-٣١) طيف إشارتي استقبال، الأولى تحتوي على إشارات متداخلة، والثانية محملة بالضجيج.	٨١
الشكل (٢-٣٢) استخدام طريقة توازن الاستطاعة للحصول على حدود مجال التكامل.	٨٤

الشكل (٣-١) المخطط التمثيلي لمنظومة القياس العملية باستخدام نظام صوتي موجه.	٨٧
الشكل (٣-٢) قطري فتحة الطبق العاكس.	٨٨
الشكل (٣-٣) قياس معاملات حساب البعد المحرقي.	٨٨
الشكل (٣-٤) ساعة قياس العمق.	٨٩
الشكل (٣-٥) تدوير الطبق العاكس وتحديد ذروته.	٨٩
الشكل (٣-٦) مسح زاوي لتحديد المخطط الإشعاعي لطبق الإرسال.	٩٠
الشكل (٣-٧) مخطط الإشعاع الأفقي المقيس تجريبياً عند التردد $2000Hz$.	٩١
الشكل (٣-٨) مخطط الإشعاع الشاقولي المقيس تجريبياً عند التردد $2000Hz$.	٩٢
الشكل (٣-٩) المخطط التمثيلي للنظام العملي المستخدم لقياس ربح الطبق.	٩٣
الشكل (٣-١٠) المسارات المتعددة التي تسلكها الأمواج الصوتية.	٩٥
الشكل (٣-١١) التنفيذ العملي المستخدم لقياس ربح الطبق تجريبياً.	٩٦
الشكل (٣-١٢) الإشارات المستقبلة عند التردد $2756Hz$ وعلى مسافة $6.5m$.	٩٧
الشكل (٣-١٣) العلاقة النظرية والعلاقة التجريبية لربح الطبق في الإرسال والاستقبال بالتردد.	٩٨
الشكل (٣-١٤) الإشارات المستقبلة عند التردد $2756Hz$ وعلى مسافة $3.5m$.	٩٩
الشكل (٣-١٥) العلاقة النظرية والعلاقة التجريبية لربح الطبق في الإرسال والاستقبال بالتردد.	١٠٠
الشكل (٣-١٦) العلاقة النظرية والعلاقة التجريبية لربح الطبق بالتردد في الإرسال والاستقبال.	١٠٢
الشكل (٣-١٧) علاقة عرض حزمة نصف الاستطاعة بالتردد من أجل قيمتين لمعامل التناسب الزاوي.	١٠٣
الشكل (٣-١٨)المخطط التمثيلي للنظام العملي المستخدم للحصول على إشارة الإرسال المرجعية.	١٠٤
الشكل (٣-١٩) الإشارة الرياضية المولدة، والإشارة المرسلة المرجعية وغلافها.	١٠٥
الشكل (٣-٢٠) تابع التحويل المعدل $hm(t)$ لهدف وحيد.	١٠٦
الشكل (٣-٢١) الإشارة المستقبلة من هدف مزدوج على مسافة $8m$.	١٠٧
الشكل (٣-٢٢) تابع التحويل $h(t)$ وتابع التحويل المعدل $hm(t)$ لهدف مزدوج على مسافة $8m$.	١٠٧
الشكل (٣-٢٣)الإشارة المستقبلة من هدف ثلاثي على مسافة $9.25m$.	١٠٨
الشكل (٣-٢٤) تابع التحويل $h(t)$ وتابع التحويل المعدل $hm(t)$ لهدف ثلاثي على مسافة $9.25m$.	١٠٩
الشكل (٣-٢٥) طيف إشارة هدف مزدوج ثابت وهدف ثلاثي ثابت.	١١٠
الشكل (٣-٢٦) الإشارة المستقبلة لخمس إطارات زمنية متعاقبة لسيارة مقتربة.	١١١
الشكل (٣-٢٧) الإشارة المستقبلة لخمس إطارات زمنية متعاقبة لسيارة مبتعدة.	١١٢
الشكل (٣-٢٨) توصيف حقل الرياح الذي ينتجه مدفع الريح، باستخدام مقياس ميكانيكي لسرعة الريح.	١١٣
الشكل (٣-٢٩) قياس سرعة الريح الناتجة من مدفع الريح.	١١٤
الشكل (٣-٣٠) الإشارة المستقبلة في حالة عدم وجود الريح وفي حالة وجود الريح.	١١٥

الشكل (٣-٣١) تابع التحويل المعدل في حالة عدم وجود الريح وفي حالة وجود الريح. ١١٦
الشكل (٣-٣٢) طيف الإشارة المستقبلة في حالة عدم وجود الريح وفي حالة وجود الريح. ١١٧

فائمة الجداول List of Tables

الجدول	الصفحة
الجدول (١-١) الندوات الدولية للنهوض باستشعار الطبقة السطحية عن بعد.	٢٩
الجدول (٢-١) قيم التردد الوسطي لإشارة محملة بالضجيج.	٨٤
الجدول (٣-١) قيم إشارة الاستقبال من أجل عدة زوايا إشعاع أفقية لطبق الإرسال.	٩١
الجدول (٣-٢) قيم إشارة الاستقبال من أجل عدة زوايا إشعاع شاقولية لطبق الإرسال.	٩٢
الجدول (٣-٣) عرض نبضة الإرسال وبعد الحقل البعيد والارتفاع الأصغري مع التردد.	٩٤
الجدول (٣-٤) مطال الإشارات المستقبلة وقيم الربح التجريبية والنظرية مع التردد.	٩٧
الجدول (٣-٥) مطال الإشارات المستقبلة وقيم الربح التجريبية والنظرية مع التردد.	٩٩
الجدول (٣-٦) مطال الإشارات المستقبلة وقيم الربح التجريبية والنظرية مع التردد.	١٠١
الجدول (٣-٧) بعد وسرعة سيارة مقتربة.	١١١
الجدول (٣-٨) بعد وسرعة سيارة مبتعدة.	١١٢
الجدول (٣-٩) قيم سرعة الريح بالـ m/s لمدفع الريح في نقاط متعددة.	١١٤

الملخص

إن دراسة سلوك الطبقة الجوية السطحية، وخصوصاً سرعة واتجاه الريح، أمر بالغ الأهمية، وتبرز الحاجة إليه في العديد من التطبيقات المدنية والعسكرية. هناك العديد من التقانات التي تستخدم لقياس سرعة واتجاه الريح بدلالة الارتفاع في هذه الطبقة، إن المنظومة المعروفة باسم السودار هي المنظومة التي تعتمد على الوسائل الصوتية لإجراء هذا القياس، حيث يتم إرسال نبضة صوتية في الهواء باتجاه الأعلى، وعندما تصادف هذه النبضة أجزاء هوائية مضطربة وغير متجانسة مع ما يحيط بها، فإن جزء من طاقة النبضة الصوتية يتناثر بشكل عشوائي في جميع الاتجاهات. بكشف الإشارة الصوتية المنتشرة، يمكن قياس مدى هذه الأجزاء الهوائية المضطربة وسرعتها المساوية لسرعة الريح على هذا الارتفاع.

إن تمييزية المدى، وهي المسافة الصغرى بين هدفين يمكن للسودار الفصل والتمييز بينهما، مرتبطة بالعرض الزمني لنبضة الإرسال. إن هذه التمييزية تصبح أسوأ كلما ازداد العرض الزمني لنبضة الإرسال، ولكن زيادة هذا العرض الزمني ضرورية، لأن ذلك يسبب انخفاضاً لعرض الحزمة الترددي للنبضة، مما يسهل تحديد انزياح دوبلر الترددي، كما يؤدي إلى زيادة الاستطاعة المستقبلة.

إن **مساهمتنا** من خلال هذا البحث هي في إيجاد طريقة جديدة لفصل الأصداء الصوتية تمكننا من زيادة العرض الزمني لنبضة الإرسال ما أمكن وذلك للاستفادة من مزايا زيادة الاستطاعة المستقبلة، وزيادة القدرة على تحديد الانزياح الترددي، مع زيادة في تمييزية المدى ناتجة عن القدرة على فصل الأصداء المتداخلة.

تعتمد هذه الطريقة على استخدام مرشح وينر، وتقنية التمييزية العالية، وقد تم اختبارها من خلال محاكاة جرى تنفيذها باستخدام برنامج ماتلاب، وكانت النتائج جيدة جداً، كما تم اختبار الطريقة بشكل تجريبي وكانت النتائج قريبة للغاية من القيم الحقيقية.

أما تحديد السرعة فيتم بقياس انزياح دوبلر للإشارة الصوتية المستقبلة والمنتشرة من الأجزاء الهوائية المضطربة، وذلك بحساب التردد الوسطي لطيف إشارة الاستقبال.

مقدمة عامة

General Introduction

يتكون الغلاف الجوي المحيط بالكرة الأرضية من عدة طبقات تصل سماكتها إلى عدة مئات من الكيلومترات، وتختلف هذه الطبقات في تركيبها وخصائصها. يسمى الجزء المنخفض والأقرب إلى سطح الأرض والذي يصل ارتفاعه إلى أكثر من ١ كم وقد يصل إلى ٢ كم، بالطبقة الجوية السطحية Atmospheric Boundary Layer (ABL)، ويعتبر هذا الجزء المنخفض من الغلاف الجوي حيوياً بالنسبة لنا، لأنه المكان الذي نعيش فيه، وذلك في أنماط مختلفة من الطقس ناتجة عن عدم استقراره.

إن دراسة سلوك الطبقة الجوية السطحية وخصوصاً معرفة سرعة واتجاه الريح على ارتفاعات مختلفة في هذه الطبقة، قد أبرز الحاجة لمنظومات سبر هذه الطبقة عن بعد، وتأتي في مقدمتها المنظومات التي تعتمد على الوسائل الصوتية في عملها أو ما يعرف بالسودارSODAR، وذلك نظراً للتفاعل القوي الذي تبديه الأمواج الصوتية مع الطبقة الجوية السطحية. إضافة لذلك فإن سرعة انتشار الأمواج الصوتية المنخفضة يسمح بتحديد دقيق للمسافات الصغيرة ويوفر معلومات عن الارتفاعات المنخفضة (مئات الأمتار)، وهي عادة ما تكون بعيدة عن متناول السبر بالأمواج الكهرومغناطيسية. وعموما فإن التكلفة المنخفضة للمعدات الصوتية يجعل استشعار الاضطرابات الجوية عن طريق الصوت أكثر جاذبية. لكن العمل في مجال الترددات الصوتية تعترضه العديد من الصعوبات والمشاكل ومن أبرزها الضجيج الصوتي المحيط بنا باستمرار في كل الأوقات وفي كل مكان، إضافة إلى إمكانية تداخل الأصداء المنعكسة عن أهداف مختلفة بسبب وصولها إلى المستقبل في أزمنة متقاربة.

عند إرسال نبضة صوتية في الهواء باتجاه الأعلى، فإنها تنتشر خلال الغلاف الجوي كانتشارها في الأوساط المنتظمة والمتجانسة بشكل مباشر ومستقيم. وعندما تصادف سطوحا تشكل عدم استمرارية لوسط الانتشار، مثل الأجزاء الهوائية المضطربة وغير المتجانسة مع ما يحيط بها، وذات أبعاد تزيد عن نصف طول الموجة الصوتية المرسلة، فإن جزء من طاقة النبضة الصوتية يتناثر بشكل عشوائي وفي جميع الاتجاهات بسبب وجود تغيير في الكثافة أو سرعة الهواء، والمعروفة باسم تغيير في قرينة الانكسار الصوتية. يقوم السودار بكشف هذه الاضطرابات أو عدم الاستمرارية والانقطاعات في قرينة الانكسار الصوتية في الجو وذلك بكشف الإشارة المنتثرة للإشارة الصوتية المرسلة. إن بعض الطاقة الصوتية المنتثرة تنعكس دائما في اتجاه مصدر الصوت وهذا هو الانتثار العكسي. ويمكن قياس هذه الطاقة المنتثرة عكسياً باستخدام نمط السودار أحادي الوضعية-mono

static sodar mode والذي يستخدم الانتشار العكسي ويكون فيه المرسل والمستقبل متجاورين في مكان واحد.

تتكون منظومة السودار، بشكل أساسي، من نظام صوتي موجه، وذلك لتحديد الاتجاه الذي يتم فيه إرسال أو استقبال الموجة الصوتية، تتم قيادة هذا النظام في مرحلة الإرسال، ومعالجة المعطيات التي يتم تحصيلها في مرحلة الاستقبال عن طريق حاسب محمول. أما النظام الصوتي الموجه فمن الممكن بناؤه باستخدام طبق عاكس قطعي مكافئ مع ميكروفون أو مجهار متموضع في محرقه.

في نظام السودار من النمط أحادي الوضعية، يتم تحديد بعد الهدف، وهو المناطق الجوية المضطربة، وذلك من خلال قياس زمن الانتشار الذي تستغرقه الإشارة عند انتشارها من المرسل وانعكاسها عن الهدف ثم عودتها للمستقبل.

إن قدرة السودار على فصل الأهداف، والتي تعرف بتمييزية المدى Range Resolution، هي المسافة الصغرى بين هدفين يمكن للسودار الفصل والتمييز بينهما، وهي مرتبطة بالعرض الزمني لنبضة الإرسال ومحددة بها[1]، وبالتالي فإن قدرة السودار على الفصل بين الأهداف تكون أكبر، كلما كان العرض الزمني لنبضة الإرسال أصغر، وهذا يقلل من احتمالية التداخل الزمني بين الإشارات المنعكسة، إلا أن نقصان العرض الزمني للنبضة يسبب زيادة في عرض حزمتها الترددية مما يحد من القدرة على تحديد انزياح دوبلر الترددي، فمن أجل الأهداف التي تتحرك بسرعات منخفضة سينشأ تداخل ترددي بين حزمة إشارة الأهداف الثابتة وحزمة الإشارة المنعكسة عن الأهداف ذات السرعات المنخفضة بحيث لا يمكن الفصل ترددياً بينهما، وكذلك الأمر في حالة وجود هدفين متحركين ضمن نفس المجال الزمني، عندها لا يمكن الفصل بينهما زمنيا وترددياً، من جهة أخرى فإن الاستطاعة المستقبلة تكون أكبر كلما كان العرض الزمني لنبضة الإرسال أكبر.

إن وجود مشكلة فصل الأصداء الصوتية المتعلقة حتماً بعرض النبضة الزمني دفعنا إلى العمل بهذا الاتجاه، وكانت **مساهمتنا في هذا البحث** هي إيجاد طريقة جديدة في فصل الأصداء الصوتية تمكننا من زيادة عرض نبضة الإرسال ما أمكن وذلك للاستفادة من مزايا زيادة الاستطاعة المستقبلة، وزيادة الدقة في تحديد انزياح دوبلر الترددي، مع زيادة في تمييزية المدى ناتجة عن القدرة على فصل الأصداء المتداخلة، وإجراء تطبيق عملي لهذه الطريقة.

يوجد في الأدبيات العديد من المقالات التي تناولت فصل الإشارات المتداخلة[2, 3, 4, 5, 6]، ومعظم هذه الإشارات يقع في المجال فوق الصوتي. المقالة [2] تناولت فصل الإشارات المتداخلة بهدف

الحصول على مواصفات دقيقة لوسط الانتشار، وذلك من خلال قياس أزمنة انتشار الأمواج الصوتية في هذا الوسط، لكن الطريقة مبنية على أساس معرفة بعض خصائص الوسط وسماكته.
أما المقالة [3] فهي تتناول فصل الأصداء المتداخلة باستخدام الإشارات المعدلة بتردد خطي Linearly frequency modulated (LFM) signals، باستخدام تحويل فورييه الجزئي Fractional Fourier Transform (FrFT)، إلا أنه حتى الآن لا يوجد تنفيذ محدد وسريع معروف لـ FrFT المقطع[4].

إن معظم ما ورد في الأدبيات غير قابل للتطبيق في حالتنا، مما دفعنا إلى العمل والبحث في هذا الاتجاه، وإيجاد طريقة جديدة في فصل الأصداء المتداخلة، نظراً لأهمية ذلك في مجموعة واسعة من التطبيقات العسكرية والطبية، وسنعرض هذه الطريقة في سياق هذه الرسالة التي تم تنظيمها وفق الشكل التالي:

يعرض الفصل الأول تعريفاً بالطبقة الجوية السطحية، ودراسة سلوكها، وتفاعل الأمواج الصوتية مع هذه الطبقة، واستثمارها لاستشعار الاضطرابات الجوية عن طريق الصوت، وذلك عند إرسال نبضة صوتية في الهواء باتجاه الأعلى.

أما الفصل الثاني فيبين الدراسة النظرية لهذا البحث وهو يقسم إلى قسمين: يتناول القسم الأول الدراسة النظرية للطبق القطعي المكافئ والتي تربط بين خصائصه الرئيسية، كالشكل الهندسي لفتحته وأطوال أقطار هذه الفتحة، بالمعاملات التي تؤثر بشكل مباشر على عملية الإرسال والاستقبال الصوتي كاتجاه الإشعاع وتحديد المحرق والربح. أما القسم الثاني فيعرض الجزء الخاص بمعالجة إشارة الـ SODAR، وهو يتضمن أولاً عرضاً للطريقة المقدمة لفصل الأصداء الصوتية والمبنية على أساس تحويل فورييه (Fourier Transform)FT وتحويل فورييه العكسيIFT(Inverse Fourier Transform)، وقد تم تحسينها باستخدام مرشح وينر Wiener Filter، وذلك للتعامل مع الإشارات المستقبلة ذات النسبة المنخفضة للإشارة على الضجيج، أو الإشارات المستقبلة التي حدث تغير في محتواها الترددي بسبب انزياح دوبلر الناتج عن حركة الهدف.
وأخيراً نعرض في هذا الجزء الطريقة الجديدة التي استخدمت في هذا العمل حيث تم استخدام تقنية التمييزية العالية Super Resolution Technique لـ Gerchberg في الفصل بين الأصداء وهي المرة الأولى التي تطبق فيها هذه الطريقة على الإشارات الصوتية وكان هذا العمل موضوع بحث لمقالة تم نشرها في مجلة advances in acoustics and vibration. كما يحوي هذا القسم أيضاً المبدأ

المتبع في الكشف عن سرعة الرياح وذلك بقياس انزياح دوبلر للإشارة الصوتية الراجعة إلى المستقبل من حيز الانتشار، والناتج عن حركة الريح. لكن الإشارة المستقبلة قد تكون ضعيفة ومحملة بالضجيج، إضافة لإمكانية احتوائها على إشارات منعكسة متداخلة، مما يجعل من الحصول على تردد إشارة الاستقبال من طيفها أمراً صعباً وغير دقيق، وبالتالي لا يمكن اعتماد قيمة التردد عند الذروة العظمى للطيف على أنها التردد المركزي للطيف. لذلك تم البحث عن طرق أخرى وتم اعتماد العزم من المرتبة الأولى لطيف الاستطاعة لحساب التردد الوسطي، وتم تحسين الحساب باستخدام طريقة توازن الاستطاعة.

لاختبار المبادئ النظرية المقدمة التي تستخدم لقياس كل من بعد الهدف وسرعته، تم إجراء عمليات محاكاة تم تنفيذها باستخدام برنامج MATLAB، وتم الحصول على نتائج جيدة للغاية.

يبين الفصل الثالث الاختبارات الميدانية التي تمت خلال هذا البحث حيث نعرض أولاً التجارب التي تمت بهدف التوصيف التجريبي للطبق الصوتي العاكس والذي تكاد تخلو الأدبيات من وجوده، وبيان مدى مطابقة ذلك مع الجزء النظري، كما يظهر هذا الفصل التجارب التي تمت لقياس كل من بعد الهدف وسرعته، ونظراً لصعوبة إجراء تجارب عملية على الأهداف الجوية (الأجزاء الهوائية المضطربة)، بسبب عدم وجود المرجعيات لمقارنة نتائج القياسات العملية بها من جهة، وصعوبة إجراء هذه التجارب من حيث وجود البيئة المناسبة لإجرائها، وعدم توفر الأدوات اللازمة لذلك، لذا فقد تم إجراء التجارب العملية على أهداف أرضية ثابتة ينعكس عنها إشارات متداخلة في المجالين الزمني والترددي، وعلى أهداف متحركة ليتم الكشف عن بعدها وسرعتها، وأخيراً تم إجراء تجربة على كتلة هوائية متحركة تم توليدها باستخدام مدفع الريح، وكانت نتائج قياس كل من البعد والسرعة جيدة جداً.

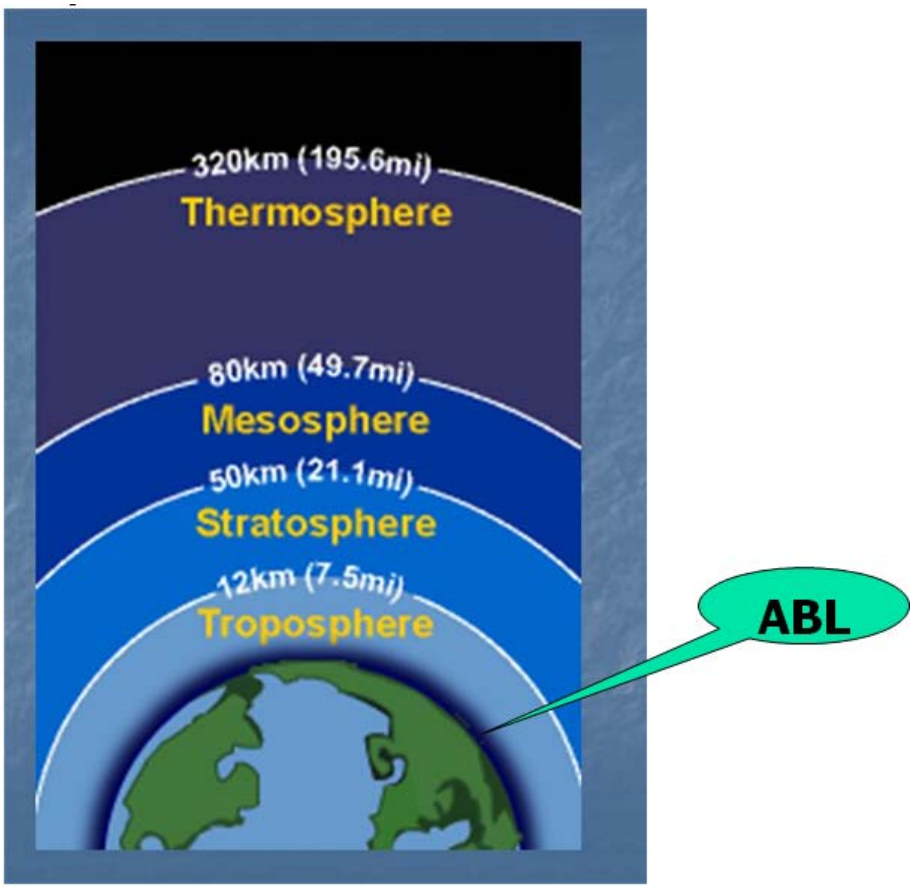
الفصل الأول

تفاعل الأمواج الصوتية مع الطبقة الجوية السطحية

Interaction of acoustic waves with Atmospheric Boundary Layer (ABL)

١.١ مقدمة Introduction

يتكون الغلاف الجوي المحيط بالكرة الأرضية من عدة طبقات تصل سماكتها إلى عدة مئات من الكيلومترات كما هو مبين في الشكل(١-١).



الشكل (١-١) طبقات الغلاف الجوي.

وتختلف هذه الطبقات في تركيبها وخصائصها. ففي حين أن طبقة الستراتوسفير التي يصل ارتفاعها إلى حوالي ٥٠ كم تقريباً، تعتبر طبقة هادئة فإن طبقة التروبوسفير القريبة من الأرض والتي يصل ارتفاعها إلى أكثر من١٠ كم بقليل، هي في حالة دائمة من الاضطراب وعدم الاستقرار في كل مكان.

داخل طبقة التروبوسفير، وأقرب إلى سطح الأرض، تكمن الطبقة الجوية السطحية Atmospheric Boundary Layer (ABL) التي تمتد سماكتها إلى أكثر من ١ كم وقد تصل إلى ٢ كم. يعتبر هذا الجزء المنخفض من الغلاف الجوي حيوياً بالنسبة لنا، لأنه المكان الذي نتنفس ونعيش فيه، وذلك في أنماط مختلفة من الطقس ناتجة عن عدم استقراره، والتي تسبب هطول الأمطار على سبيل

المثال، إضافة لتأثير الاضطراب في إثارة الرياح وتشتيت الانبعاثات الغازية والملوثات، التي نقوم بتوليدها وإرسالها فيه، والتخفيف منها.

٢.١ سلوك الطبقة الجوية السطحية

Atmospheric Boundary Layer Behavior

إن هذا الجزء المنخفض من الغلاف الجوي معقد، وتحدث فيه ظواهر فيزيائية، غالباً ما تتكرر بشكل يومي مثل الحمل الحراري convection خلال النهار والتقسيم الطبقي stratification خلال الليل، والمضاعفات الناجمة عن التضاريس المعقدة (العناصر السطحية مثل المباني والغابات والتلال والجبال)، إضافةً إلى الأحداث الجوية الكبيرة كاستبدال الكتل الهوائية بالرياح السائدة والغيوم وهطول الأمطار.

إن وجود الطبقة الجوية السطحية ABL على تماس مع سطح الأرض يسبب حدوث تماس وتفاعل ما بين الهواء والسطح، ويحدث هذا التفاعل في شكلين رئيسيين: ميكانيكي وحراري.

ينشأ التماس الميكانيكي من الاحتكاك المطبق من الريح على سطح الأرض، وهذا الاحتكاك يتسبب في حدوث انقطاعات للريح وخلق أشكال من الاضطراب.

أما التماس الحراري بين الطبقة الجوية السطحية ABL وسطح الأرض فينتج أصلاً عن الإشعاع الشمسي، إذ أن ضوء الشمس هو إشعاع كهرومغناطيسي في المجال المرئي، والذي يعتبر الغلاف الجوي شفافاً بالنسبة له إلى حد كبير، ولذلك فإن الكثير من الإشعاعات الشمسية تصل إلى سطح الأرض. على النقيض من ذلك، فإن سطح الأرض غير شفاف، في حين أن المياه في البحار أو البحيرات شفافة إلى حد ما ولكنها أقل بكثير من الهواء، وبالتالي فإن معظم الإشعاعات الشمسية يتم امتصاصها على الفور على سطح الأرض. هذا السطح، بدوره، يسخن ويشع الحرارة بعيداً، وبما أن سطح الأرض هو أكثر برودة بكثير من الشمس، فإنه يصدر الحرارة في ترددات أقل بكثير من طيف الأمواج الكهرومغناطيسية، وفي مجال الأشعة تحت الحمراء. هذه الأشعة غير مرئية بالنسبة لنا، ولكن يتم الإحساس بها كحرارة، ويتم إرسالها في الغلاف الجوي باتجاه الأعلى، وعلى الرغم من تسرب جزء من هذه الأشعة الحرارية وهروبها إلى الفضاء الخارجي، فإن الجزء الأكبر يتم الاحتفاظ به في الغلاف الجوي بسبب امتصاصه من قبل بخار الماء وثاني أكسيد الكربون والغازات الأخرى، وبغض النظر عن الآثار المناخية، نلاحظ أن الجو يسخن من الأسفل، بشكل متناقض، على الرغم من حقيقة أن المصدر الأصلي للحرارة، وهي الشمس تقع فوقه.

أحد الجوانب الحاسمة في التماس الحراري بين الهواء والسطح الملاصق له هو انقطاعه اليومي: حيث تشرق الشمس خلال النهار وتغيب ليلاً، غياب الحمل الحراري خلال الليل يخلق نوعاً من التقسيم الطبقي العمودي، والذي يعود الحمل الحراري لتقليصه في النهار ويمكن أن يصل حتى التآكل، وتعتمد فعالية التآكل خلال النهار جزئياً على كمية الغطاء السحابي، حيث يمكن لطبقة سميكة من السحب اعتراض الكثير من أشعة الشمس وتقليل كمية الحرارة الواصلة إلى مستوى الأرض، وعندما يحدث الحمل الحراري، فإن حركات الخلط عادة ما تغمر الجزء المنخفض من الغلاف الجوي الملاصق للأرض وبارتفاع يصل من ١ إلى ٢ كم، هذا الارتفاع، هو ما يعرف بسماكة الـ ABL [7].

تم في السنوات القليلة الماضية تحسين الأساليب التقليدية لقياس بارامترات الأرصاد الجوية، وذلك جنباً إلى جنب مع تطوير أساليب الاستشعار عن بعد للغلاف الجوي باستخدام الأمواج الكهرومغناطيسية (الراديوية والضوئية) والأمواج الصوتية بشكل مكثف. وذلك يفسر تزايد احتياجات المجتمع للحصول على كمية أكبر من المعلومات عن بارامترات الأرصاد الجوية، بما في ذلك سرعة الرياح واتجاهها ودرجة الحرارة والرطوبة، والتي لم تعد توفرها الطرق التقليدية للقياسات المباشرة مثل صواري الأرصاد الجوية والطائرات الجوية والبالونات وغيرها[8].

٣.١ القياسات المباشرة والقياسات عن بعد

Direct Measurements and Remote Measurements

القياس المباشر هو القياس الذي تكون فيه أداة القياس قريبة أو على تماس مع الجسم أو المنطقة المقاسة. أما القياسات عن بعد فهي تلك التي فيها أداة القياس بعيدة عن المنطقة المقاسة، وعادة ما يستخدم الضوء أو الحرارة أو الصوت لتحقيق ذلك. تمتاز القياسات عن بعد بأن هناك في كثير من الأحيان حاجة إلى افتراضات لازمة حول كيفية إصدار الضوء أو الحرارة أو الصوت من منطقة القياس، وكيفية انتشاره عبر الفضاء الملاصق لها.

ونظراً للحاجة إلى الفرضيات في القياسات عن بعد، فإنه يلزم مقارنة أي أداة جديدة بالحقائق الفعلية الموجودة على الأرض، وذلك لدعم الافتراضات والمعايرات المطبقة على قياس ما عن بعد. وبالنسبة لبعض أجهزة الأرصاد الجوية، يمكن إجراء مثل هذه المقارنة باستخدام الصواري المجهزة بالمقاييس المباشرة الموضعية.

هناك عدة طرق لإجراء القياسات اللازمة للمقارنة، كالقيام بحملة ميدانية field campaign، يأخذ فيها العلماء والفنيين الكثير من المعدات لنصبها في مكان ما لفترة قصيرة ولكنها ذات قياسات مكثفة. وغالباً ما يتم الذهاب في هذه الحملات إلى مكان بسيط إلى حد ما، مثل وسط أرض مسطحة، أو جزيرة أو سفينة في وسط المحيط. يتم الحصول على الكثير من المعلومات من الحملات الميدانية، ولكنها مكلفة وتدوم لفترة قصيرة فقط، بينما تمتاز طرق القياس عن بعد، بأنها تسمح بإجراء قياسات مستمرة وطويلة الأجل وبنفقات منخفضة[8, 9] .

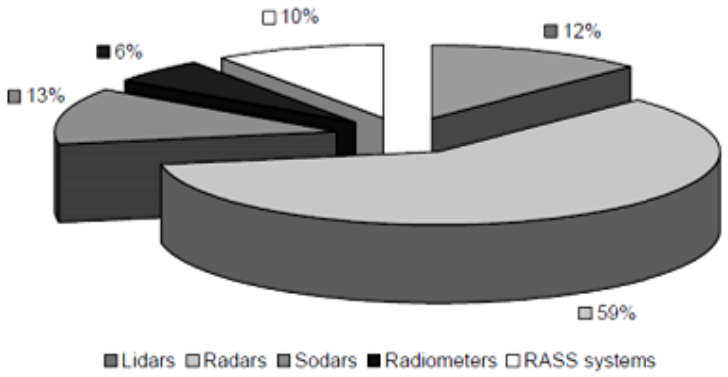
٤.١ الاستشعار عن بعد السلبي والفعال

Passive and Active Remote Sensing

يمكن تقسيم أساليب الاستشعار عن بعد إلى مجموعتين فعالة وسلبية. في الأساليب الفعالة يقوم الحساس الفعال بإرسال إشارة لإضاءة الهدف، ويقوم بتسجيل أو قياس استجابة الهدف، وفي الأساليب الفعالة المتبعة لسبر الغلاف الجوي، تتفاعل الإشارة الموجهة المرسلة في الغلاف الجوي معه أثناء انتشارها. إن الإشعاع المتناثر بسبب عدم التجانس والذي ينتشر عبر الغلاف الجوي يتم استقباله بهوائي استقبال، ومن خلال مواصفاته يتم الحصول على البارامترات الجوية. في الاستشعار السلبي، يقوم الحساس السلبي بقياس الطاقة المنتقلة أو المنعكسة من جسم ما خلال الوسط، وذلك عندما يكون مصدر الطاقة طبيعياً[8, 9].

إن الحساسات الفعالة مستقلة إلى حد كبير عن البيئة حولها ويمكن أن تعمل ٢٤ ساعة في اليوم. والمكونات الرئيسية اللازمة للاستشعار عن بعد الفعال هي نظام إرسال وذلك لإرسال طاقة موجهة إلى منطقة معينة من الغلاف الجوي ونظام استقبال موجه لالتقاط الإشارات المنتشرة ومعالجتها. وتسمى نظم الاستشعار عن بعد التي تعمل في مجال الأمواج الراديوية بالرادار RADAR(RAdio Detection And Ranging)، وتسمى الأنظمة العاملة في مجال الأمواج الصوتية بالرادار الصوتي acoustic radar أو السودار(SODAR (SOund Detection And Ranging، وتسمى تلك العاملة في مجال الأمواج الضوئية برادار الليزر أو الرادار الضوئي optical (laser) radar أو الليدار(LIDAR(LIght Detection And Ranging، وتسمى أنظمة السبر الراديوية الصوتية بأنظمة راس(RASS(Radio Acoustic Sounding System ، وتسمى الأنظمة السلبية العاملة في مجال الأمواج الراديوية بمقياس الإشعاع Radiometer [8, 10].

ويبين الشكل (١-٢) النسبة المئوية لتطبيق التقانات المختلفة للاستشعار عن بعد في أبحاث التروبوسفير استنادا إلى التقارير المقدمة في الندوة الدولية الخامسة بشأن التروبوسفير Fifth International Symposium on Tropospheric Profiling [8].



الشكل (١-٢) النسبة المئوية لتطبيق التقانات المختلفة للاستشعار عن بعد في أبحاث التروبوسفير[8].

في السنوات الأخيرة تم استخدام تقنيات الاستشعار عن بعد في كل من الليدار والسودار على نحو متزايد في مشاريع بحوث طاقة الرياح في الطبقات المنخفضة من الغلاف الجوي، وتستخدم كلتا التقنيتين أثر دوبلر للكشف عن حركة الهواء في الطبقة الجوية السطحيةABL، واستنتاج سرعة الرياح واتجاهها. في حالة ليدار، تنعكس الأمواج الكهرومغناطيسية عن الجسيمات الموجودة في الهواء، بينما في السودار تنعكس نبضة الصوت بشكل أساسي عن تغيرات البنية الحرارية في الغلاف الجوي[8, 10].

وبالنسبة لأبحاث الطبقة الجوية السطحية ABL بشكل عام، يحتل سبر الغلاف الجوي عن بعد بالأمواج الصوتية مكانة خاصة ورائدة، وهذه ناجم عن التفاعل القوي لهذه الأمواج مع الغلاف الجوي في هذه الطبقة[8, 10].

٥.١ مزايا الاستشعار عن بعد بالوسائل الصوتية

Advantages of remote sensing by acoustic means

تعتبر الأمواج الصوتية النوع الوحيد تقريباً من إشعاعات السبرsounding radiation المناسبة للاستشعار عن بعد remote sensing في أعماق المحيطات وباطن الأرض. ويختلف الأمر في الجو إذ أن الأمواج الكهرومغناطيسية Electromagnetic waves ذات الطيف الواسع (من موجات الراديو radio waves الطويلة إلى الأشعة فوق البنفسجية) كانت هي المفضلة للاستشعار عن بعد وذلك نظراً للمزايا التي تمتلكها وتمتاز بها عن الصوت[11].

أولا، يمكن للأمواج الكهرومغناطيسية أن تنتشر من خلال الفراغ ولا تحتاج لأوساط مادية لتنتشر خلالها مما يسمح بالسبر من الأقمار الصناعية. ثانيا، إن امتصاص الأمواج الكهرومغناطيسية ضعيف في الهواء مما يسمح بالوصول إلى مدى بعيد للسبر من سطح الأرض. وعلاوة على ذلك، فإن الامتصاص الانتقائي للأمواج الكهرومغناطيسية يسمح بقياسات محتوى مكونات الهواء المختلفة فموجات الراديو تتفاعل بنشاط مع طبقة الأيونوسفير. إضافة إلى العديد من المزايا التقنية. فعلى سبيل المثال، العرض الكبير لطيف الأمواج الراديوية يسمح باستخدام التعديل الترددي بشكل فعال؛ وسرعة الانتشار العالية توفر معدل عالي من تحصيل المعلومات. وأخيرا، فإن الضجيج الصوتي لا يتداخل مع الأمواج الكهرومغناطيسية، كما أن الأمواج الكهرومغناطيسية نفسها لا تنتج أي تلوث أو ضجيج صوتي للبيئة.

وعلى الرغم من ذلك وبفضل العديد من خصائص الأمواج الصوتية، تبقى الطرق الصوتية ليس فقط أداة مفيدة ولكن لا غنى عنها لأبحاث الظواهر الفيزيائية في الغلاف الجوي وقياس المعاملات الأساسية للأرصاد الجوية، على سبيل المثال، فإن سرعة انتشارها المنخفضة يسمح بتحديد دقيق للمسافات الصغيرة ويوفر سهولة الوصول إلى المعلومات عن الطبقات الجوية المنخفضة (مئات الأمتار) والتي عادة ما تكون بعيدة عن متناول السبر بالأمواج الراديوية. إن الميزة الرئيسية للطرق الصوتية يكمن في شكل اعتماد سرعة الصوت على معاملات الجو. حيث تعطى سرعة انتشار أموج الراديو c_e ، والأمواج الصوتية c_a، في الهواء بالعلاقات التالية[11]:

$$c_e = c_0\left(1-\frac{79p}{T}.10^{-6}-\frac{0,38e}{T^2}\right) \qquad (1\text{-}1)$$

$$c_a = \sqrt{\gamma\frac{R}{\mu}T}\left(1+\frac{0,14e}{p}\right)\approx 20,05\sqrt{T} \qquad (1\text{-}2)$$

حيث c_0 : سرعة الضوء في الفراغ، p[mb]: هي الضغط الجوي، T[K]:هي درجة الحرارة، e[mb] :هو الضغط الجزئي لبخار الماء،R:هو ثابت الغاز، μ :هو الكتلة الجزيئية للهواء الجاف، γ : هو نسبة السعتين الحراريتين تحت ضغط وحجم ثابتين.

يتضح من العلاقات السابقة أن سرعة انتشار الأمواج الراديوية تعتمد على درجة الحرارة وعلى الرطوبة، ويلعبان أدوارا متساوية تقريبا في تغيير السرعة. كما أن اعتماد c_e على درجة الحرارة أكثر تعقيداً من اعتماد c_a عليها.

إن كثافة انتشار scattering كل من الأمواج الراديوية والصوتية الناتجة عن المناطق الصغيرة المضطربة وغير المتجانسة مع ما يحيط بها يتناسب مع المعاملات البنيوية لقرائن الانكسار(structure parameters of the refraction indexes) C_{ne}^2 و C_{na}^2، وفي حالة الانتشار العكسي في الهواء الجاف يمكن التعبير عن ذلك من خلال المعامل البنيوي لدرجة الحرارة C_T^2 (structure parameter of temperature)[11]:

$$C_{ne}^2 = 6,4.10^{-9}\frac{p^2}{T^4}C_T^2 \approx 0,8.10^{-12}C_T^2 \qquad (1\text{-}3)$$

$$C_{na}^2 = \frac{C_T^2}{4T^2} \approx 3.10^{-6}C_T^2 \qquad (1\text{-}4)$$

يمكن أن نرى أن حساسية الانتشار لتقلبات درجات الحرارة بالنسبة للأمواج الصوتية هي أكبر بـ 65dB منها بالنسبة للأمواج الراديوية. أو بعبارة أخرى، اعتماد قرينة الانكسار على درجة الحرارة يكون أضعف بكثير بالنسبة للأمواج الكهرومغناطيسية منه بالنسبة للصوت، وبالتالي فإن الصوت ينعكس عن الاضطرابات بشدة أكبر.

إن الاضطراب يقوم بنقل الحرارة من المناطق ذات درجات الحرارة المرتفعة إلى المناطق ذات درجات الحرارة المنخفضة. وهذا يعني أن لبقع الهواء المضطربة درجة حرارة مختلفة عن محيطها، وبالتالي كثافة مختلفة وقرينة انكسار مختلفة.

إن الخصائص المذكورة أعلاه عن الأمواج الصوتية تحدد المكانة المهمة لها في عمليات السبر الحديثة للغلاف الجوي بما في ذلك قياس التقلبات في درجات الحرارة وبالتالي استخدامها لحساب سرعة الرياح وذلك بقياس أثر دوبلر، إضافة لعمليات السبر فإن هناك العديد من القياسات عن بعد التي تتم عن طريق استخدام هذه الأمواج، وعموما فإن التكلفة المنخفضة للمعدات الصوتية يجعل استشعار الاضطرابات الجوية عن طريق الصوت أكثر جاذبية.

لكن العمل في مجال الأمواج الصوتية تعترضه العديد من الصعوبات والمشاكل ومن أبرزها الضجيج الصوتي المحيط بنا باستمرار في كل الأوقات وفي كل مكان، إضافة إلى إمكانية تداخل الأصداء المنعكسة عن أهداف مختلفة بسبب وصولها إلى المستقبل في أزمنة متقاربة.

٦.١ نظرة عامة على السودارSodar Overview

١.٦.١ تاريخ السودارSodar History

اكتشف جون تيندال John Tyndall لأول مرة الصوت المنتشر عكسياً من تشكيلات بنية الحرارة والرياح في الغلاف الجوي في عام ١٨٧٣ باستخدام بوق كبير. وقد تم القيام بمزيد من العمل في السبعين عاما اللاحقة، وتم استخدام الانتشار العكسي الصوتي في الغلاف الجوي في الولايات المتحدة خلال الحرب العالمية الثانية، لدراسة تقلبات درجات الحرارة التي تؤثر على الانتشار في وصلات الاتصال بالأمواج الميكروية. وعلى الرغم من أن كمية مثيرة للاهتمام من بنية الغلاف الجوي قد تمت مراقبتها ورصدها في القياسات التي أجريت عام ١٩٤٦، بالإضافة لصياغة مصطلح "السودار"، فإنه لم يكن مفهوما تفاعل الصوت مع الاضطراب[9].

إن أسس السبر الصوتي للغلاف الجوي قد تم وضعها في أعمال العلماء الروس (السوفيات) أوبوخوف A.M. Obukhov، تاتارسكي V.I. Tatarski، بلوخينتسيف D.I.Blokhintsev، مونين A.S. Monin، وكاليستراتوفا M.A. Kallistratova، خلال الفترة ١٩٤٠-١٩٦٠[8].

وقد أدى العمل النظري الذي قام به العالمان الروسيان كاليستراتوفا وتاتارسكي في عامي ١٩٥٩ و١٩٦٠ إلى وضع مبادئ الانتشار المضطرب للصوت[9].

إلا أن الاستشعار عن بعد للطبقة الجوية السطحية بالتقنيات الصوتية لم يتم إنجازه إلا في عام ١٩٦٨ من قبل الأسترالي ماكاليسترMcAllister. لقد أثبت أن الإشارة المنتشرة عكسيا من تقلبات درجة الحرارة هي نسخة عن الإشارة المرسلة. وكان أول من أظهر أنه يمكن الحصول على الأصداء بشكل موثوق وحتى ارتفاع عدة مئات من الأمتار وأن التركيب الآني للأجواء المستقرة وغير المستقرة يمكن تحليلها من خلال إشارة الصدى، وقام بتطوير واختبار أول رادار صوتي للأرصاد الجوية (سودار) في معهد الدفاع الأسترالي للبحوث العلمية[8, 9, 12] .

بعدها قام ليتل C.G.Little بمراجعة إمكانيات التقنيات الصوتية وقيم معاملات المنظومة المطلوبة لهذه التقنيات، واستنتج بأن هناك تطبيقات محتملة لهذه التقنيات، مثل كشف التوزع العمودي لسرعة واتجاه الريح باستخدام طريقة دوبلر، وكشف التوزع العمودي للرطوبة باستخدام النظم متعددة التردد، وكشف موقع وشدة تقلبات درجة الحرارة، إضافة لكشف عدم التجانس الحراري

والاضطراب الميكانيكي، وقد حفزت تلك المراجعة تطورات على الصعيدين العلمي والتجاري للمنظومات الصوتية التي سميت بالسودار[12].

ابتداء من أواخر الستينيات وأوائل السبعينات، أثبت علماء في الإدارة القومية الأمريكية للمحيطات والغلاف الجوي U.S. National Oceanic and Atmospheric Administration (NOAA) الجدوى العملية لاستخدام المسبار الصوتي أو مسبار الصدى echo sounder، لقياس الرياح في الغلاف الجوي عن طريق انزياح دوبلر ورصد بنية تقلبات درجات الحرارة.

تبع ذلك الكثير من العمل النظري والعملي، والتقدم الكبير هو القياسات الأولى لسرعات الرياح على أساس انزياح دوبلر لإشارات الصدى التي قام بها بيران وآخرون Beran et al في عام١٩٧١[9]، ومنذ ذلك الوقت فقد تم تطوير السبر الصوتي بشكل مكثف، كطريقة جديدة للبحث في بنية الغلاف الجوي. وعقدت الدورة الأولى للمجموعة الدولية العاملة بالسبر الصوتي عن بعد International Working Group on Acoustic Remote Sounding في عام ١٩٧٢في بولدر (كولورادو، الولايات المتحدة الأمريكية) Boulder (Colorado, USA)، وفي عام ١٩٧٩، تم تنظيم الجمعية الدولية للسبر الصوتي لتنسيق البحوث العلمية في هذا المجال. وعقدت الندوة الدولية الأولى للسبر الصوتي عن بعد في الغلاف الجوي والمحيطات International Symposium on Acoustic Remote Sounding of the Atmosphere and Ocean في جامعة كالغاري (كندا) Calgary (Canada) في عام ١٩٨١، واستمر انعقاد الندوات، وفي الندوة الثانية عشرة التي عقدت في كامبريدج (المملكة المتحدة) في عام ٢٠٠٤، تقرر إعادة تسمية الندوة إلى الندوة الدولية للنهوض باستشعار الطبقة السطحية عن بعد International Symposium for the Advancement of Boundary Layer Remote Sensing[8]، حيث أصبح الهدف الأساسي من البحث والتطوير في مجال المنهجيات والتقنيات وتقانات السبر الصوتي، هو إدخال هذا البحث والتطوير في علم الغلاف الجوي وتطبيقاته. واستمرت الندوات بالانعقاد مع تزايد أعداد المشاركين من مختلف بلدان العالم، إلى أن عقدت الندوة الثامنة عشرة في فارنا (بلغاريا) Varna (Bulgaria) في عام ٢٠١٦، ويبين الجدول (١-١) زمان ومكان انعقاد الندوات الدولية للنهوض باستشعار الطبقة السطحية عن بعد.

ومن الجدير بالذكر أن مشروع EU WISE (WInd energy SODAR Evaluation) التابع للاتحاد الأوروبي، قد قام في عام ٢٠٠٥، بتحديد تقنية لمعايرة سودار تطبيقات طاقة الرياح، ومقارنة

نتائجه بنتائج مقاييس الريح الموضعية cup anemometers المثبتة على الصواري، وخصوصاً عند سرعات الرياح الأقل من 11 m/s[10] .

الجدول (١-١) الندوات الدولية للنهوض باستشعار الطبقة السطحية عن بعد.

1	1981 Calgary (Canada)	10	2000 Auckland (New Zealand)
2	1983 Rome (Italy)	11	2002 Rome (Italy)
3	1985 Paris (France)	12	2004 Cambridge (Great Britain)
4	1988 Canberra (Australia)	13	2006 Garmisch-Partenkirchen (Germany)
5	1990 New Delhi (India)	14	2008 Risø DTU (Denmark)
6	1992 Athens (Greece)	15	2010 Paris (France)
7	1994 Boulder (Colorado, USA)	16	2012 Boulder (Colorado, USA)
8	1996 Moscow (Russia)	17	2014 Auckland (New Zealand)
9	1998 Vienna (Austria)	18	2016 Varna (Bulgaria)

في عام ٢٠١٠، أجريت دراسة في الولايات المتحدة، اشتملت على مقارنة بين بيانات برج بارتفاع ٨٠ متر وتصميم جديد لسودار أمريكي Triton، وأظهرت النتائج ترابطاً جيداً لسرعة واتجاه الريح حتى ٨٠ متر، وكانت هذه النتائج متوافقة بشكل عام مع تلك التي تمت في موقع اختباري ساحلي في هولندا، باستخدام نفس السودار وبالمقارنة مع نتائج سارية مجهزة وبارتفاع ١٠٨ متر[10] .

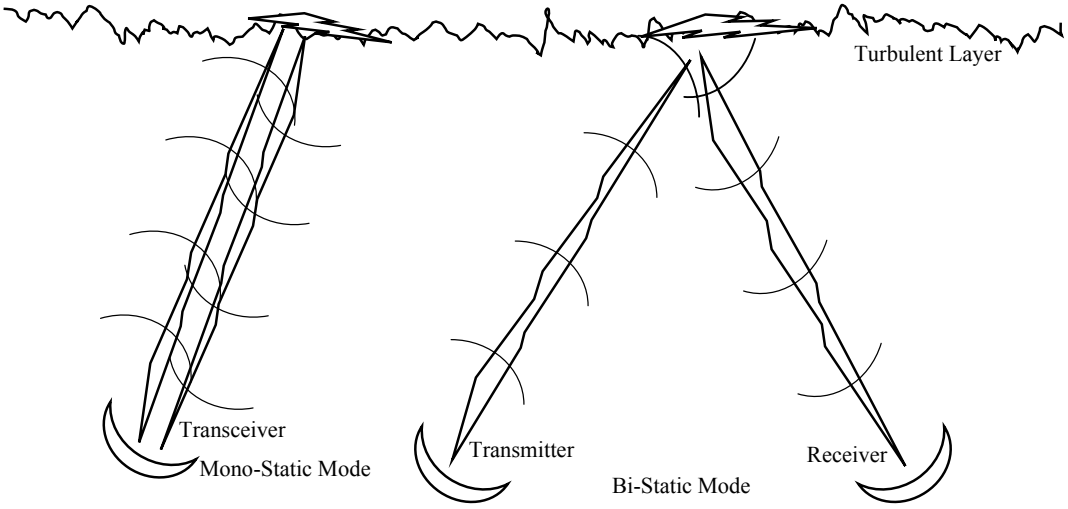
٢.٦.١ نظرية عمل السودار Sodar Theory of Operation

إن حركة الغلاف الجوي هي نتيجة لتدفق الرياح العامة والاضطرابات (التقلبات غير المنتظمة لتيارات الرياح الأفقية والرأسية الصغيرة)، ويتم توليد الاضطرابات الجوية من قبل كل من القوى الحرارية والميكانيكية. تنتج الاضطرابات الحرارية من الاختلافات في درجات الحرارة، أو التدرجات في الغلاف الجوي، وتنتج الاضطرابات الميكانيكية بسبب حركة الهواء فوق العوائق الطبيعية أو التي من صنع الإنسان والتي تسبب "خشونة" لسطح الأرض. الاضطرابات أياً كان مصدرها تسبب أجزاء مضطربة من الهواء أو دوامات من أحجام مختلفة.

عند إرسال نبضة صوتية باتجاه الأعلى، فإنها تنتشر خلال الغلاف الجوي، وعندما تصادف دوامة، أو أجزاء هوائية مضطربة وغير متجانسة مع ما يحيط بها، وذات أبعاد تزيد عن نصف طول الموجة الصوتية المرسلة، فإن جزء من طاقة النبضة الصوتية يتناثر في جميع الاتجاهات. وعلى الرغم من اختلاف أنماط الانتثار التي تنتج عن الاضطراب الحراري والميكانيكي، فإن جزء من الطاقة الصوتية المنتثرة تنعكس دائما في اتجاه مصدر الصوت وهذا هو الانتثار العكسي. ويمكن

قياس هذه الطاقة المنتشرة عكسياً (صدى الغلاف الجوي) باستخدام نظام سودار أحادي الوضعية mono-static sodar mode والذي يستخدم الانتشار العكسي ويسمح بقياس بروفيل معامل درجة الحرارة البنيوي C_T^2، حيث يكون فيه هوائي الإرسال هو هوائي الاستقبال نفسه، وبالتالي فإن زاوية الانتشار بين الدوامات المستهدفة وهوائي السودار هي ١٨٠ درجة. والطاقة المتناثرة ناجمة عن الاضطراب الحراري فقط.

في نظام السودار ثنائي الوضعيةbi-static sodar mode يستخدم الانتشار الأمامي، حيث تكون هوائيات الإرسال والاستقبال في مواقع مختلفة، وبالتالي تكون زوايا الانتشار مختلفة عن ١٨٠ درجة، وفي زاويا الانتشار غير الـ ١٨٠ درجة، فإن كلاً من الاضطراب الحراري والميكانيكي يساهم في هذا الانتشار. من حيث المبدأ، فإن هذا يوفر إشارة أقوى وأكثر استمراراً، ولكن معظم أنظمة السودار المتوفرة تقريباً هي أحادية الوضعية لأن تصميمها أبسط وأكثر عملانية، وفي كلا الحالتين يتم الانتشار عن الطبقات المضطربة وغير المتجانسة كما هو مبين في الشكل (١-٣).



الشكل (١-٣) نمط السودار وحيد الوضعية و السودار ثنائي الوضعية.

٣.٦.١ مزايا وعيوب السودار وحيد الوضعية وثنائي الوضعية

Advantages and Disadvantages of Monostatic and Bistatic Sodars

إضافة لكون أنظمة السودار أحادية الوضعية أكثر عملية وتصميمها أبسط، فإن هذه النظم لا تتطلب مساحة كبيرة، في حين أن السودارات ثنائية الوضعية تتطلب مساحات واسعة من الأرض، بالإضافة للأسلاك الكهربائية الطويلة، لأن المسافة الفاصلة ما بين المرسل والمستقبل يمكن أن تبلغ ١٠٠ متر وقد تصل إلى ٣٠٠ متر. تعتمد الأنظمة أحادية الوضعية فقط على وجود عدم التجانس

في درجة الحرارة والذي يؤدي إلى الانتشار العكسي للإشارة الصوتية، في حين أن الأنظمة ثنائية الوضعية قادرة على استقبال الإشارات التي تتناثر بسبب الاضطراب الحراري والميكانيكي. تقوم النظم أحادية الوضعية بحساب شعاع سرعة الريح من ثلاثة تقديرات لشعاع السرعة الناظمي والتي تتم في ثلاثة مواقع منفصلة في الفضاء، في حين أن السودار ثنائي الوضعية يقوم بتحديد شعاع سرعة الريح لنفس الحيز من الجو. إن الهوائيات في الأنظمة أحادية الوضعية أكثر عرضة للضجيج المحيطي وتتطلب نوعاً من التحجيب الصوتي، أما السودارات ثنائية الوضعية فهي عرضة للكسرات الأرضية وذلك بسبب انكسار وانعكاس النبضة الصوتية من الأجسام المنخفضة[13]، ومن الآن وصاعداً فإن المقصود بالسودار هو النمط وحيد الوضعية، ما لم يتم الإشارة لخلاف ذلك.

٧.١ الانتشار الصوتي Acoustic Scattering

١.٧.١الانعكاس والانتشار الصوتي في الجو

Acoustic Reflection and Scattering in the Atmosphere

تنتشر الأمواج الصوتية في الأوساط المنتظمة والمتجانسة بشكل مباشر ومستقيم. ولكن عندما تصل هذه الأمواج إلى السطوح التي تشكل عدم استمرارية لوسط الانتشار، فإن جزءاً من الطاقة الصوتية ينعكس وينكسر الباقي إلى الجانب الآخر من السطح، وعند مرور الأمواج في منطقة مضطربة من الوسط فإن أجزاء صغيرة من الطاقة الصوتية تنتشر أيضا في اتجاهات عشوائية. إن السودار هي المنظومة التي تقوم بكشف هذه الاضطرابات أو عدم الاستمرارية والانقطاعات في قرينة الانكسار الصوتية في الجو وذلك بكشف الإشارة المنتشرة في اتجاه معين للإشارة الصوتية المرسلة.

إن شدة الإشارة أو الاستطاعة المستقبلة P_r ترتبط بالاستطاعة المرسلة P_t وفق معادلة الرادار[12]

$$P_r = P_t E_t E_r e^{-2\alpha R} q \qquad (1\text{-}5)$$

حيث q هي الجزء الذي يتم استقباله من الانعكاس الصوتي عن حيز الانتشار، E_t, E_r هي مردود الاستطاعة للمرسل والمستقبل، α هي معامل التخامد الصوتي، وR تعبر عن المدى. يتم تحديد q من خصائص الجسم، α تعتمد على الحالة الفيزيائية للوسط، وبقية المعاملات هي البارامترات المميزة للسودار. وترتبط q مع الانعكاسية الصوتية acoustic reflectivity Q_r في حالة الانعكاس الناجمة عن عدم الاستمرارية أو الانقطاع في مستوى الغلاف الجوي، من خلال العلاقة التالية:

$$q = \left(\frac{r}{R\theta}\right)^2 Q_r \qquad (1\text{-}6)$$

حيث r هو نصف قطر الهوائي (وإذا كان العاكس قطعي مكافئ فهي نصف قطر فتحته) وتعبر θ عن العرض الزاوي لحزمة الإشعاع الصوتية.

إن الانعكاسية الصوتية Q_r، لسطح عدم الاستمرارية في الغلاف الجوي يمكن أن تكتب على النحو التالي [8]:

$$Q_r = \left(\frac{\lambda . \Delta n}{4\pi h} \right)^2 \qquad (1\text{-}7)$$

حيث λ: هي طول موجة الإشارة الصوتية، Δn: هو الفرق في قرينة الانكسار، وتعبر h عن عمق الطبقة الانتقالية. بفرض وجود عدم الاستمرارية، فإن Δn تساوي تقريباً $\Delta T / 2T$، حيث ΔT هي الفرق في درجة الحرارة و T هي درجة الحرارة الوسطية، وتصبح المعادلة السابقة للانعكاسية الصوتية Q_{ra}:

$$Q_{ra} = \left(\frac{\lambda}{4\pi h} \cdot \frac{\Delta T}{2T} \right)^2 \approx 2 \times 10^{-8} \left(\frac{\lambda}{h} \right)^2 \Delta T^2 \qquad (1\text{-}8)$$

إن العلاقة (1-7) صالحة أيضا بالنسبة للأمواج الكهرومغناطيسية، حيث تصبح انعكاسية الأمواج الكهرومغناطيسية Q_{re} عند عدم الاستمرارية في درجات الحرارة:

$$Q_{re} = \left[\frac{\lambda}{4\pi h} \left(7.8 \times 10^{-5} \frac{p \Delta T}{T^2} \right) \right]^2 \approx 6 \times 10^{-15} \left(\frac{\lambda}{h} \right)^2 \Delta T^2 \qquad (1\text{-}9)$$

حيث p هو ضغط الهواء. وهكذا فإن الانعكاسية بالنسبة للأمواج الصوتية أكبر بحوالي سبع مراتب منها للأمواج الكهرومغناطيسية. وهذه إحدى الميزات الهامة التي دفعت الباحثين للعمل باستخدام الوسائل الصوتية للقياسات عن بعد.

٢.٧.١ الاستطاعة المنتثرة Scattered Power

إن الاستطاعة المنتثرة للأمواج الصوتية من المناطق المضطربة لقرينة الانكسار لكل وحدة حجم ولكل وحدة استطاعة واردة ولكل وحدة زاوية صلبة في الهواء الجاف يتم توصيفها بالعلاقة التالية [12, 13, 14]:

$$\sigma(\theta) = 0.016 k^{1/3} \cos^2 \theta C_{na}^2 \sin^{-11/3} \left(\frac{\theta}{2} \right) \qquad (1\text{-}10)$$

$$C_{na}^2 = 1.84 \frac{C_v^2}{C^2} \cos^2 \frac{\theta}{2} + \frac{C_T^2}{(2T)^2} \qquad (1\text{-}11)$$

أي:

$$\sigma(\theta) = 0.03k^{1/3}\cos^2\theta\left(\frac{C_v^2}{C^2}\cos^2\frac{\theta}{2} + 0.13\frac{C_T^2}{T^2}\right)\left(\sin\frac{\theta}{2}\right)^{-11/3} \qquad (1\text{-}12)$$

حيث $\sigma(\theta)$: هو المقطع العرضي للانتشار الصوتي في واحدة الحجم وواحدة الزوايا الصلبة عند زاوية الانتشار θ والتي يتم أخذ قياسها اعتباراً من الاتجاه الأولي لانتشار الحزمة الصوتية، وk هو العدد الموجي، T هي متوسط درجة حرارة حجم (حيز) الانتشار، وC سرعة الصوت في حيز الانتشار، وC_{na}^2, C_v^2, C_T^2 هي المعاملات البنيوية لكل من قرينة الانكسار الصوتية، وسرعة الريح ودرجة حرارة الهواء على التوالي.

يتم تعريف المعاملات البنيوية لكل من درجة الحرارة وسرعة الريح كما يلي[13]:

$$C_T^2 = \left[\frac{T(z) - T(z+\Delta z)}{\Delta z^{1/3}}\right]^2 \qquad (1\text{-}13)$$

$$C_v^2 = \left[\frac{v(z) - v(z+\Delta z)}{\Delta z^{1/3}}\right]^2 \qquad (1\text{-}14)$$

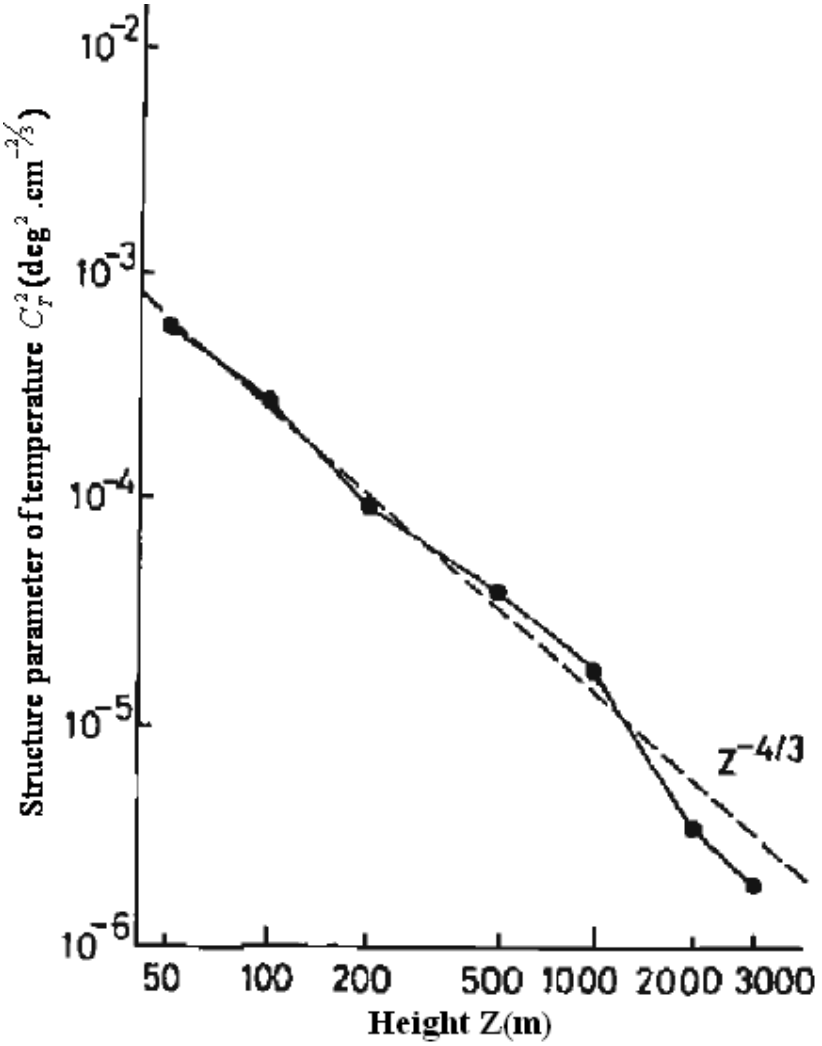
حيث يتم إجراء قياسات درجة الحرارة T والسرعة v على مسافة عمودية محدودة Δz.

في منظومة السودار أحادي الوضعية غالباً ما يدمج المرسل والمستقبل في هوائي واحد، وتكون زاوية الانتشار في نمط السودار أحادي الوضعية هي ١٨٠ درجة، وهكذا، يمكن الحصول على المقطع العرضي للانتشار العكسي في واحدة الحجم وواحدة الزوايا الصلبة بتعويض زاوية الانتشار θ بالقيمة π في العلاقتين السابقتين، ويتم اختزال العلاقة (1-12) إلى [12, 13, 14]:

$$\sigma(\pi) = 0.004k^{1/3}\frac{C_T^2}{T^2} \qquad (1\text{-}15)$$

كما هو واضح من المعادلة فإنه لا يوجد أي مساهمة لتقلبات الريح في حالة الانتشار العكسي للصوت، وتعتمد شدة الإشارة المنتشرة على البنية الحرارية للغلاف الجوي. أي باستخدام نظام أحادي الوضعية، فإن الانتشار العكسي هو تابع فقط لمعامل درجة الحرارة البنيوي C_T^2، وبالتالي يمكن الاستدلال على الطبيعة النوعية للبنية الحرارية للغلاف الجوي.

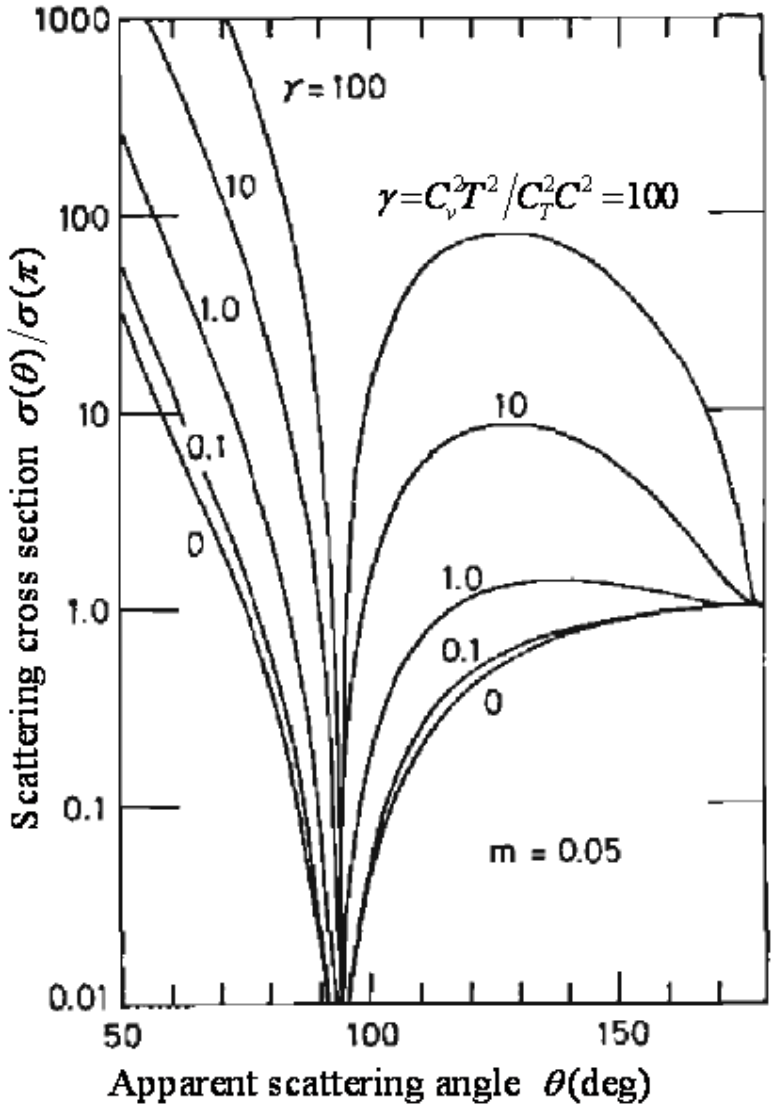
يبين الشكل (١-٤) مثالاً على تغيرات معامل درجة الحرارة البنيوي C_T^2 بدلالة الارتفاع وذلك في شروط الحمل الحراري الحر free convection [12].



الشكل (١-٤) تغيرات معامل درجة الحرارة البنيوي C_T^2 مع الارتفاع وذلك في شروط الحمل الحراري الحر[12].

من هذا الشكل نستطيع أن نخمن أن قيمة $C_T^2 = 10^{-5}\deg^2 cm^{-2/3}$ على ارتفاع (z=1000m) وذلك في حالة الحمل الحراري الحر، وهذا ما يعطي الإمكانية النظرية لكشف الإشارات الصوتية المنتشرة من كل تدرج غير مستقر لطبقات الجو.

إن إسهام تقلبات الريح في زيادة الانتشار الصوتي يزداد بسرعة مع تناقص زاوية الانتشار عن الـ 180°، ويبين الشكل (١-٥) المقطع العرضي للانتشار $\sigma(\theta)$ كتابع لزاوية الانتشار θ [12].



الشكل (١-٥) المقطع العرضي للانتثار كتابع لزاوية الانتثار مع تغير معامل مساهمة تقلبات الريح [12].

يبين هذا الشكل المقطع العرضي للانتثار $\sigma(\theta)$ منسوبة إلى المقطع العرضي للانتثار العكسي لتقلبات درجة الحرارة $\sigma(\pi)$، أي $\sigma(\theta)/\sigma(\pi)$، ويمثل m نسبة متوسط سرعة الريح إلى سرعة الصوت، أما المعامل $\gamma = C_v^2 T^2 / C_T^2 C^2$ فيمثل مساهمة تقلبات الريح في الإشارة المنتثرة. وبأخذ قيمة $\gamma = 10$ وهي قيمة مثالية في أخفض طبقة غير مستقرة في التروبوسفير، فإن المقطع العرضي للانتثار من أجل 110° وحتى 150° يصبح من مرتبة أكبر من ذلك الانتثار العكسي الناتج عن تقلبات درجة الحرارة فقط. وهكذا يمكن أن نتوقع إشارات راجعة قوية بما فيه الكفاية من اضطرابات الريح في نموذج السودار ثنائي الوضعية bistatic sodar.

٣.٧.١ معادلة السودار أحادي الوضعية

Monostatic SODAR Equation

اعتماداً على ما سبق وعلى العديد من الميزات المشتركة للسودار مع الرادار فإن شدة الإشارة الراجعة المستقبلة أو الاستطاعة المستقبلة P_r عن الانتشار الناتج من منطقة مضطربة يمكن كتابته بإعادة تشكيل معادلة الرادار (1-5) فنحصل على [9, 10, 12]:

$$P_r = \frac{C\tau}{2}\sigma(\theta)P_t E_t E_r e^{-2\alpha R}\frac{A e_A}{R^2} \qquad (1\text{-}16)$$

وهذه معادلة السودار أحادي الوضعية حيث:

τ: هو العرض الزمني للنبضة الصوتية، وبالتالي يكون $L = C.\tau$ هو طول النبضة الصوتية في الفضاء.

A: هي مساحة فتحة الهوائي.

e_A: هو عامل الفتحة الفعال effective aperture factor، ويسمى كفاءة الفتحة Aperture efficiency، والتي سنأتي على توضيحها لاحقاً، وبالتالي يكون $A_e = A.e_A$ هي مساحة السطح الفعال لفتحة الهوائي (أو العاكس).

$\sigma(\theta)$: هو المقطع العرضي للانتشار العكسي، من أجل زاوية الانتشار θ وذلك عند المسافة R.

ويتم التعبير أحياناً عن جداء E_t, E_r بربح المنظومة.

α: هي متوسط معامل التخامد للصوت في الهواء على طول المسافة R.

والعدد 2 للدلالة على المسير في الاتجاهين.

٨.١ تأثير العوامل الجوية على انتشار الأمواج الصوتية

Atmospheric Conditions Effects on Sound Waves Propagation

كان سابين Sabine هو أول من لاحظ اختلافاً في زمن الصدى في غرفة فارغة في مخبره في عام ١٩٢٩، وذلك بسبب اختلاف الظروف المناخية. وفي عام ١٩٣١ أثبت نودسن Knudsen أن هذا التأثير لم يكن ناجما عن تغير خصائص امتصاص المواد السطحية، ولكن من خلال تغير خصائص امتصاص الهواء، عندما تتغير درجة الحرارة والرطوبة. وقد أدت الأبحاث الموسعة التي قام بها العديد من العلماء إلى نموذج حساب معياري في ISO 9613-1:1996 وANSIS1.26:1995

لامتصاص الهواء على أساس قياسات تخامد الصوت، مع اختلاف المجال الترددي، والمزيج الغازي والظروف المناخية [15].

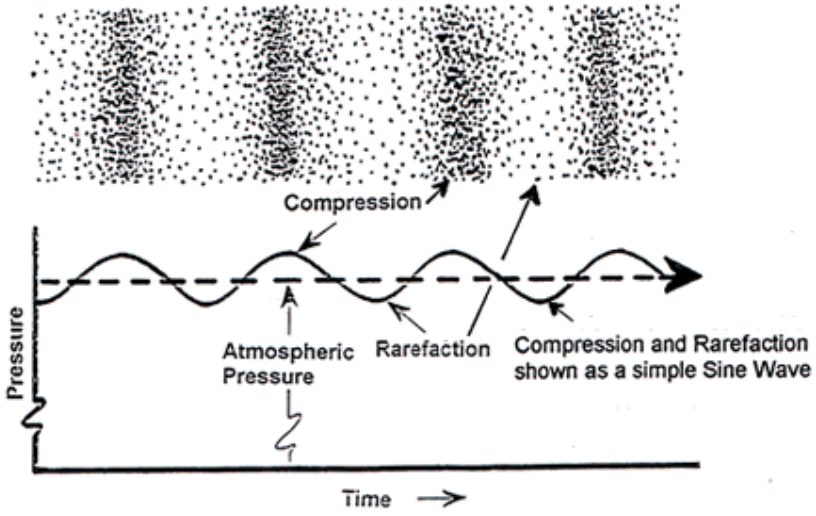
١.٨.١ انتشار الصوت في الهواء الطلق

Outdoor Sound Propagation

هل تساءلنا لماذا يبدو صوت الرعد البعيد مثل الدمدمة rumble المنخفضة، بينما يشبه صوت الرعد القريب صوت فرقعة الانفجار. ولماذا تستطيع أحيانا أن تسمع أصواتاً بعيدة في الليل (كصوت القطار مثلا) ولا تستطيع سماعها في النهار. يعطي هذان المثالان فكرة هامة عن انتشار الصوت في الهواء الطلق، وإن تغير الشروط الجوية يمكن أن يسبب تقلبات في مستويات الصوت قد يصل إلى 10-20 dB وذلك خلال بضعة دقائق، ومسار الانتشار الأطول يكون ذا تقلبات أكبر في مستويات الصوت [16].

إن انتشار الصوت في الهواء الطلق، وإضافة لتأثره بتردد الأمواج الصوتية، يتأثر بالعديد من العوامل، كنوع المرسل وشكله (نقطة، خط، مترابط، غير مترابط، . . .)، والشروط الجوية (تغيرات الحرارة والرطوبة والريح، الاضطرابات الجوية)، والامتصاص الجوي للصوت، ونوع وشكل التضاريس الأرضية (الانعكاسات والامتصاص الأرضي للصوت)، والعوائق الأرضية (الأبنية، الحواجز، النباتات، . . .)[16, 17].

ينتشر الصوت في الهواء على شكل أمواج طولانية وذلك من خلال تعاقب الانضغاطات والتخلخلات في وسط الانتشار كما هو مبين الشكل (١-٦)



الشكل (١-٦) تخلخل وانضغاط الأمواج الصوتية[18].

إن الضغط الإضافي يتراكب مع الضغط الساكن بسبب وجود موجة صوتية في الهواء مما يؤدي إلى زيادة الضغط الكلي أو نقصانه، أي أن الضغط الصوتي هو الانحراف المتغير عن الضغط الجوي في نقطة ما عن قيمته الساكنة.

تُعطى سرعة انتشار الموجة الصوتية في الغاز المثالي بمعادلة نيوتن-لابلاس The Newton-Laplace equation العامة التالية[16, 17]:

$$c_a = \sqrt{\frac{\gamma P}{\rho}} \qquad (1\text{-}17)$$

حيث P هو الضغط المحيط، ρ كثافة الغاز، γ هي نسبة السعة الحرارية عند ضغط ثابت إلى السعة الحرارية عند حجم ثابت وقيمتها بالنسبة للهواء 1.402.

٢.٨.١ تخامد الصوت أثناء انتشاره في الهواء الطلق

Attenuation of Sound During Propagation Outdoors

مما سبق نستنتج أن انتشار الصوت في الجو الحقيقي يتعلق بالعديد من العوامل، ويتعرض أثناء انتشاره من المرسل إلى المستقبل لتخامد كلي يعرف بشكل أساسي كمجموع للتخامد المتعلق بضياعات الانتشارSpreading losses، والتخامد العائد للامتصاص الجوي Atmospheric Absorption، والتخامدات الإضافية Excess Attenuation، وسنعرض بإيجاز كلا من ذلك.

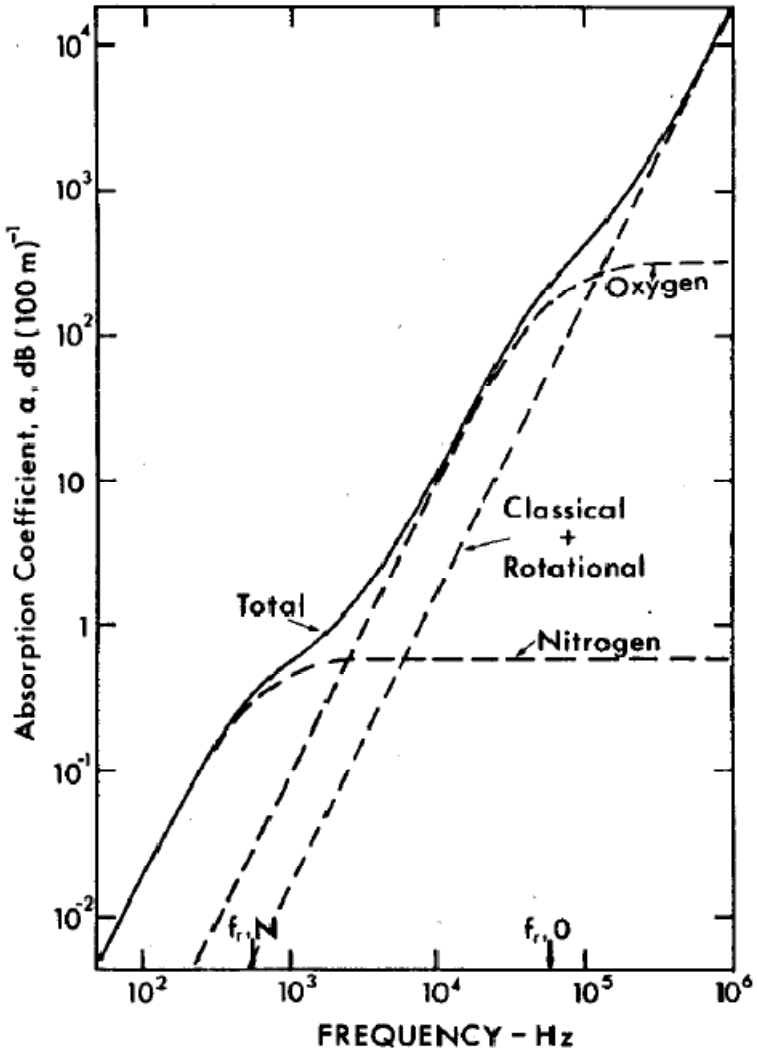
إن التخامد المرتبط بضياع الانتشار يعود إلى طبيعة الانتشار، وفي حالة انتشار موجة كروية من مرسل نقطي، يكون الضياع مساويا لـ 6dB وذلك عند مضاعفة المسافة، ويمكن وصفه بأنه التأثير المهيمن في حالة انتشار الضجيج في الغلاف الجوي[16, 19].

التخامد الإضافي يتضمن مجموعة من التخامدات كتلك الناتجة سطح الأرض والحواجز والنباتات، إضافة إلى التخامدات الناتجة عن تأثير الانعكاس والانعراج والتشتت...إلخ [16].

أما التخامد العائد للامتصاص الجوي فهو ناتج عن الآليتين الرئيسيتين التاليتين:

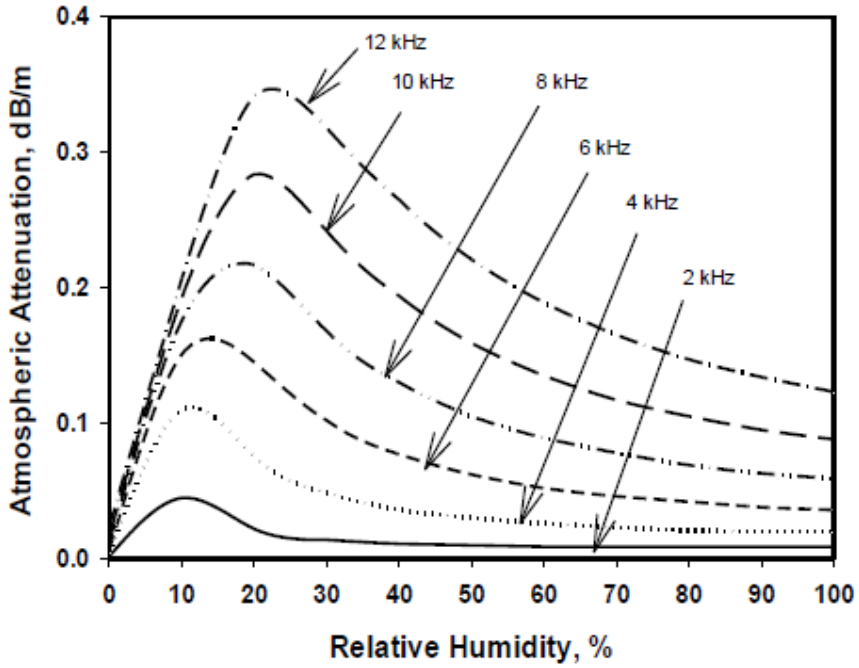
- ضياعات اللزوجة Viscous losses الناتجة عن الاحتكاك بين جزيئات الهواء وتؤدي إلى توليد الحرارة، ويسمى ذلك: الامتصاص التقليدي أو الكلاسيكي classical absorption ويعتمد على درجة الحرارة والضغط والتردد وهي آلية الامتصاص المهيمنة في الترددات العالية [16, 19] .

- عمليات التراخي الجزيئي Molecular Relaxation processes وفيها يتم تحويل طاقة الأمواج الصوتية المنتشرة خلال الغلاف الجوي، إلى طاقة دورانية واهتزازية rotational and vibration energy حيث يتم امتصاص الطاقة الصوتية بشكل مؤقت في جزيئات الجو (الأكسجين، والنتروجين وبخار الماء) مما يسبب اهتزاز هذه الجزيئات ودورانها، هذه الجزيئات يمكن أن تعيد إرسال الصوت الذي يمكن أن يتداخل جزئيا مع الأمواج الصوتية الواردة. يبلغ تراخي الأكسجين الحد الأقصى من الامتصاص عند الترددات الأعلى من ٢ كيلو هرتز تقريبا، في حين أن تراخي النيتروجين أقل من ٢ كيلو هرتز كما هو مبين في الشكل(١-٧)، كما يلعب تركيز بخار الماء دوراً في هذه الآلية حيث أن الاصطدامات مع جزيئات بخار الماء تسرع عملية نقل الطاقة.



الشكل (١-٧) امتصاص الغلاف الجوي بالـdB/100m عند الضغط 1 Atm، ودرجة حرارة 20°C، ورطوبة نسبية 70% [ANSI standard S1.26] .

يلاحظ أن آلية الامتصاص (تقليدي وتراخي) متناسبة مع مربع التردد، ويعتمد تأثير تراخي الاهتزاز على ترددات التراخي لغازي الأكسجين والنتروجين، ويعتمد بشدة على الرطوبة النسبية. وبشكل عام فإن امتصاص الغلاف الجوي يعتمد بشكل أساسي على ثلاث معاملات: درجة الحرارة، والرطوبة النسبية والتردد[1]. ويبين الشكل (١-٨) معامل التخامد في الغلاف الجوي كتابع للرطوبة النسبية ومن أجل قيم مختلفة للترددات الصوتية عند درجة حرارة ثابتة عند 20°C.

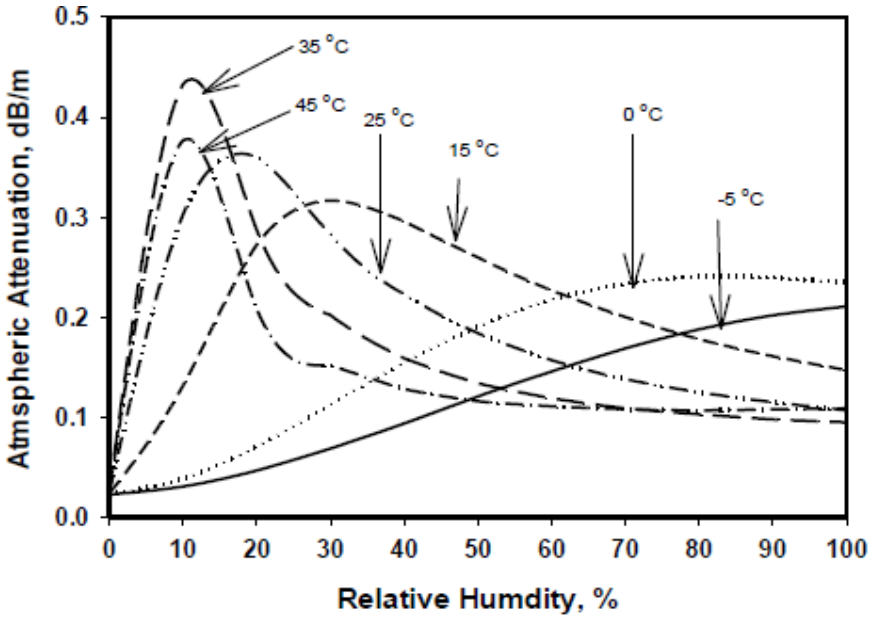


الشكل (١-٨) معامل التخامد في الغلاف الجوي كتابع للرطوبة النسبية ومن أجل قيم مختلفة للترددات الصوتية عند درجة الحرارة 20°C[20].

يتبين من الشكل أن الأمواج الصوتية ذات الترددات العالية عرضة للتخامد أكثر من الأمواج الصوتية ذات الترددات الأدنى، ويتجه معامل التخامد إلى الزيادة بسرعة في قيم الرطوبة النسبية بين ١٠٪ و٢٠٪ ثم ينخفض تدريجيا ليصل إلى قيم ثابتة تقريبا عند القيم المرتفعة للرطوبة النسبية، وهذا الاتجاه مطابق لجميع الترددات ولكن قيمة الذروة لمعامل التخامد تنزاح باتجاه القيم الأعلى للرطوبة النسبية كلما ازداد التردد [20].

ويبين الشكل (١-٩) تأثير درجة حرارة الغلاف الجوي على معامل التخامد، ويتبين أنه من أجل درجات الحرارة المساوية للصفر أو التي أبرد، فإن معامل التخامد يزداد بسرعة من أجل القيم المنخفضة للرطوبة النسبية، ثم يميل إلى أن يكون ثابتا عندما يقترب من الرطوبة النسبية إلى ١٠٠٪ تقريبا، وبالنسبة لدرجات الحرارة الأكثر ارتفاعاً، فإن سلوك معامل التخامد مختلف تماماً،

فعندما تكون الرطوبة النسبية أقل من حوالي ٣٠٪، يزداد معامل التخامد بسرعة كبيرة حتى يصل إلى قيمة الذروة ثم يبدأ في الانخفاض بسرعة كبيرة مع زيادة الرطوبة النسبية ويتجه إلى الثبات عند القيم المرتفعة للرطوبة النسبية. ومع ارتفاع درجة الحرارة، يبدو أن قيمة الذروة تنزاح نحو القيم المنخفضة للرطوبة النسبية، مما يعني أن زيادة درجة الحرارة تؤدي إلى زيادة معامل التخامد بسرعة أكبر عند هذه القيم المنخفضة للرطوبة النسبية.



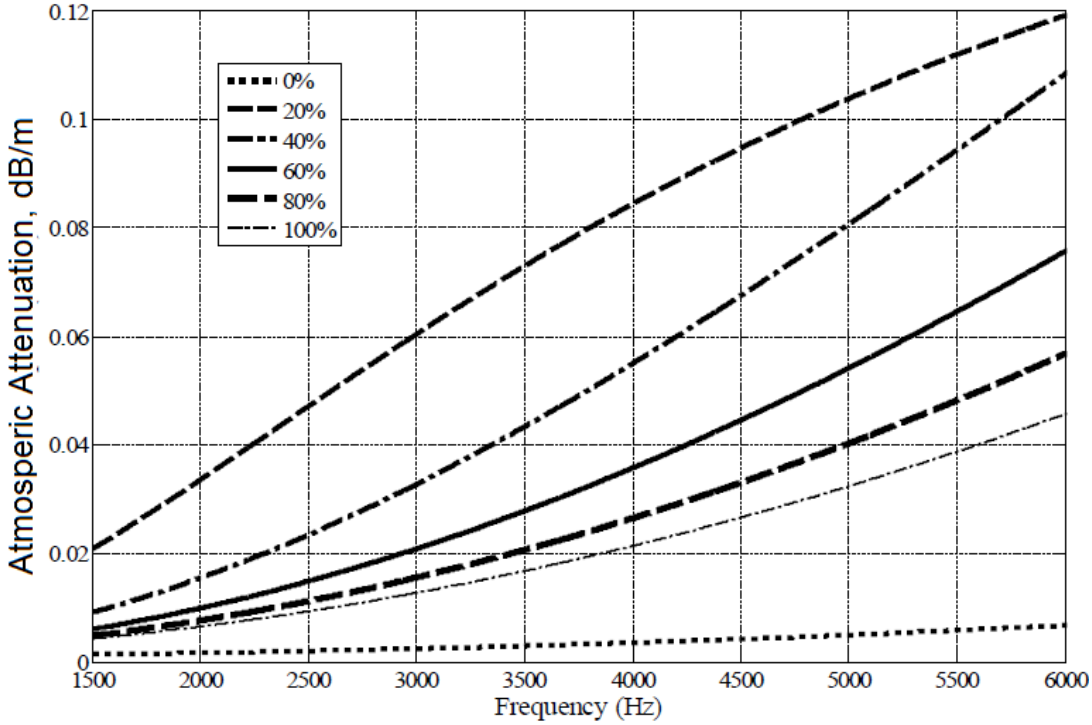
الشكل (١-٩) معامل التخامد في الغلاف الجوي كتابع للرطوبة النسبية ومن أجل قيم مختلفة لدرجات الحرارة[20].

ومن المثير للاهتمام ملاحظة أنه عندما تكون درجة الحرارة فوق 35°C، فإن التخامد يتجه ليكون أقل. ويتبين أيضا إلى أن معامل التخامد بعد بلوغه قيمة الذروة يتناسب عكسيا مع درجة الحرارة، وتعزى هذه السلوكيات في معامل التخامد إلى اعتماد ترددات الاسترخاء للأوكسجين والنيتروجين على الرطوبة النسبية ودرجة الحرارة.

ويبين الشكل (١-١٠) معامل تخامد الامتصاص في الغلاف الجوي كتابع للتردد، ومن أجل عدة قيم مختلفة للرطوبة النسبية من ٠٪ إلى ١٠٠٪، مع بقاء درجة الحرارة ثابتة عند 10°C، وضغط ثابت عند 101.3kPa.

ويظهر أن كمية الامتصاص تزداد مع ازدياد التردد من أجل جميع قيم الرطوبة النسبية، على الرغم من أن معدل الزيادة هو أعلى بكثير لقيم الرطوبة النسبية ٢٠٪ - ٦٠٪، حيث عند الرطوبة ٢٠٪،

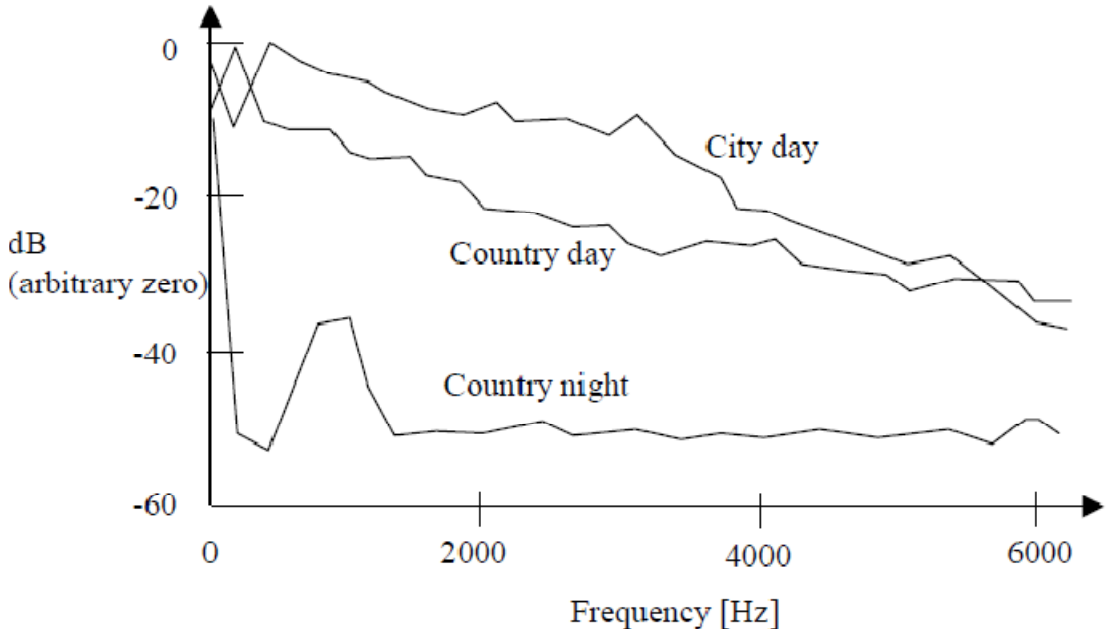
يتم ضياع طاقة بسبب الامتصاص أكبر بمرتين عند التردد ٥ كيلو هرتز مقارنة بالتردد ٢.٥ كيلو هرتز [21].



الشكل (١-١٠) معامل التخامد في الغلاف الجوي كتابع للتردد، ومن أجل عدة قيم مختلفة للرطوبة النسبية من ٠٪ إلى ١٠٠٪، عند درجة حرارة ثابتة 10°C، وضغط 101.3kPa [21].

ونلاحظ بشكل عام أن الامتصاص يتناقص مع ازدياد الرطوبة والاستثناء الوحيد هو الهواء الجاف كليا أي $(h_r = 0)$، وهو ذو الامتصاص الأقل.

من ناحية أخرى فإن مستوى الضجيج الصوتي المحيطي للخلفية يميل إلى الانخفاض مع زيادة التردد، وخصوصا خلال النهار. ويمكن رؤية ذلك في الشكل (١-١١) الذي يبين مستوى ضجيج الخلفية في الليل والنهار في كل من الريف والمدينة[1].



الشكل (١-١١) مستوى الضجيج الصوتي الخلفي لبيئات مختلفة[1].

إن انخفاض مستوى الضجيج الصوتي للخلفية عند تردد معين يعني أن قياسات السودار يمكن أن يصل إلى ارتفاعات أعلى[1].

نتيجة لما سبق فإن مستوى الضجيج الصوتي للخلفية ينخفض عندما يزداد التردد مما يسمح للسودار بالوصول إلى ارتفاعات أعلى، ولكن الامتصاص في الغلاف الجوي يزداد أضعافا مضاعفة مع زيادة التردد وهذا يحد من الارتفاع الأقصى الذي يمكن أن يصل إليه السودار، إذن من هذين الاعتبارين يمكن استنتاج أن هناك تردد عمل أمثل وذلك اعتمادا على التطبيق الذي يعمل به السودار.

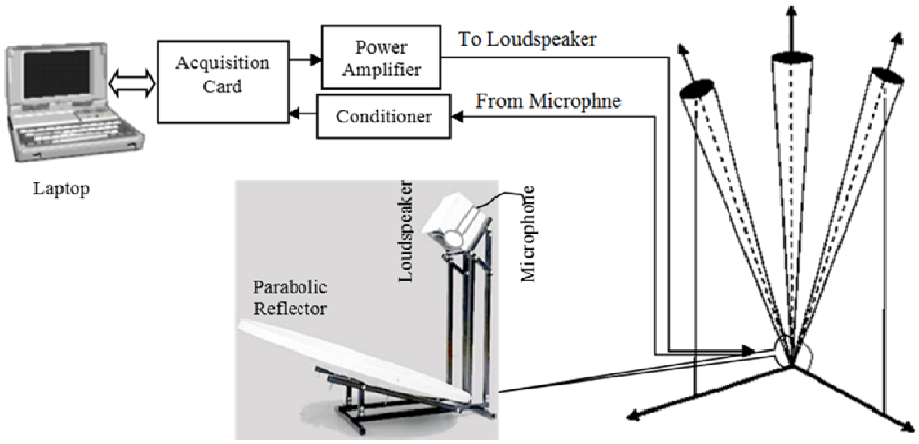
الفصل الثاني

الدراسة النظرية والمحاكاة

Theoretical study and simulation

١.٢ مقدمة Introduction

اعتماداً على معادلة السودار أحادي الوضعية (16-1)، يتم بناء منظومة السودار، بشكل أساسي، باستعمال نظام صوتي موجه directed acoustic system، تتم قيادة النظام الصوتي في مرحلة الإرسال، ومعالجة المعطيات التي تم تحصيلها في مرحلة الاستقبال عن طريق حاسب محمول، وذلك كما هو مبين في الشكل (٢-١).



الشكل (٢-١) مخطط صندوقي مقترح لمنظومة سودار أحادي الوضعية باستخدام نظام صوتي موجه.

برزت الحاجة لبناء أنظمة صوتية موجهة وذلك لتحديد الاتجاه الذي يتم فيه إرسال أو استقبال الموجة الصوتية، مع اهتمام الباحثين المتزايد بدراسة تفاعل الأمواج الصوتية بالجو وتطبيقاتها العملية المختلفة منذ سبعينيات القرن العشرين[22]، ويتم بناء النظام الصوتي الموجه باستخدام العديد من الطرق (مثل الأبواق أو العواكس أو مصفوفات الحساسات)، إضافة لذلك يتم التوجيه باستخدام طبق عاكس قطعي مكافئ مع ميكروفون أو مجهار متموضع في محرقه، ويعتبر الميكروفون مع العاكس القطعي المكافئ واحداً من أجهزة الاستشعار الصوتي الحساسة لاتجاه الصوت، ويسمى بالمنظار أو التلسكوب الصوتي[23, 24].

٢.٢ العاكس القطعي المكافئ Parabolic Reflector

لفتت الميزات الهامة للعاكس القطعي المكافئ الانتباه، وذلك نظراً لكفاءته البصرية والحرارية العالية[25]، والميزة الرئيسية للطبق العاكس القطعي المكافئ هي التوجيهية العالية فهو يقوم بتوجيه الأمواج في حزمة ضيقة، أو استقبال الأمواج من اتجاه واحد معين، ويعتبر ربحه على حزمة الإشعاع من بين الأعلى مع فصوص جانبية صغيرة[25, 26]، حيث يتم الحصول على زيادة كبيرة

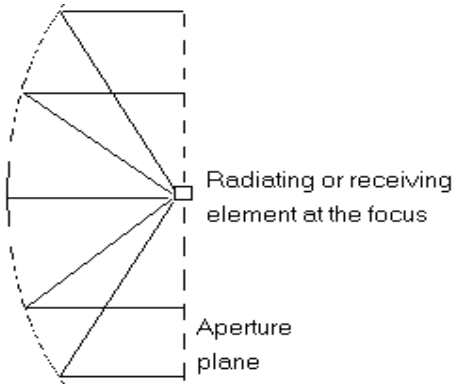
في الحساسية بدون أي ضجيج إلكتروني إضافي، لأنه يمكن أن ينتج زوايا عرض حزمة ضيقة أكثر من أي نوع آخر، ولتحقيق هذا العرض الضيق للحزمة، يجب أن تكون أبعاد العاكس أكبر بكثير من طول الموجة[25].

إن فكرة استخدام عاكسات السطح القطعي المكافئ في الهوائيات قد تم اقتباسها من البصريات، حيث أن قدرة المرآة التي على شكل سطح قطعي مكافئ على تركيز الضوء كان معروفا منذ العصور القديمة، وقد تم تصميم بعض أنواع الهوائيات التي على هذا الشكل، والتي تحمل أسماء مماثلة للتلسكوبات، التي تم اختراعها من قبل علماء الفلك خلال القرن الخامس عشر[25, 27, 28] .

قام الفيزيائي الألماني هاينريش هرتز Heinrich Hertz ببناء أول هوائي عاكس على شكل قطع مكافئ في العالم عام ١٨٨٨[29]، وأثبت باستخدامه وجود موجات الراديو التي كان قد تنبأ بها جيمس كلارك ماكسويل في وقت سابق بحوالي ٢٢ عاما[27] .

ومع ذلك، فإن هذا الهوائي لم يستخدم على نطاق واسع حتى الحرب العالمية الثانية، عندما تم البدء باستخدام الأمواج الميكروية. وخلال الحرب العالمية الثانية أعطى تطور الرادار زخماً كبيراً لأبحاث الهوائي القطعي المكافئ، وبعد الحرب تم بناء أطباق كبيرة جداً، واستخدامها في ما يسمى التلسكوبات الراديوية، وفي عام ١٩٦٢ اكتمل بناء النسخة الأولى من تلسكوب راديوي بقطر 100m في فيرجينيا الغربية، وهو لا يزال أكبر الأطباق القابلة للتوجيه في العالم[27] .

إن العاكس القطعي المكافئ هو عبارة عن سطح دوراني لا كروي ناتج من تدوير قطع مكافئ حول محور تناظره[29]، ويمتاز عن السطوح الكروية بأن جميع الأشعة (سواء كانت أشعة ضوئية، أو أمواج كهرطيسية، أو أمواج صوتية) التي تصدر من نقطة المحرق، تخرج بعد انعكاسها عن سطح العاكس بشكل مواز لمحور العاكس، وبصورة معاكسة، فإن جميع الأشعة الواردة إلى سطح العاكس بشكل مواز لمحوره، تنعكس عن السطح لتمر من نقطة المحرق وهذه الميزة لا تملكها السطوح الكروية، كما أن أطوال جميع المسارات من نقطة المحرق إلى سطح العاكس ثم إلى مستوي الفتحة (المستوي المار من المحرق والموازي للدليل) متساوية وتساوي ضعفي البعد المحرقي $2f$ [29]، كما هو مبين في الشكل (٢-٢)، وذلك باستخدام مصطلحات الضوء الهندسي.

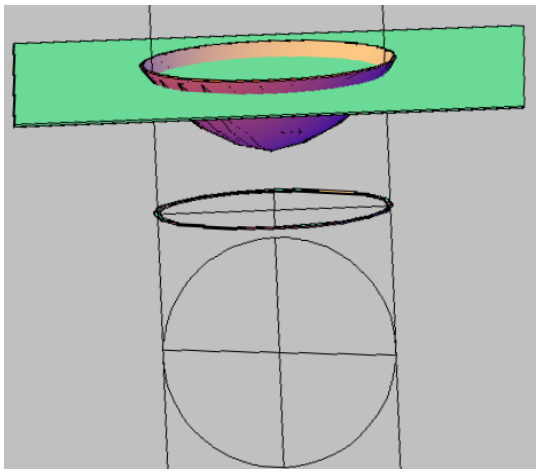


الشكل (٢-٢) العاكس القطعي المكافئ.

إن العاكس القطعي المكافئ هو في الأصل هوائي عريض المجال ترددياً، وما يحدد عرض المجال عند الترددات المنخفضة هو حجم العاكس، إذ يجب أن يكون حجمه من مرتبة عدة أطوال موجية، وذلك انسجاماً مع مبادئ الضوء الهندسي، أما حدود الترددات العليا فتحددها نعومة سطح العاكس، حيث أن تشوهات السطح يجب أن تكون أقل بكثير من طول الموجة. عملياً فإن ما يحدد عرض مجال منظومة العاكس هو مجال الحساس الذي في المحرق أكثر من مجال العاكس نفسه[30].

١.٢.٢ أنواع العاكس القطعي المكافئ Parabolic Reflector Types

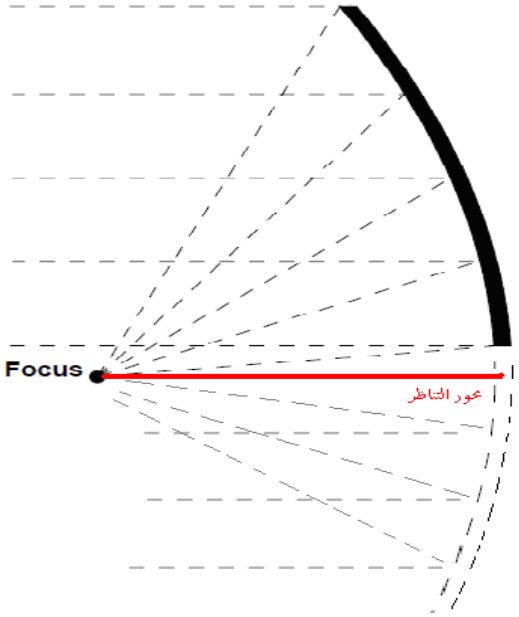
تتوفر الأطباق العاكسة في شكلين أساسيين: النوع الأول وهو الأطباق العاكسة التقليدية ذات الفتحة الدائرية، حيث يتم قص السطح الدوراني بمستو مواز لدليل القطع المكافئ (عمودي على محور التناظر). إن الشكل الناتج عن تقاطع مستوي القص مع السطح الدوراني (فتحة الطبق) هو عبارة عن دائرة، مركزها هو نقطة تقاطع مستوي القص مع محور تناظر القطع المكافئ، وقطرها يتعلق ببعد مستوي القص عن ذروة القطع المكافئ كما هو مبين في الشكل (٢-٣).



الشكل (٢-٣) طبق تقليدي ذو فتحة دائرية ومستو القص عمودي على محور تناظر السطح القطعي المكافئ.

في هذه الحالة فإن مركز الفتحة الدائرية ومحرق القطع المكافئ وذروته تقع جميعها على محور تناظر القطع ومسقطها العمودي على الدليل يقع على نفس النقطة وهي مركز الطبق.

أما النوع الثاني فهو الطبق العاكس ذو الفتحة الإهليلجية، وينتج عن قص السطح القطعي المكافئ بمستو يميل على دليله بزاوية θ، إن الشكل الناتج عن تقاطع مستوي القص مع السطح الدوراني (فتحة الطبق) هو عبارة عن قطع ناقص[31]. إن مركز هذا القطع الناقص لا يقع على محور تناظر القطع المكافئ (الذي يقع عليه محرق القطع المكافئ وذروته)، ويمكن أن يبتعد المسقط العمودي للمحرق على الدليل (ذروة القطع المكافئ) عن مسقط مركز القطع الناقص على الدليل، وقد يكون مسقط المحرق خارج مسقط القطع الناقص كليا. إن ذلك يشكل ميزة هامة لهذا الطبق العاكس عن الأطباق التقليدية، إذ أن المرسل (أو المستقبل) المتموضع في محرق القطع المكافئ للأطباق العاكسة التقليدية يشكل عائقا لحزمة الأمواج المرسلة من المنبع والمنعكسة عن سطح الطبق (أو حزمة الأمواج الواردة إلى سطح الطبق العاكس والتي تنعكس عنه إلى المستقبل)، في حين أن أثر الإعاقة في الأطباق العاكسة ذات الفتحة الإهليلجية يتناقص، ويتلاشى عندما يكون مسقط المحرق خارج مسقط القطع الناقص، أي إن محور التناظر المار من الذروة والمحرق سيبتعد عن مركز فتحة الطبق العاكس ويمكن أن يكون خارج هذه الفتحة بشكل كلي، كما هو مبين في الشكل (٢-٤).

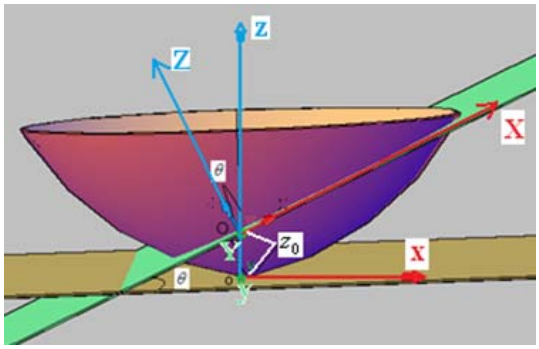


الشكل (٢-٤) محور التناظر والمحرق خارج فتحة الطبق العاكس ذي الفتحة الإهليلجية.

٢.٢.٢ معادلة فتحة العاكس القطعي المكافئ واتجاه الإشعاع

Parabolic Reflector Aperture Equation and Direction of Radiation

لنعتبر سطح قطعي مكافئ محور تناظره هو المحور العمودي (oz)، ودليله يوازي المستوي (oxy)، وهو المستوي المماس له في ذروته، يتم قص السطح القطعي المكافئ بمستو (OXY) يميل على المستوي (oxy) بزاوية θ، المحور(OZ) هو العمود على مستوي القص في النقطة (O)، وهي نقطة تقاطع محور القطع المكافئ مع مستوي القص المائل، وتبعد بمقدار (z_0) عن الذروة (o)، كما هو مبين في الشكل (٢-٥)[31].



الشكل (٢-٥) سطح قطعي مكافئ تم قصه بمستو مائل بزاوية θ [31].

تعطى معادلة القطع المكافئ في جملة المحاور (xyz) بالعلاقة التالية:

$$2R \cdot z = x^2 + y^2 \qquad (2\text{-}1)$$

حيث: R هو الوسيط وهو مقدار بعد ذروة القطع المكافئ عن مركزه وتساوي ضعفي البعد المحرقي للقطع $(R=2f)$. بالانتقال إلى جملة المحاور(XYZ) حيث لدينا:

$$y = Y$$

$$\begin{bmatrix} x \\ z - z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ Z \end{bmatrix}$$

معادلة مستوي القص هي:$(Z=0)$ أي:

$$\begin{bmatrix} x \\ z - z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ 0 \end{bmatrix}$$

وبالتالي فإن الشكل الناتج من تقاطع مستوي القص والسطح القطعي المكافئ:

$$x = X\cos\theta$$

$$z - z_0 = X\sin\theta \Rightarrow z = z_0 + X\sin\theta$$

بالتعويض في المعادلة (2-1):

$$2R(z_0 + X\sin\theta) = X^2\cos^2\theta + Y^2$$

$$2R\cdot z_0=\cos^2\theta(X^2-\frac{2R\sin\theta}{\cos^2\theta}X)+Y^2$$

بإتمام ما داخل القوسين إلى مربع كامل نجد:

$$2R\cdot z_0=\cos^2\theta(X^2-\frac{2R\sin\theta}{\cos^2\theta}X+\frac{R^2\sin^2\theta}{\cos^4\theta}-\frac{R^2\sin^2\theta}{\cos^4\theta})+Y^2$$

$$2R\cdot z_0=\cos^2\theta(X^2-\frac{2R\sin\theta}{\cos^2\theta}X+\frac{R^2\sin^2\theta}{\cos^4\theta})-\frac{R^2\sin^2\theta}{\cos^4\theta}\cos^2\theta+Y^2$$

$$2R\cdot z_0=\cos^2\theta(X-\frac{R\sin\theta}{\cos^2\theta})^2-\frac{R^2\sin^2\theta}{\cos^2\theta}+Y^2$$

$$\cos^2\theta(X-\frac{R\sin\theta}{\cos^2\theta})^2+Y^2=2Rz_0+R^2\tan^2\theta$$

$$\frac{(X-\frac{R\sin\theta}{\cos^2\theta})^2}{\frac{2R\cdot z_0+R^2\tan^2\theta}{\cos^2\theta}}+\frac{Y^2}{2R\cdot z_0+R^2\tan^2\theta}=1 \qquad (2\text{-}2)$$

وهذه معادلة قطع ناقص في المستوي (XY) كما هو مبين في الشكل (٢-٦):

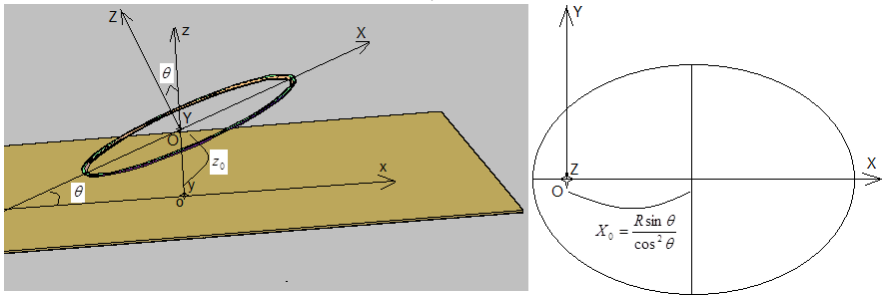
$$\frac{(X-X_0)^2}{a^2}+\frac{(Y-Y_0)^2}{b^2}=1$$

حيث:

$$X_0=\frac{R\sin\theta}{\cos^2\theta},\quad Y_0=0,$$

$$a^2=\frac{2R\cdot z_0+R^2\tan^2\theta}{\cos^2\theta},$$

$$b^2=2R\cdot z_0+R^2\tan^2\theta$$



الشكل(٢-٦) الشكل الناتج من تقاطع مستوي القص المائل والسطح القطعي المكافئ [31].

وبحساب النسبة $\frac{b}{a}$ نجد:

$$\frac{b}{a}=\sqrt{\frac{b^2}{a^2}}=\sqrt{\frac{2R\cdot z_0+R^2\tan^2\theta}{\frac{2R\cdot z_0+R^2\tan^2\theta}{\cos^2\theta}}}$$

$$=\sqrt{\cos^2\theta}=\cos\theta$$

أي:

$$\theta=\arccos\frac{b}{a} \qquad (2\text{-}3)$$

إن نتائج هذه الدراسة النظرية هامة جداً، فالمعادلة (2-2) تبين أن الحل المشترك الناتج عن تقاطع سطح قطعي مكافئ مع مستو يميل على دليل القطع المكافئ بزاوية θ هو قطع ناقص. أما المعادلة(2-3) فهي تسمح لنا بحساب زاوية القص θ، وهي تعبر عن الزاوية التي يصنعها اتجاه إشعاع الطبق مع الناظم على مستوي فتحة الطبق، وذلك بمعرفة أقطار القطع الناقص (وهذا ما يتم معرفته بالقياس العملي). إضافة إلى ذلك، فإن معرفة إحدى القيمتين: (X_0, z_0)، يمكننا من تحديد ذروة القطع المكافئ، كما يمكننا من حساب R ومعرفة البعد المحرقي $(R=2f)$، وذلك بعد معرفة θ. بصورة معاكسة فإن معرفة R أو f يمكننا من معرفة القيمتين (X_0, z_0)، وذلك حسب العلاقتين التاليتين: $X_0 = \frac{R\sin\theta}{\cos^2\theta}, \quad z_0 = \frac{b^2 - R^2\tan^2\theta}{2R}$

إن قياس أقطار القطع الناقص يمكننا، ليس فقط من تحديد زاوية القص أي زاوية إشعاع الطبق، بل وتأثير ذلك على معاملات الطبق العاكس والتي تؤثر بشكل مباشر على عملية الإرسال أو الاستقبال الصوتي كمردودية الطبق وعرض حزمته وفتحته وربحه[26].

٣.٢.٢ الخصائص الرئيسية للعاكس القطعي المكافئ

Main Characteristics of the Parabolic Reflector

تتمثل الخصائص الرئيسية للطبق العاكس القطعي المكافئ بالربح وعرض حزمة نصف الاستطاعة، وسيتم توضيح علاقة هذه الخصائص بيانيا بقطر العاكس، وتردد العمل في المجال الصوتي، وارتباطها بكفاءة فتحة العاكس، والعوامل الرئيسية التي تقلل من كفاءة الفتحة، إضافة إلى توضيح مناطق حقول الإشعاع.

١.٣.٢.٢ ربح الطبق القطعي المكافئ Parabolic Dish Gain

إن الربح الصوتي لميكروفون مع طبق عاكس قطعي مكافئ مماثل لربح الهوائي القطعي المكافئ حيث أن فيزياء الأمواج هي نفسها أساساً، وهكذا يمكننا الاستفادة من التعابير المعروفة للربح وعرض الحزمة للهوائي وتطبيقها على الميكروفون مع الطبق[23].

الربح هو معامل بدون بعد فيزيائي، ويعبر عن صفات التوجيه للهوائي، وهو نسبة الاستطاعة التي تتركز في اتجاه معين أو التي يتم استقبالها عن طريق الهوائي والواردة من منبع على طول محور حزمته إلى الاستطاعة المستقبلة عن طريق هوائي بخواص افتراضية يشع أو يتلقى الاستطاعة بالتساوي في كل الاتجاهات[23]. بافتراض أن نمط حقل إشعاع الهوائي هو نمط الحقل البعيد الذي

يتواجد على مسافة أكبر بكثير من $\frac{d^2}{\lambda}$، حيث d هو قطر منبع الإشارة وλ هو طول الموجة، يعطى ربح هوائي قطعي مكافئ بالعلاقة التالية [22, 23, 32]:

$$G = \frac{4\pi A}{\lambda^2} e_A \qquad (2\text{-}4)$$

حيث e_A هو معامل بدون بعد فيزيائي، وتتراوح قيمته بين الصفر والواحد وتحددها الخصائص المادية وتفاصيل بناء العاكس ويسمى كفاءة الفتحة *Aperture efficiency*، وفي حالة الطبق مع وجود الميكروفون، فإن القيمة النموذجية لكفاءة الفتحة تتراوح بين 0.45 و0.70.

وA هي مساحة فتحة الهوائي، أو العاكس القطعي المكافئ، وبالتالي تكون مساحة فتحة العاكس $A = \frac{\pi d^2}{4}$، حيث d هو قطر فتحة العاكس القطعي المكافئ، إذا كانت الفتحة دائرية، وإذا كانت الفتحة على شكل قطع ناقص، فإن d هو القطر اللامحرقي (الصغير) للقطع الناقص، أي قطر مسقط العاكس القطعي المكافئ على مستوي الفتحة، وهذا المسقط على شكل دائرة بقطرd [31]، وبالتعويض في العلاقة (2-4) ينتج:

$$G = \frac{\pi^2 d^2}{\lambda^2} e_A \qquad (2\text{-}5)$$

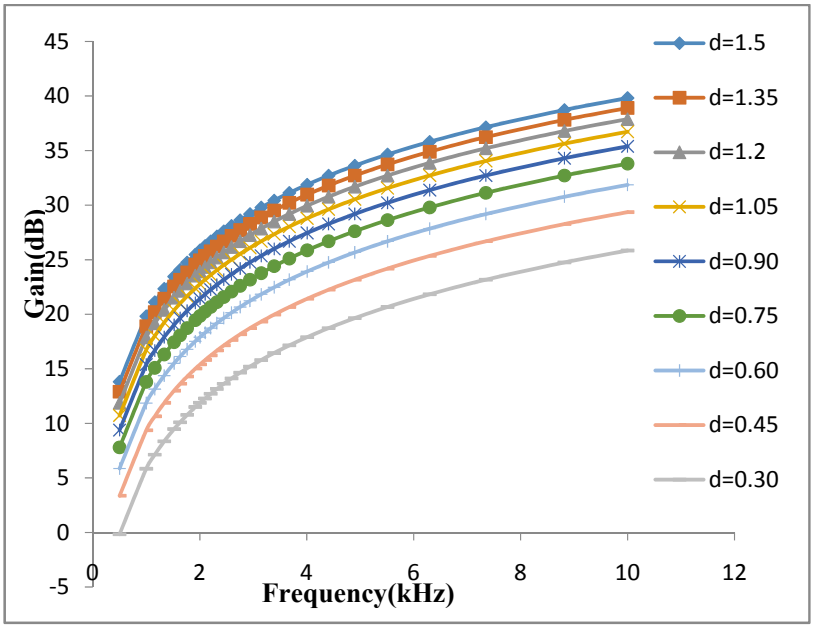
يتبين من العلاقة السابقة، أنه مع الفتحة الأكبر يكون الربح أكبر، كما أن الربح يزداد مع مربع نسبة عرض الفتحة إلى طول الموجة. وبتعويض $\lambda = \frac{c}{f}$ حيث c هي سرعة الصوت وf هو التردد بالهرتز، ينتج:

$$G = \frac{\pi^2 d^2}{c^2} f^2 e_A \qquad (2\text{-}6)$$

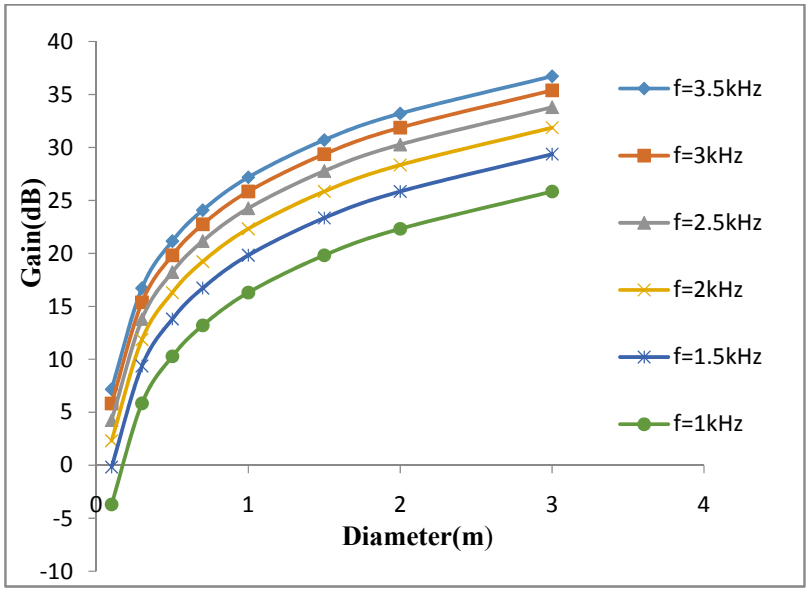
ويعطى الربح مقدراً بالديسيبل

$$G_{dB} = 10\log_{10}\left(\left(\frac{\pi d}{c}\right)^2 f^2 e_A\right) \qquad (2\text{-}7)$$

وبفرض $e_A = 0.50$ وعند سرعة الصوت $c=340m/s$، يمكننا حساب ربح الطبق كتابع للتردد وقطر الطبق حسب العلاقة(2-7)، كما هو مبين في الشكل(٢-٧) والشكل(٢-٨)[33].



الشكل (٢-٧) علاقة ربح الطبق بالتردد عند أقطار مختلفة للطبق[33].



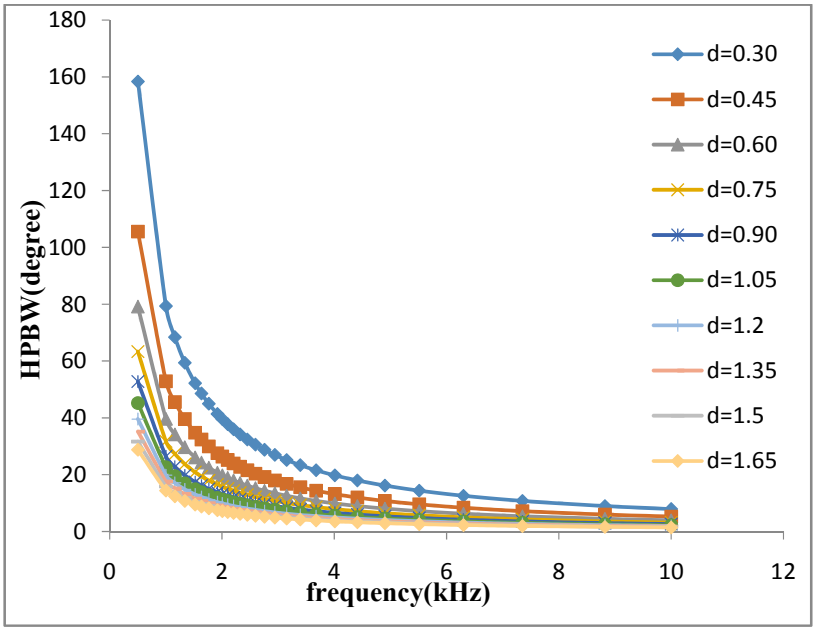
الشكل (٢-٨) علاقة ربح الطبق بقطره عند ترددات صوتية مختلفة[33].

٢.٣.٢.٢ عرض حزمة نصف الاستطاعة Half Power Beam Width (HPBW)

يتم قياس العرض الزاويθ لحزمة إشعاع الهوائيات ذات الربح العالي من عرض الحزمة عند نصف الاستطاعة، وهو الفاصل الزاوي بين النقاط على المخطط الإشعاعي للهوائي التي تنخفض عندها الاستطاعة إلى نصف قيمتها العظمى(3 dB-)، ومن أجل العاكس القطعي المكافئ فإن HPBW تعطى بالعلاقة التالية[34]:

$$\theta = \frac{k\,\lambda}{d} = \frac{kc}{df} \qquad (2\text{-}8)$$

حيث k هو معامل تناسب زاوي angular proportionality factor يعتمد على شكل العاكس وطريقة إضاءته. من أجل عاكس قطعي مكافئ "مضاء" بشكل منتظم، وعند تقدير Θ بالدرجات، فإن قيمة k تساوي 57.3°(عدد الدرجات في الراديان). من أجل عاكس قطعي مكافئ نموذجي فإن قيمة k تساوي تقريباً 70° [11]، وعند سرعة الصوت $c=340m/s$، يتم حساب عرض الحزمة عند نصف الاستطاعة للطبق كتابع للتردد وقطر الطبق حسب العلاقة(2-8)، كما هو مبين في الشكل (٢-٩)[33].



الشكل (٢-٩) علاقة عرض حزمة نصف الاستطاعة بالتردد عند أقطار مختلفة للطبق[33].

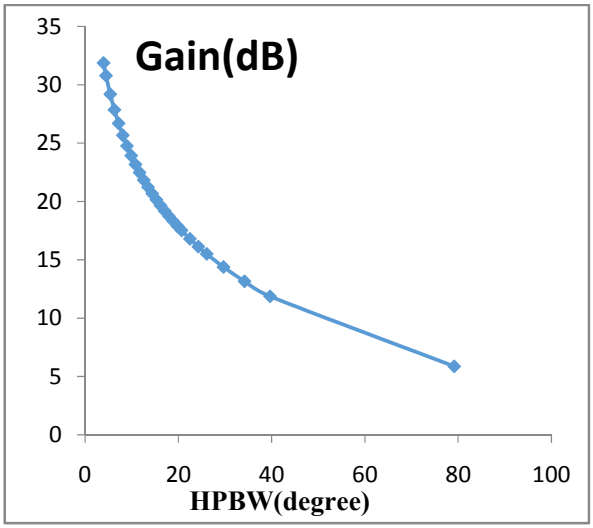
يلاحظ أن عرض حزمة نصف الاستطاعة يتناقص (يصبح أكثر اتجاهية) كلما ازداد التردد (طول الموجة أقصر) أو كلما ازداد قطر الطبق[2]. وبالجمع بين معادلة عرض الحزمة مع معادلة الربح، نحصل على علاقة الربح بعرض الحزمة [23, 34]:

$$G = \left(\frac{\pi k}{\theta}\right)^2 e_A \qquad (2\text{-}9)$$

ويعطى الربح مقدراً بالديسيبل:

$$G_{dB} = 10\log_{10}\left(\left(\frac{\pi k}{\theta}\right)^2 e_A\right) \qquad (2\text{-}10)$$

يمكن ملاحظة وجود علاقة عكسية بين الربح وعرض حزمة نصف الاستطاعة، وبفرض $e_A = 0.50$، وk=70°، يمكننا حساب ربح الطبق كتابع لعرض الحزمة حسب العلاقة (2-10)، كما هو مبين في الشكل(٢-١٠)[33].



الشكل (٢-١٠) علاقة ربح الطبق مع عرض حزمة نصف الاستطاعة[33].

بما أن العاكس القطعي المكافئ هو عنصر غير فعال passive device، فإنه لا يقوم بأي عملية تضخيم، ويعبر الربح عن قدرة العاكس على تركيز الاستطاعة في الاتجاه المطلوب، ومن هنا يأتي مصطلح الربح الاتجاهي Directional Gain، ويتم كتابة العلاقة (2-9) بالشكل:

$$G = D_{\max} e_A \qquad (2\text{-}11)$$

حيث تعبر $D_{\max}$ عن الاتجاهية Directivity.

٣.٣.٢.٢ كفاءة الفتحة Aperture efficiency

بالنسبة للهوائيات ذات الفتحة، مثل البوق أو العاكس القطعي المكافئ أو المصفوفة المسطحة، فإن المساحة الفعالة هي جداء المساحة المادية الفيزيائية بكفاءة الفتحة، وبشكل عام فإن الكفاءة تمثل الضياعات الناتجة عن المادة وعدم التطابق وعدم تماثل الإضاءة وتوزيع الطور خلال السطح إضافة إلى الاستطاعة المشعة في الفصوص الجانبية التي تقلل من نسبة المساحة الفعالة إلى المساحة المادية. بالنسبة للعاكس القطعي المكافئ، فإن كفاءة الفتحة النموذجية هي55% [27]، وهي تمثل نسبة الاستطاعة المشعة إلى استطاعة الدخل، ويتم التعبير عنها بشكل عام، وبملاحظة العلاقة(2-11)، كما يلي:

$$e_A = \frac{Gain}{Directivity} = \frac{P_{radiated}}{P_{input}} = \frac{P_{radiated}}{P_{radiated} + P_{loss}} \qquad (2\text{-}12)$$

إذاً يعتبر معامل كفاءة الفتحة e_A جامعا لمختلف الضياعات التي تقلل من ربح الهوائي عن الحد الأقصى الذي يمكن تحقيقه، وبالنسبة للعاكس القطعي المكافئ فإن العوامل الرئيسية التي تقلل من كفاءة فتحته هي:

- **فائض التغذية Feed spillover** إذ أن بعض الإشعاعات المنبعثة من المرسل الموضوع في المحرق تقع خارج حافة الطبق ولا تسهم في الحزمة الرئيسية.
- **تدرج الإضاءة المغذية Feed illumination taper** أو التناقص التدريجي في الإضاءة المغذية، حيث يتم تحقيق أقصى ربح للهوائيات ذات الفتحة عندما تكون شدة الإشعاع ثابتة في جميع أنحاء منطقة الفتحة، إلا أن نمط الإشعاع من المرسل عادة يتناقص تدريجيا نحو الجزء الخارجي من الطبق، وبالتالي فإن الأجزاء الخارجية للطبق "تضاء" بشدة إشعاعية أقل، حتى لو كانت الشدة الإشعاعية المقدمة ثابتة على كامل الزاوية المقابلة للطبق، إذ أن الأجزاء الخارجية للطبق تكون أبعد من الأجزاء الداخلية عن المرسل الموضوع في المحرق، وبالتالي فإن الشدة ستتناقص تبعاً للبعد عن المركز، أي أن شدة إشعاع الحزمة المرسلة من الطبق تكون أعظمية في مركز الطبق وعلى محوره، وتتناقص مع المسافة عن المحور مما يحد من الكفاءة.
- **إعاقة الفتحة Aperture blockage** في الأطباق القطعية المكافئة التقليدية ذات الفتحة الدائرية، والتي يقع فيها المرسل (أو المستقبل) أمام الطبق وفي مسار الحزمة، فإن ذلك يسبب إعاقة أو حجبا لجزء من هذه الحزمة، وبشكل خاص عندما يكون حجم المرسل (أو المستقبل) غير مهمل مقارنة بحجم الطبق، فإن ذلك يمكن أن يقلل بشكل جدي من ربح الطبق. لتجنب هذه المشكلة تستخدم الأطباق ذات الفتحة الإهليلجية وفيها يقع المحرق في أحد جانبي الطبق، ويمكن أن يكون خارج منطقة الحزمة بشكل كامل، مما يزيد من كفاءة الفتحة لهذه الأطباق، وهذه حالة الطبق المستخدم في تجاربنا.
- **أخطاء الشكل Shape errors** إن الأخطاء العشوائية لسطح العاكس إضافة للأخطاء في شكل حواف العاكس تقلل من كفاءته.

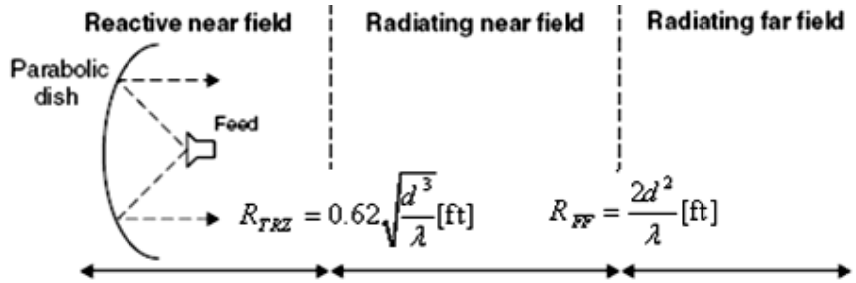
٤.٣.٢.٢ حقول الإشعاع Radiation Fields

يتم تقسيم منطقة إشعاع الهوائي إلى منطقتين: منطقة الحقل القريب والبعيد، وفي الواقع إضافة لهاتين المنطقتين هناك منطقة انتقالية ثالثة بينهما والحدود بينها ليست ثابتة وتعتمد على كل من طول الموجة، وأبعاد الهوائي، وتعطى بداية الحقل البعيد مقدرة بالقدم بالعلاقة التالية [25, 30]:

$$R_{FF} = \frac{2d^2}{\lambda}[\text{ft}] \qquad (2\text{-}13)$$

حيث: d هو أكبر بعد للهوائي مقدراً بالقدم وهو قطر فتحة العاكس القطعي المكافئ في حالتنا، وλ هو طول الموجة مقدراً بالقدم. في الأدبيات تسمى هذه المناطق بأسماء مختلفة وتعرف بطرق مختلفة قليلا عن بعضها.

الحقل القريب ويسمى أيضا الحقل التفاعلي القريب Reactive near field وهي المنطقة الأقرب للهوائي وفيها يهيمن الحقل التفاعلي على حقول الإشعاع، وتمتد هذه المنطقة لمسافة محددة ثم يتبعه حقل الإشعاع القريب، كما في الشكل (٢-١١).



الشكل (٢-١١) حقول الإشعاع.

حقل الإشعاع القريب Radiating near field أو المنطقة الانتقالية وهي المنطقة الواقعة بين الحقل التفاعلي القريب ومنطقة الحقل البعيد، حيث تهيمن في هذه المنطقة حقول الإشعاع، ويعتمد توزع الحقل الزاوي على البعد عن الهوائي. ويتم تحديد حدود المنطقة الانتقالية مقدراً بالقدم بالعلاقة التالية[25, 30]:

$$R_{TRZ} = 0.62\sqrt{\frac{d^3}{\lambda}}[\text{ft}] \qquad (2\text{-}14)$$

في حقل الإشعاع القريب، ليس بالضرورة أن تتناقص شدة الحقل بشكل مطرد مع البعد عن الهوائي، ولكن يمكن أن تحمل طابعاً متذبذباً، وبالتالي من الصعب التنبؤ بربح الهوائي في هذه المنطقة.

حقل الإشعاع البعيد Radiating far field أو مسافة رايلي Rayleigh distance وهي المنطقة التي يكون فيها نمط الإشعاع مستقلا عن المسافة، وعلى الرغم من اختلاف الأدبيات في صياغة علاقات حدود الحقل القريب والمنطقة الانتقالية، فإنها تتوافق جميعها على حدود الحقل البعيد.

٣.٢ مبدأ القياس Measurement Principle

بفرض أن نظام السودار هو من النمط أحادي الوضعية حيث يكون المرسل والمستقبل فيه متجاورين، يتم تحديد بعد الهدف بقياس زمن الانتشارt_{prop} وهو الزمن الذي تستغرقه الإشارة عند

انتشارها من المرسل وانعكاسها عن الهدف(المناطق الجوية المضطربة) ثم عودتها للمستقبل، وتكون المسافة التي قطعتها الإشارة خلال زمن الانتشار مساوية لضعفي بعد الهدف عن السودار $2R$، عندئذ يمكن تحديد بعد الهدف عن السودار من خلال قياس زمن الانتشار وفق العلاقة:

$$R = \frac{c \times t_{prop}}{2} \qquad (2\text{-}15)$$

حيث c سرعة الصوت في الهواء، وهذا هو المبدأ في قياس بعد الهدف.

أما سرعة الهدف (مركبة سرعة الريح باتجاه انتشار نبضة الإرسال الصوتية) فيتم حسابها عن طريق قياس الانزياح الترددي لفعل دوبلر Doppler Effect للإشارة المستقبلة وفق العلاقة:

$$V = -\frac{c}{2} \cdot \frac{\Delta f}{f_0} \qquad (2\text{-}16)$$

حيث: $\Delta f = f_d = f_r - f_0$ هو تردد دوبلر، وهو الفرق بين تردد نبضة الاستقبال f_r وتردد نبضة الإرسال f_0 [35].

تؤدي ظاهرة دوبلر التي تنشأ عند انعكاس نبضة الإشارة المرسلة عن هدف متحرك، إلى تغير في تردد الإشارة إضافة إلى تغير في العرض الزمني للنبضة، ولكن عدد أدوار الإشارة ضمن النبضة يبقى ثابتاً، وبالتالي يمكن تحديد التغير الزمني في عرض النبضة كما يلي:

إن عدد أدوار الإشارة المرسلة N_p يعطى بالعلاقة: $N_p = \tau_t \cdot f_0$ ، حيث τ_t هو العرض الزمني لنبضة الإرسال، أما في حالة الإشارة المستقبلة، فإن عدد الأدوار يعطى بالعلاقة: $N_p = \tau_r \cdot f_r = \tau_r \cdot (f_0 + f_d)$ ، حيث τ_r هو عرض النبضة المستقبلة بعد خضوعها لفعل دوبلر، وانطلاقاً من ثبات عدد الأدوار يمكن أن نعرف معامل الانضغاط α_c بـ:

$$\alpha_c = \frac{\tau_t}{\tau_r} = 1 + \frac{f_d}{f_0} = 1 + \frac{2V}{c} \qquad (2\text{-}17)$$

فيما يتعلق بقدرة السودار على فصل الأهداف، يتم تعريف تمييزية المدى ΔR (Range Resolution) بأنها المسافة الصغرى بين هدفين يمكن للسودار الفصل والتمييز بينهما وتعطى بالعلاقة: $\Delta R = \frac{c.\tau_t}{2}$

وبالتالي كلما كان العرض الزمني للنبضة أصغر كلما كانت قدرة السودار على الفصل بين الأهداف أكبر، بالإضافة لذلك فإن العرض الزمني الصغير للنبضة ينقص من احتمالية التداخل الزمني بين الإشارات المنعكسة. إلا أن نقصان العرض الزمني للنبضة يسبب زيادة في عرض حزمتها الترددية مما يؤثر في القدرة على تحديد الانزياح الترددي، فمن أجل الأهداف التي تتحرك بسرعات

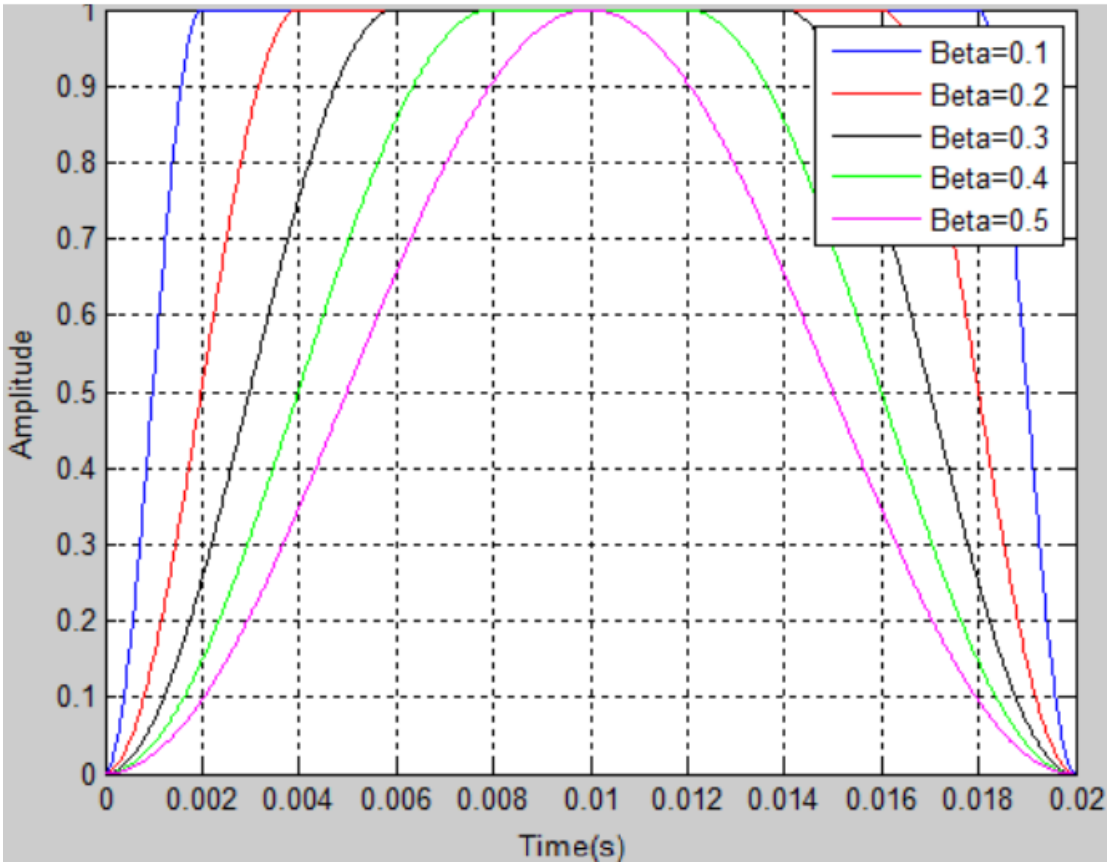
منخفضة سينشأ تداخل ترددي بين حزمة إشارة الأهداف الثابتة وحزمة الإشارة المنعكسة عن الأهداف ذات السرعات المنخفضة بحيث لا يمكن الفصل ترددياً بينهما، وكذلك الأمر في حالة وجود هدفين متحركين ضمن نفس المجال الزمني، عندها لا يمكن الفصل بينهما زمنيا ولا ترددياً. من جهة أخرى واعتماداً على معادلة السودار أحادي الوضعية (16-1)، يمكن كتابة ما يلي: $\frac{P_r}{P_t} \propto \tau$، أي أن الاستطاعة التي يستقبلها السودار من الجو تكون أكبر كلما كان العرض الزمني لنبضة الإرسال أكبر، لذلك لا بد من وجود مقايضة لاختيار عرض نبضة أفضل، إضافة إلى اختيار مجال عمل ترددي أمثلي يأخذ بعين الاعتبار المتحولات المختلفة المتعلقة بالسودار.

١.٣.٢ نبضة الإرسال Transmission pulse

نبضة الإرسال هي عبارة عن إشارة جيبية ترددها f_0 وعرضها الزمني $t_w = \tau$ وهو عرض غلاف النبضة $w(t)$ التي يتم تعديل الإشارة الجيبية به، ونعرف تابع شكل الغلاف في المجال الزمني بالعلاقة التالية:

$$w(t) = \begin{cases} 0.5*[1-\cos(\pi t / \beta\tau)] \ldots\ldots\ldots\ldots 0 \le t \le \beta\tau \\ 1 \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \beta\tau \le t \le (1-\beta)\tau \\ 0.5*[1-\cos((\tau - t)*\pi / \beta\tau)] \ldots (1-\beta)\tau \le t \le \tau \end{cases} \qquad (2\text{-}18)$$

حيث β معامل الانحدارramp (أو معامل الصعود) وتقع قيمته ضمن المجال (0.5 - 0)، ويسمى هذا النموذج من شكل الغلاف بنافذة توكي Tukey window، والمعروفة أيضا باسم نافذة التجيب المغزلي Tapered cosine window. ويبين الشكل التالي شكل النبضة من أجل $\tau = 20ms$، وعند عدة قيم لـ β.



الشكل (٢-١٢) نبضة التجيب المغزلي عند عدة قيم لمعامل الانحدار.

نلاحظ أن هذه النافذة تصبح نافذة مستطيلة عند $\beta = 0$ ، وتتحول إلى نافذة هان Hann window عند $\beta = 0.5$. وعند القيم التي تتوسط هاتين القيمتين فإن هذا النموذج لشكل نبضة الإرسال يوفر حلاً وسطاً بين كل من النافذتين السابقتين ويحافظ على أغلب ميزات النافذتين، حيث يعني كلاً من زمن الصعود وزمن الانحدار في بداية ونهاية النافذة، أن الإشارة يتم تخميدها بواسطة مرشح هان، وهذا ما يوفر حماية للمرسل الصوتي من التغيرات السريعة للجهد المطبق عليه، والتي قد تسبب له أحياناً الضرر والتلف. أما الجزء الثابت الذي يتوسط النافذة فهو يوفر إمكانية زيادة عرض النبضة، وهذا ما ينعكس بشكل مباشر على زيادة الاستطاعة المرسلة وبالتالي زيادة في الاستطاعة المستقبلة، إضافة إلى زيادة القدرة على تحديد انزياح دوبلر الترددي حيث يتم تركيز المزيد من الاستطاعة في الفص الرئيسي للاستجابة الترددية للإشارة. إن هذا النموذج لشكل نبضة الإرسال يقارب النموذج العملي التجريبي لشكل نبضة الصدى، ويأخذ بالحسبان استجابة المنظومة وعلى الأخص استجابة حساسي الإرسال والاستقبال.

ويعطى تحويل فورييه لنافذة التجيب المغزلي بالعلاقة:

$$W(f) = F(w(t)) = e^{-j2\pi f\frac{\tau}{2}}.\left[\frac{\tau}{2}\sin c(2f\ \frac{\tau}{2}) + \frac{\tau}{2}(1-2\beta)\sin c\left(f\ \tau(1-2\beta)\right)\right] +$$
$$e^{-j2\pi f\frac{\tau}{2}}\frac{\beta\tau}{2}\sin\left(\pi f\ \tau(\beta-1)\right).\left[\sin c\left(\beta\tau\left(f\ +\frac{1}{2\beta\tau}\right)\right) - \sin c\left(\beta\tau\left(f\ -\frac{1}{2\beta\tau}\right)\right)\right] \quad (2\text{-}19)$$

بإيجاد أصفار تحويل فورييه $W(f)=0$ كتابع لعرض النبضة τ ومعامل الانحدار β، نحصل على مجموعتين من الحلول (الأصفار):

$$(1): f_n = \frac{n}{\tau(1-\beta)} : n \in Z^*$$
$$(2): f_k = \frac{2k\ +1}{2\tau\beta} : k\ \in Z$$

ولإيجاد الصفر الأول، نوجد الصفر الأول في كل من المجموعتين ونحسب النسبة بينهما:

الصفر الأول في المجموعة الأولى هو $f_{n=1} = \frac{1}{\tau(1-\beta)}$، وفي المجموعة الثانية $f_{k=0} = \frac{1}{2\tau\beta}$،

والنسبة بينهما: $\frac{f_{n=1}}{f_{k=0}} = \frac{1}{\tau(1-\beta)} \times 2\tau\beta = \frac{2\beta}{(1-\beta)}$

نلاحظ أن هذه النسبة أصغر من الواحد من أجل قيم β ضمن المجال $[0,\frac{1}{3}[$، وبالتالي فإن الصفر الأول من أجل قيم معامل الانحدار في المجال السابق هو من الشكل: $\frac{1}{\tau(1-\beta)}$.

من أجل $\tau = 5ms$، و $\beta = 0.2$ فإن المجموعة الأولى للأصفار هي:

$[\pm 250, \pm 500, \pm 750, \pm 1000, \pm 1250, 1500, ...]$.

والمجموعة الثانية: $[\pm 500, \pm 1500, \pm 2500, ...]$.

ومن أجل $\tau = 20ms$، و $\beta = 0.2$ فإن المجموعة الأولى للأصفار هي:

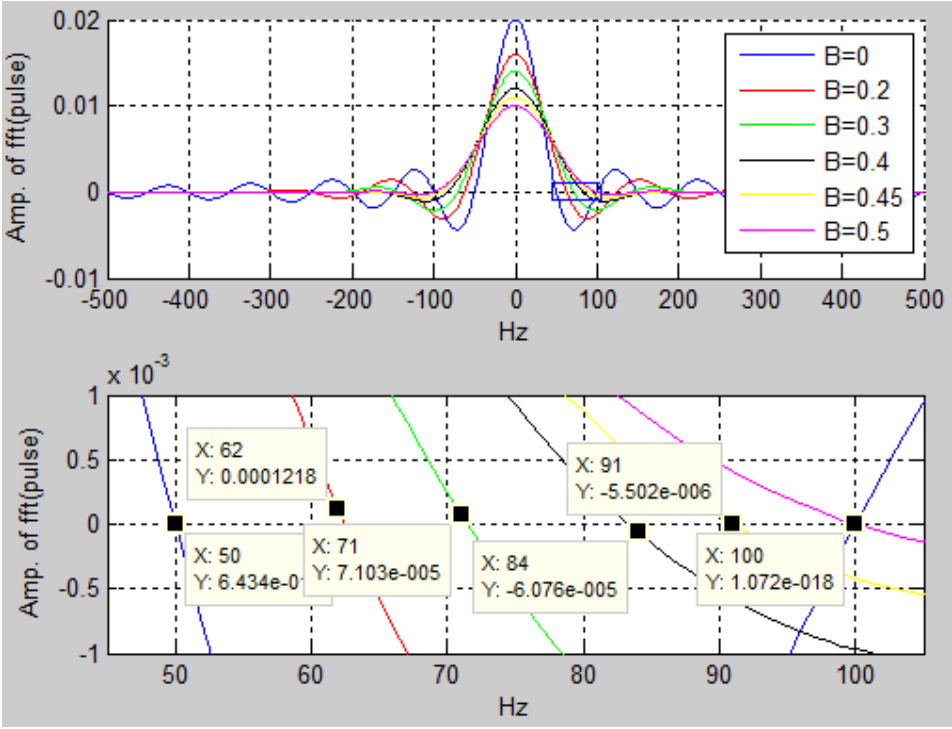
$[\pm 62.5, \pm 125, \pm 187.5, \pm 250, \pm 312.5, 375, ...]$.

والمجموعة الثانية: $[\pm 125, \pm 375, \pm 625, ...]$.

ونلاحظ أنه عند هذه القيمة لمعامل الانحدار $\beta = 0.2$، تكون المجموعة الثانية للأصفار محتواة في المجموعة الأولى في كلا المثالين السابقين، وبشكل عام إذا كان معامل الانحدار من الشكل:

$\beta = \frac{1}{n} : n \in Z^*; n > 3$، فإن المجموعة الثانية تكون محتواة في المجموعة الأولى.

ويبين الشكل التالي تحويل فوريه للنبضة عند $\tau = 20ms$ ، وعدة قيم لمعامل الانحدار(الجزء الأعلى)، وقيم الترددات للصفر الأول للتحويل(الجزء الأدنى).



الشكل (٢-١٣) تحويل فوريه لنبضة التجيب المغزلي عند $\tau = 20ms$ وعدة قيم لمعامل الانحدار(الجزء العلوي)، وقيم الترددات للصفر الأول للتحويل(الجزء السفلي).

٢.٣.٢ قياس بعد الهدف Target Distance Measurement

يتم قياس بعد الهدف بقياس زمن مسير إشارة الإرسال من المرسل إلى الهدف، وارتدادها عن الهدف وعودتها إلى المستقبل، ويتم ذلك بطرق متعددة، ومن أهمها استخدام تابع الترابط المتبادل cross correlation لحساب زمن التأخير بين الإشارة الصوتية المرسلة و المستقبلة.

١.٢.٣.٢ تابع الترابط المتبادل Cross Correlation Function

إن مفهوم الترابط هام جداً في تطبيقات معالجة الإشارة، فالترابط بين إشارتين يعتبر مقياساً لمدى تطابق الإشارتين، وكلما كان الترابط أكبر، كانت الإشارتين أكثر تشابهاً في المجال الزمني.

يعرف تابع الترابط المتبادل cross correlation بين إشارتين $x_1(t), x_2(t)$ بالعلاقة:

$$R_{x_1,x_2}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}x_1(t)x_2^*(t-\tau)dt=\int_{-\infty}^{\infty}x_2(t)x_1^*(t-\tau)dt$$

وذلك عندما تكون الإشارتان غير محدودتين بالزمن، أما في حال كانت الإشارتان محدودتين فإن تابع الترابط يقتصر على المجال المشترك للقيم غير المعدومة للإشارتين.

أما تابع الترابط الذاتي autocorrelation للإشارة $x(t)$ فيعطى بالعلاقة:

$$R_{xx}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)x^*(t-\tau)dt$$

تابع الترابط هو تابع زوجي أي: $R_{x_1,x_2}(\tau)=R_{x_1,x_2}(-\tau)$، ويبلغ قيمته العظمى عند قيمة التأخير τ المعدومة، وعندها يكون الترابط الذاتي للإشارة يساوي طاقتها: $E_x=R_{xx}(\tau=0)$. تفيد هذه الخاصية في تحديد زمن انتشار الإشارة من المرسل إلى الهدف ومن ثم عودتها للمستقبل.

٢.٢.٣.٢ تابع الترابط المتبادل لإشارة مع نسخة مؤخرة عنها

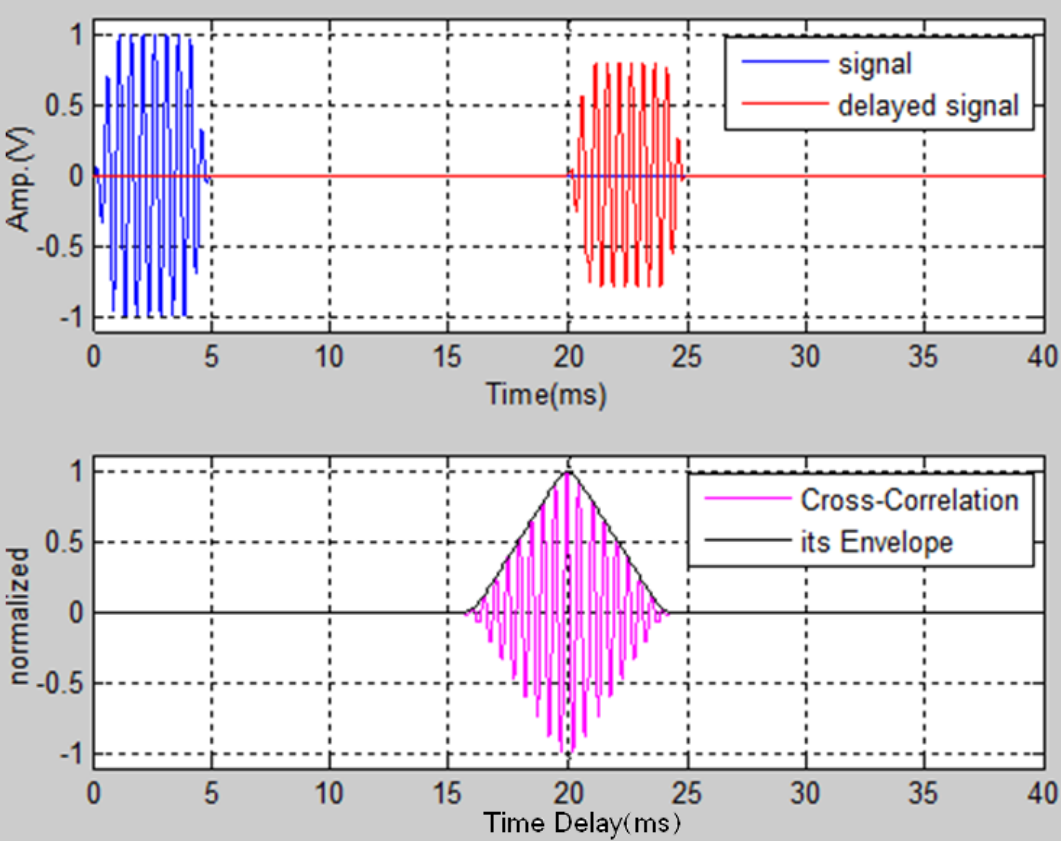
Cross-Correlation Function of a Signal with its Delayed Copy

بفرض أن إشارة الإرسال $x_1(t)$، فإن إشارة الاستقبال المنعكسة ستكون من الشكل $x_2(t)=a\cdot x_1(t-t_0)$، حيث تعبر a عن تخامد الإشارة و t_0 هي التأخير أو زمن الانتشار، عندئذ يكون تابع ترابط الإشارتين:

$$R_{x_2,x_1}(\tau)=\int_{-\infty}^{\infty}x_2(t)x_1(t-\tau)dt=a\int_{-\infty}^{\infty}x_1(t-t_0)x_1(t-\tau)dt\underset{t=t-t_0}{=}a\int_{-\infty}^{\infty}x_1(t)x_1(t+t_0-\tau)dt$$

$$R_{x_2,x_1}(\tau)=aR_{x_1,x_1}(\tau-t_0) \qquad (2\text{-}20)$$

أي أن تابع الترابط سيأخذ قيمة عظمى عند $\tau=t_0$. والتأخير الزمني بين الإشارتين يؤدي إلى انزياح زمني لتابع الترابط مساوٍ لهذا التأخير. يبين الشكل التالي نبضة الإرسال ونبضة الاستقبال المؤخرة عنها، علما أنه لكل من النبضتين شكل التجيب المغزلي بعرض زمني $t_w=5ms$، ومعامل انحدار $\beta=0.2$، وتردد كل من الإشارتين $f=2000Hz$. ويبين الشكل أيضاً ناتج ترابط الإشارتين مع غلاف الترابط.



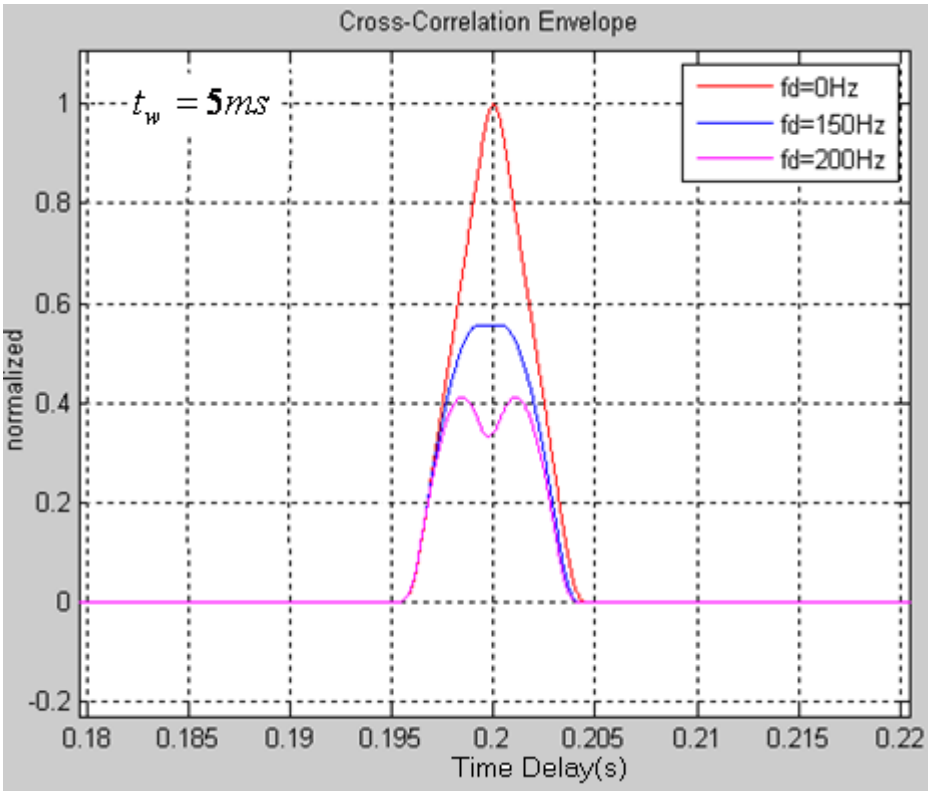
الشكل (٢-١٤) الإشارة المرسلة والإشارة المستقبلة (الجزء العلوي) وترابطهما مع غلاف الترابط (الجزء السفلي).

يستخدم الترابط في كثير من التطبيقات، لقياس زمن التأخير بين الإشارة المرسلة والإشارة المستقبلة، والتي قد تكون ضعيفة ومحملة بالضجيج، إضافة لإمكانية حدوث تغيرات في المحتوى الترددي لها بسبب انزياح دوبلر الناتج عن حركة الهدف، وإمكانية احتواء الإشارة المستقبلة على إشارات منعكسة متداخلة، كما سيتم توضيح ذلك لاحقاً. على الرغم من الأداء الجيد لتابع الترابط مع الإشارات المحملة بالضجيج، إلا أن هذا الأداء ينخفض ويسوء بوجود انزياح دوبلر، ومع الإشارات المتداخلة، كما سيتم توضيح ذلك في الفقرات التالية.

٣.٢.٣.٢ تابع الترابط المتبادل مع إشارة مزاحة ترديديا

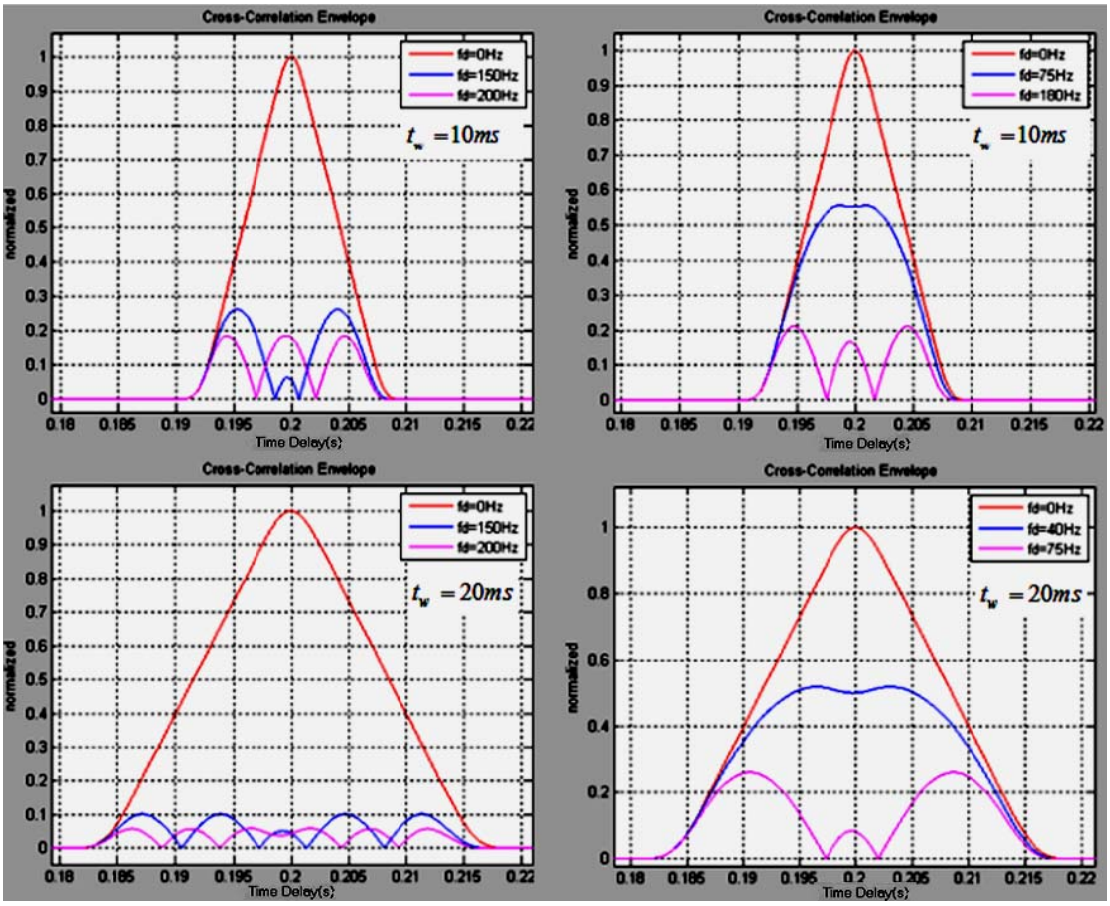
Cross-Correlation Function of a Signal with a Frequency Shift

وجدنا في الفقرات السابقة أن غلاف تابع الترابط يبدي قيمة أعظمية عند لحظة تساوي التأخير الزمني بين الإشارتين المرسلة والمستقبلة، إلا أن هذه الخاصية محققة على مجال محدد من الانزياح الترددي، ويبين الشكل (٢-١٥) غلاف تابع الترابط للمثال المبين في الشكل (٢-١٤)، وذلك عند عدة قيم لانزياح دوبلر f_d في إشارة الاستقبال.



الشكل (٢-١٥) غلاف تابع الترابط من أجل $t_w = 5ms$ عند عدة انزياحات ترددية f_d.

يتبين من الشكل أن تابع الترابط لا يملك قيمة عظمى واضحة عند تردد دوبلر $150Hz$ مثلاً، من أجل عرض نبضة $t_w = 5ms$، وتزداد الحالة سوءاً كلما ازداد تردد دوبلر كما هو مبين في الشكل من أجل تردد دوبلر $200Hz$. كما أن هذه الحالة تزداد سوءاً مع ازدياد عرض النبضة أيضاً، ويبين ذلك الشكل (٢-١٦) حيث يظهر غلاف تابع الترابط عند عدة انزياحات f_d ترددية، من أجل عرض نبضة $t_w = 10ms$ ومن أجل $t_w = 20ms$.



الشكل (٢-١٦) غلاف تابع الترابط عند عدة انزياحات ترددية من أجل $t_w = 10ms$ (الجزء العلوي) ومن أجل $t_w = 20ms$ (الجزء السفلي).

وبالتالي من أجل قيم انزياح ترددي f_d أكبر (بالقيمة المطلقة) من حد معين لا يمكن تحديد قيم التأخير الزمني بدقة اعتماداً على تابع الترابط. كما تظهر عدم الدقة في تحديد زمن التأخير، عندما تحتوي الإشارة المستقبلة على عدة إشارات منعكسة متداخلة، وسيتم توضيح مفهوم تداخل الإشارات في الفقرة التالية.

٤.٢ الإشارات المتداخلة Overlapping Signals

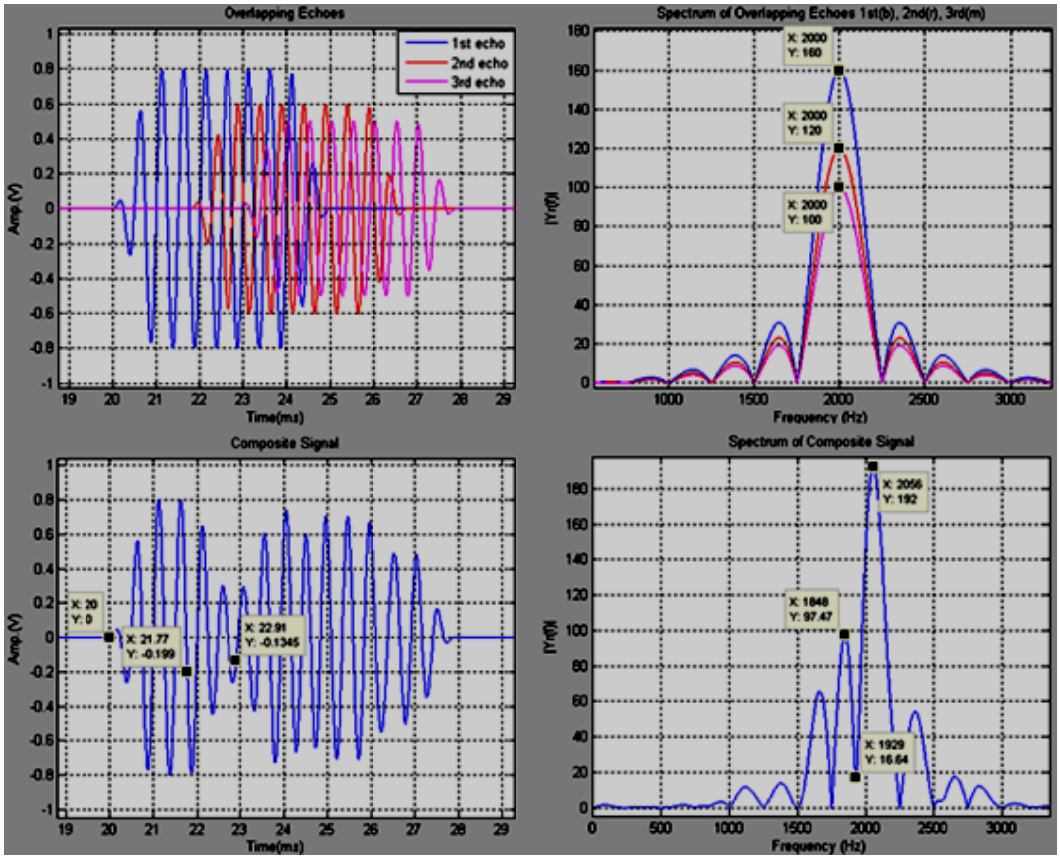
تظهر مشكلة تداخل الإشارات في أنظمة القياس التي تعتمد على تقنية الإرسال النبضي، وذلك عندما تحتوي الإشارة المستقبلة على عدة أصداء متداخلة بسبب العديد من العوامل: أهداف متعددة، بنية أوساط الانتشار التي قد تتكون من طبقات متعددة، والخواص الفيزيائية المعقدة لمسار الانتشار. تحدث مشكلة التداخل في كلا المجالين الزمني والترددي. يحدث تداخل الإشارات زمنيا عندما يكون الفاصل الزمني بين الأصداء أصغر من عرض نبضة الإرسال، وهذا ناتج عن تركيب الطبقات

وسماكاتها، أو عن المسافة بين العواكس. وتظهر الصعوبة في فصل الإشارة المركبة composite signal، عندما تملك إشارتان أو أكثر من الإشارات الفردية المكونة individual component signals نفس الطيف، أو أطيافا متماثلة[3, 4, 5, 36].

إن علاقة الطور والتردد للإشارات الفردية غير مترابطة مما يسبب تداخلاً بناء وهداماً، ويؤدي إلى خصائص شاذة في طيف الإشارة المركبة، لم تكن موجودة في طيف الإشارات الفردية المكونة. إن وجود الطور النسبي للإشارات المتداخلة يؤثر على دقة تحديد التردد ويلعب دوراً حساساً في مطال الإشارة المشكلة، وهكذا يصبح كلاً من مطال وطور الإشارات الفردية غير قابل للملاحظة والتحديد[3, 37].

من الصعب باستخدام الطرق التقليدية فصل الإشارات المتداخلة في المجالين الزمني والترددي، إذ أن النوافذ في المجال الزمني غير قادرة على فصل الإشارات المتداخلة زمنيا، كما أن الترشيح في المجال الترددي غير قادر على فصل الإشارات المتداخلة طيفياً، وذلك لتشابه أطياف هذه الإشارات. لذلك فإن المسألة التي تشكل تحدياً في معالجة الإشارة، والتي قد تواجهنا في مجموعة واسعة من التطبيقات مثل التطبيقات العسكرية والطبية، هي الحصول على الموقع الزمني للإشارات الفردية المكونة للإشارة المركبة وطيف كل من هذه الإشارات.

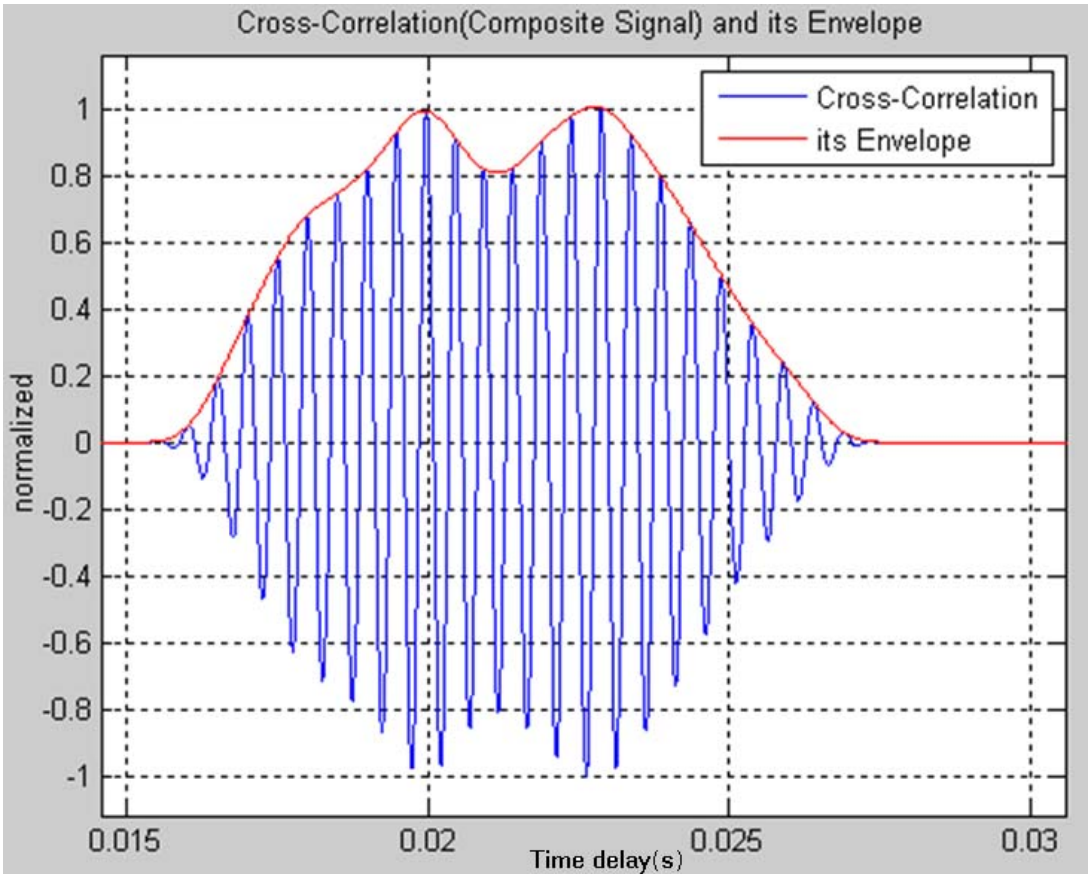
ويبين الشكل (٢-١٧) عدة إشارات متداخلة (ثلاثة أصداء متداخلة)، لها التردد نفسه(2 *kHz*)، لكن بمطالات مختلفة (a_1=0.8, a_2=0.6, a_3=0.5)، وأزمنة تأخير مختلفة (td_1=20ms, td_2=21.77ms, td_3=22.91m.s)، وأطياف هذه الإشارات، ويبين أيضاً الإشارة المركبة (التي تمثل إشارة الاستقبال) الناتجة من مجموع هذه الإشارات المتداخلة، وطيف هذه الإشارة المركبة.



الشكل (٢-١٧) ثلاث إشارات متداخلة مع أطيافها (الجزء العلوي)، والإشارة المركبة الناتجة عن مجموعها مع طيف الإشارة المركبة (الجزء السفلي).

كما هو واضح في الشكل السابق، فإن التحليل في المجال الترددي للإشارات المتداخلة زمنياً باستخدام تحويل فورييه لا يعطي طيف الإشارات الفردية المكونة، إذ أن للإشارات المكونة أطياف منتظمة وفص رئيسي متمركز عند التردد ($2\ kHz$)، بينما يحتوي طيف الإشارة المركبة على تشوهات وخصائص غير منتظمة.

ويبين الشكل (٢-١٨) ناتج ترابط إشارة الإرسال مع الإشارة المركبة وغلاف الترابط، ويظهر فيه صعوبة تحديد أزمنة تأخير الإشارات المتداخلة.



الشكل (٢-١٨) ناتج ترابط إشارة الإرسال مع الإشارة المركبة وغلاف الترابط.

إن الأداء السيئ لتابع الترابط مع الإشارات المزاحة ترددياً والإشارات المتداخلة قد دفعنا إلى إيجاد طريقة جديدة، سيتم عرضها في الفقرة التالية، وهي تطبق للمرة الأولى في مجال الإشارات الصوتية.

٥.٢ فصل الإشارات المتداخلة Overlapping Signals Separation

نعرض فيما يلي طريقة مقترحة لحل مشكلة تداخل الإشارات مبنية على أساس تحويل فورييه (Fourier Transform)FT وتحويل فورييه العكسي (Inverse Fourier Transform)IFT، واختبار الطريقة المقترحة وقدرتها على تحديد الموقع الزمني للإشارات المتداخلة، من خلال محاكاة منفذة في بيئة MATLAB، إضافة لاختبار تأثير الضجيج على فعالية ودقة الطريقة في حالة النسبة المنخفضة للإشارة على الضجيج، وتأثير الانزياح الترددي، وتطوير الطريقة المقترحة إلى خوارزمية باستخدام مرشح وينر وتقنية التمييزية العالية لـ Gerchberg، وذلك للتعامل مع الإشارات المحملة بالضجيج أو الإشارات التي تعرضت لانزياح ترددي.

١.٥.٢ الأسس النظرية Theoretical Background

بفرض أن إشارة الإرسال هي$x(t)$

$$x(t) = w(t).\sin 2\pi f_0 t \qquad (2\text{-}21)$$

حيث $w(t)$ هي تابع الشكل لنبضة الإرسال، و f_0 هو تردد الإرسال. إن إشارة الاستقبال $y(t)$ ستكون عبارة عن عدة نسخ (n نسخة) من إشارة الإرسال ولكنها مؤخرة زمنياً وذات مطالات متدرجة

$$y(t) = \sum_{k=1}^{n} a_k x(t - \tau_k) \qquad (2\text{-}22)$$

حيث a_k هو مطال نبضة الصدى k ذات التأخير الزمني τ_k، وبإجراء تحويل فورييه للعلاقة (2-22)

$$Y(f) = \sum_{k=1}^{n} a_k X(f) e^{-j2\pi f_0 \tau_k} \qquad (2\text{-}23)$$

حيث $X(f)$ هو تحويل فورييه للعلاقة (2-21). يتم تعريف تابع التحويل $H(f)$ في المجال الترددي كما يلي:

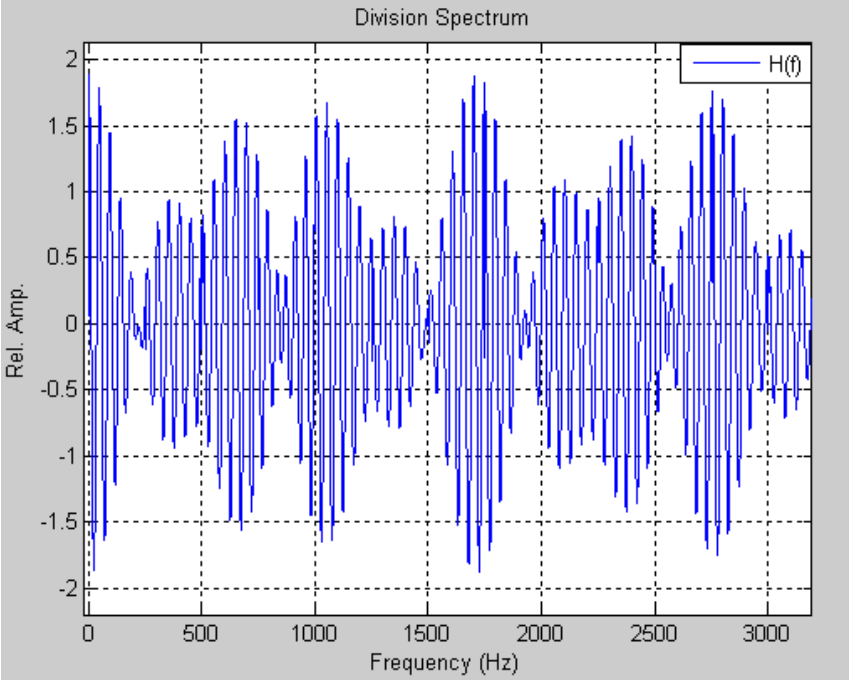
$$H(f) = \frac{Y(f)}{X(f)} = \sum_{k=1}^{n} a_k e^{-j2\pi f_0 \tau_k} \qquad (2\text{-}24)$$

وبإجراء تحويل فورييه العكسي للعلاقة (2-24):

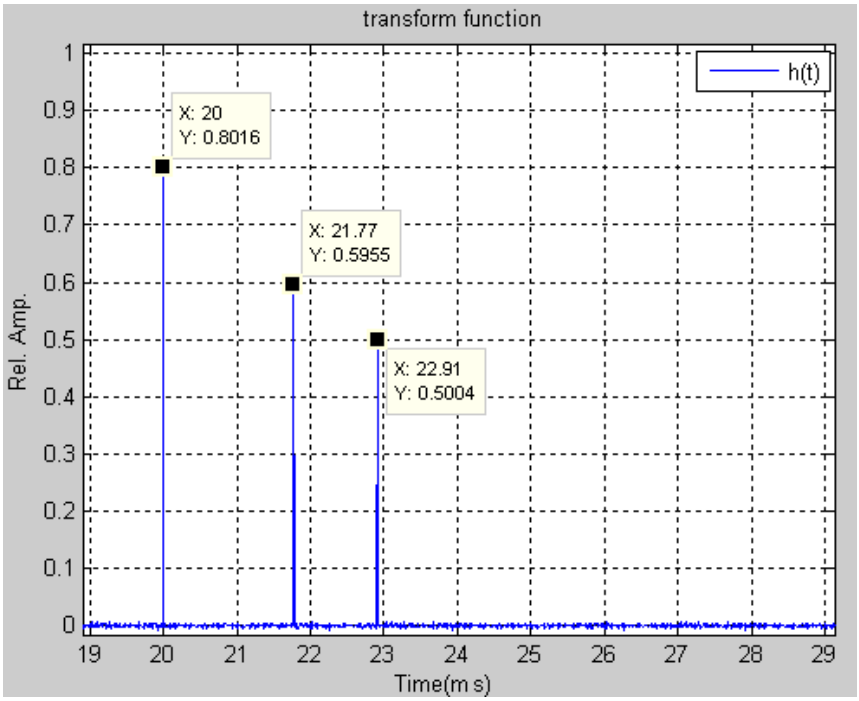
$$h(t) = \sum_{k=1}^{n} a_k \delta(t - \tau_k) \qquad (2\text{-}25)$$

تبين العلاقة (2-25) أن تابع التحويل الناتج في المجال الزمني هو عبارة عن (n) نبضة $\delta(t)$ بمطال a_k وتأخير زمني τ_k.

بتطبيق هذه الطريقة على الإشارة المركبة المبينة في الشكل (٢-١٧)، حيث$y(t)$ هي الإشارة المركبة، يتم الحصول على تابعي التحويل $H(f)$ و$h(t)$ في المجالين الترددي والزمني كما هو مبين في الشكلين (٢-١٩) و(٢-٢٠).



الشكل (٢-١٩) تابع التحويل في المجال الترددي $H(f)$.



الشكل (٢-٢٠) تابع التحويل في المجال الزمني $h(t)$.

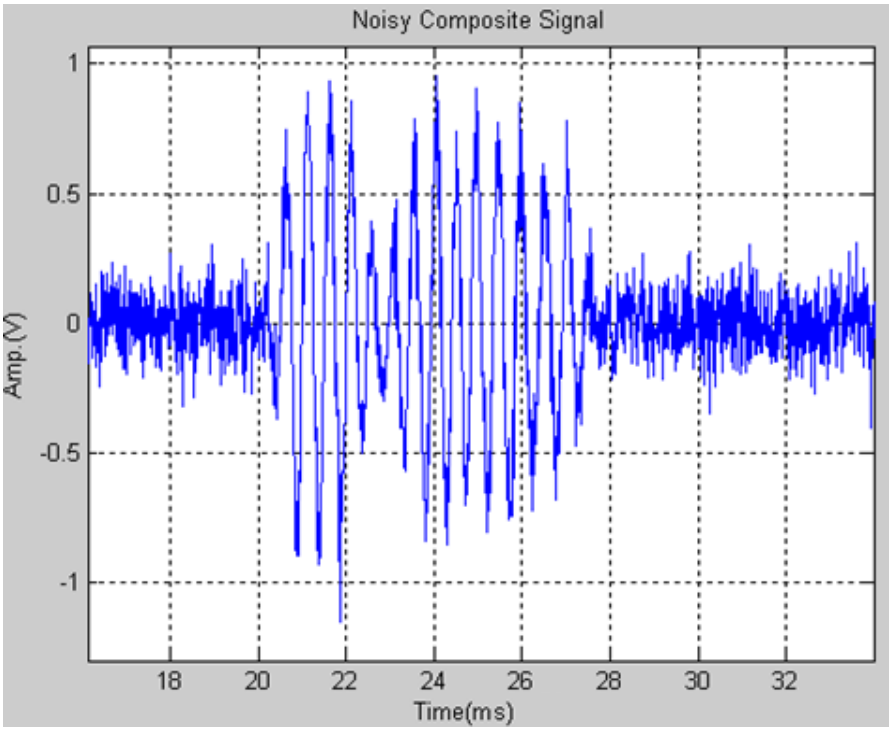
يتبين من الشكل(٢-٢٠) أنه قد تم الحصول على أزمنة تأخير الإشارات المتداخلة ومطالاتها، وهي تتوافق مع تلك المفروضة في بداية المحاكاة والمبينة في الشكل (٢-١٧). إلا أن الإشارات

الموجودة في الواقع العملي ليست كما هي في المحاكاة، وذلك بسبب الضجيج، والانزياح الترددي، واستجابة المنظومة.

٢.٥.٢ تأثير نسبة الإشارة إلى الضجيج

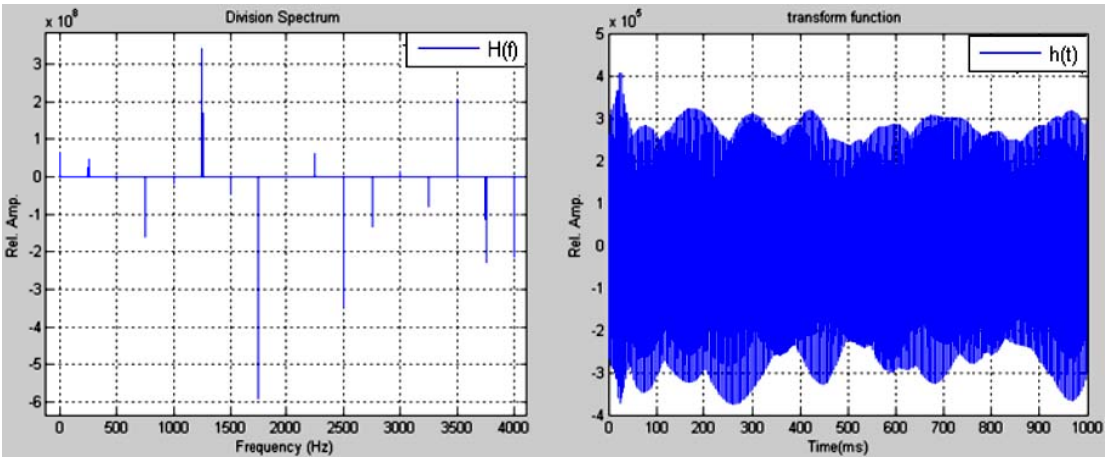
Effect of Signal to Noise Ratio (*SNR*)

إن هذه الطريقة المقترحة حساسة جداً للضجيج، الذي قد يسبب آثاراً سيئة على النتائج، ولتوضيح هذه النقطة، تم إضافة ضجيج غاوصي أبيض، بنسبة إشارة إلى الضجيج (*SNR*=20dB)، إلى إشارة الاستقبال (الإشارة المركبة) المبينة في الشكل (٢-١٧)، لتصبح إشارة الاستقبال كما هو مبين في الشكل (٢-٢١).



الشكل (٢-٢١) الإشارة المركبة محملة بالضجيج.

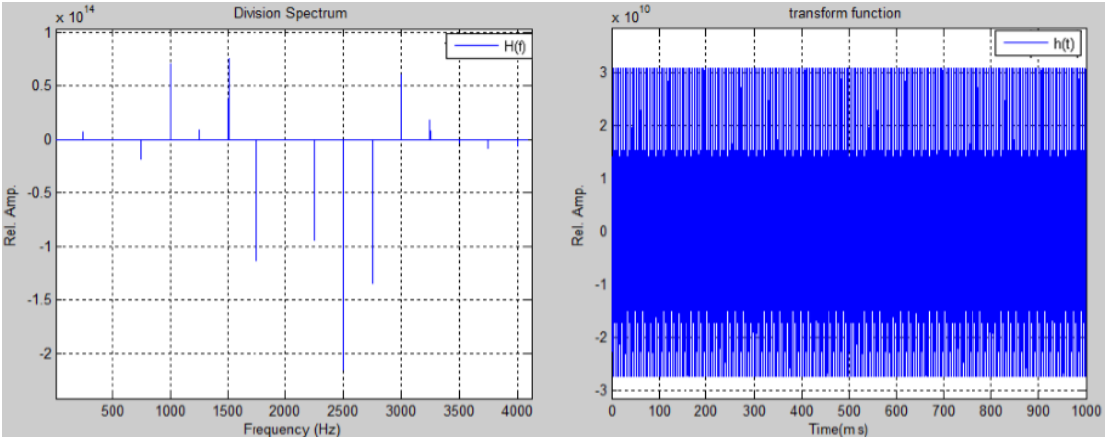
ويبين الشكل (٢-٢٢) تابعي التحويل للإشارة المحملة بالضجيج في المجالين الترددي والزمني. إن النبضات الضيقة ذات المطال المرتفع، التي تظهر في تابع التحويل $H(f)$، سببها القسمة على أصفار التابع $X(f)$، وهذا ما ينتج عنه إشارات دورية جيبية في كامل المجال الزمني للتابع $h(t)$، كما هو مبين في الشكل، وهذه الإشارات تغطي النبضات التي نبحث عنها عند أزمنة التأخير τ_k.



الشكل (٢-٢٢) تابعا التحويل للإشارة المركبة المحملة بالضجيج: في المجال الترددي$H(f)$، والمجال الزمني$h(t)$.

٣.٥.٢ تأثير الانزياح الترددي Effect of Frequency Shift

إن هذه الطريقة المقترحة حساسة جداً لتغيرات المحتوى الترددي لإشارة الاستقبال المنعكسة الذي يطرأ عليها بسبب انزياح دوبلر الناتج عن حركة الهدف، وينتج عن الانزياح الترددي تأثيراً مشابهاً لتأثير الضجيج على تابعي التحويل في المجالين الترددي والزمني، وذلك لنفس السبب وهو القسمة على أصفار التابع $X(f)$، ويبين الشكل (٢-٢٣) تابعي التحويل في المجالين الترددي والزمني لإشارة مزاحة زمنياً بمقدار td=21.77ms، وترددياً بمقدار $f_d = -50Hz$.



الشكل (٢-٢٣) تابعا التحويل لإشارة مزاحة ترددياً: في المجال الترددي$H(f)$، والمجال الزمني$h(t)$.

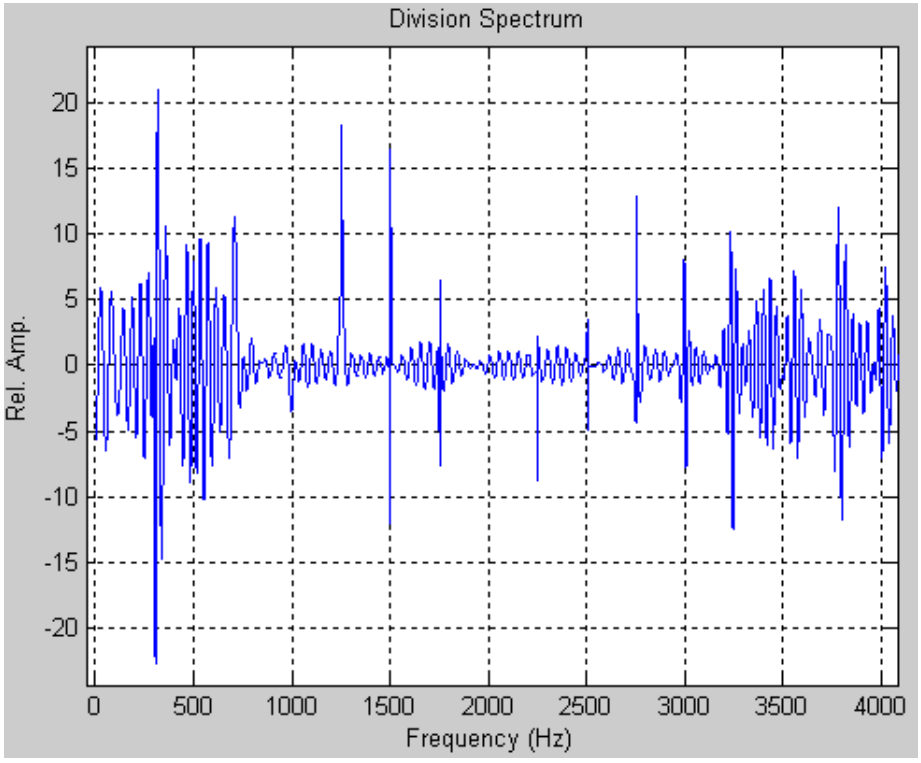
٤.٥.٢ استخدام مرشح وينر Use of Wiener Filter

للتعامل مع المشكلة الناتجة عن القسمة على أصفار التابع $X(f)$ في العلاقة(2-24)، تم استخدام مرشح وينر Wiener Filter، الذي يعطى بالعلاقة التالية[38, 39]:

$$H(f) = \frac{Y(f) \cdot X^*(f)}{X(f) \cdot X^*(f) + \gamma} \qquad (2\text{-}26)$$

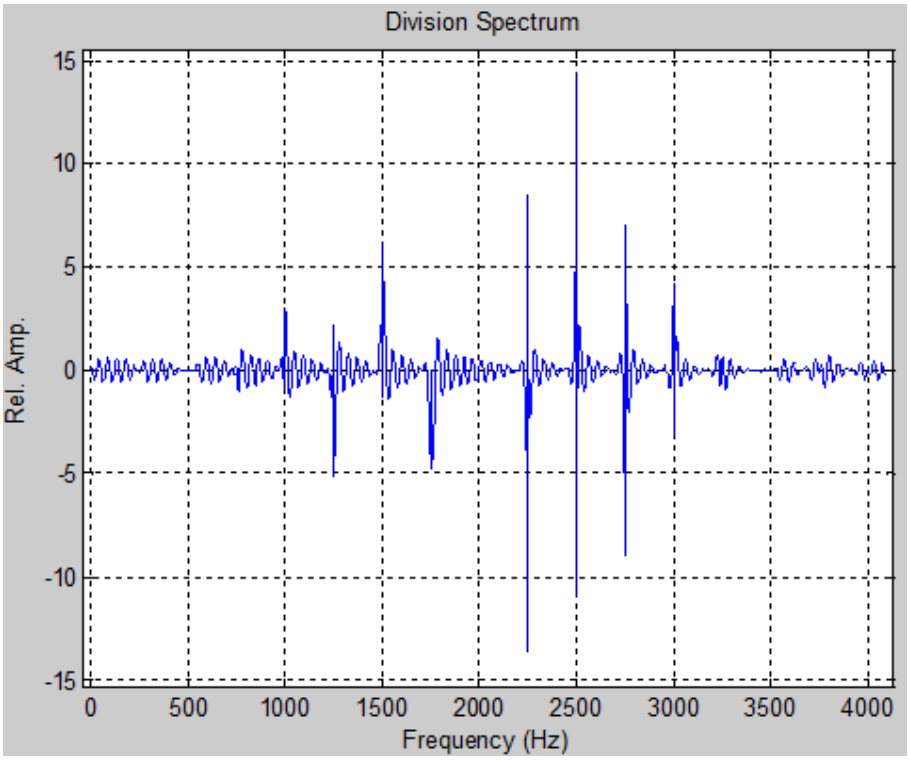
حيث $X^*(f)$ هو المرافق العقدي لـ $X(f)$ ، ومعامل التصحيح γ هو قيمة حقيقية صغيرة تتعلق بنسبة الإشارة إلى الضجيج، وهذا المرشح معروف في معالجة الصورة، وهو فعال في ظروف القياسات ذات النسبة المنخفضة للإشارة على الضجيج.

يبين الشكل (٢-٢٤) تابع التحويل $H(f)$ باستخدام مرشح وينر، ومع معامل تصحيح $\gamma = 0.05$ ، وذلك للإشارة المركبة المحملة بالضجيج المبينة في الشكل (٢-٢١)، ويظهر التحسين واضحاً مقارنةً بالنتيجة المبينة في الشكل (٢-٢٢) والتي تم الحصول عليها باستخدام العلاقة (2-24).



الشكل (٢-٢٤) تابع التحويل $H(f)$ للإشارة المركبة المحملة بالضجيج باستخدام مرشح وينر و $\gamma = 0.05$.

يبين الشكل (٢-٢٥) تابع التحويل $H(f)$ باستخدام مرشح وينر، ومع معامل تصحيح $\gamma = 0.05$ ، وذلك للإشارة المزاحة ترددياً، ويظهر التحسين واضحاً مقارنةً بالنتيجة المبينة في الشكل (٢-٢٣) والتي تم الحصول عليها باستخدام العلاقة (2-24).



الشكل (٢-٢٥) تابع التحويل $H(f)$ للإشارة المزاحة ترددياً باستخدام مرشح وينر و $\gamma = 0.05$.

يتضح من المثالين السابقين، أن استخدام مرشح وينر قد قلل من تأثير الضجيج وتأثير الانزياح الترددي ولكن ذلك ليس كافياً لتمييز النبضات التي تهمنا في تابع التحويل $h(t)$، ولابد من إيجاد تطوير جديد لهذه الطريقة المقترحة لحل هذه المشكلة. من خلال الأدبيات المتعلقة بمعالجة الصورة، تم الاطلاع على تقنية التمييزية العالية التي تسمح بإظهار تفاصيل في أماكن معينة في الصورة لم تكن واضحة أساساً من قبل، وتم تطوير الطريقة المقترحة وذلك بتطبيق تقنية التمييزية العالية في مجال الإشارات الصوتية بطريقة جديدة ولأول مرة [39].

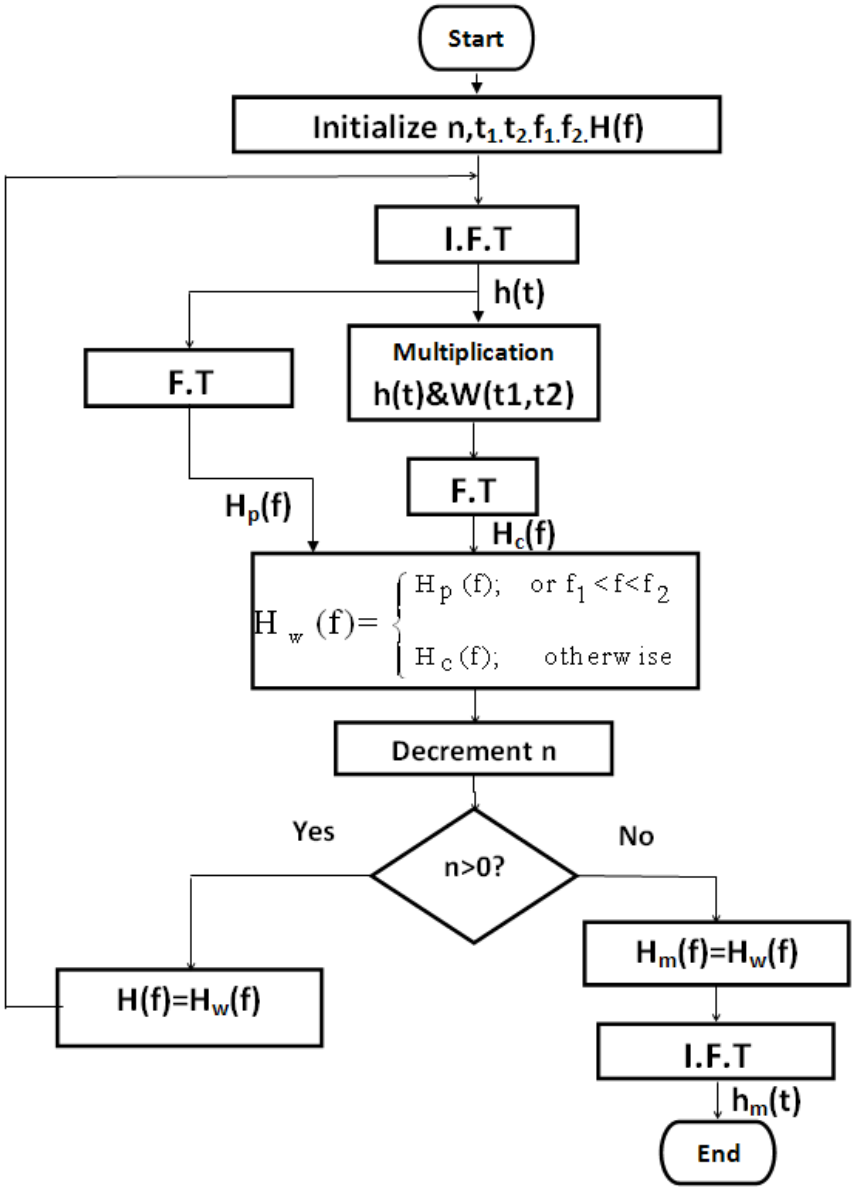
٢.٥.٥ تقنية التمييزية العالية Super Resolution Technique

تقوم تقنية التمييزية العالية لـ Gerchberg[40]، على الانتقال المتكرر ولعدد محدود من المرات من المجال الزمني إلى المجال الترددي وبالعكس باستخدام تحويل فورييه وتحويل فورييه العكسي، مع القيام بالتهيئة اللازمة قبل كل انتقال وذلك كما هو موضح في المخطط التدفقي المبين في الشكل (٢-٢٦)، وذلك بعد الحصول على تابع التحويل من خرج مرشح وينر Wiener Filter، ويتم أخذ نافذة زمنية [t1 t2]، في المجال الزمني لإشارة الاستقبال، حيث t1 وt2 هي حدود النافذة الزمنية التي تهمنا. تكون القيم داخل حدود النافذة مساوية لقيم إشارة الاستقبال، ويتم تصفير القيم التي خارج

حدود النافذة، ويتم عمل ذلك إما بخوارزمية الكشف، أو بتجزئة المجال الزمني لإشارة الاستقبال إلى أطر زمنية ذات امتداد زمني محدد بشكل مسبق. نعرف التابع $Hw(f)$ كما يلي:

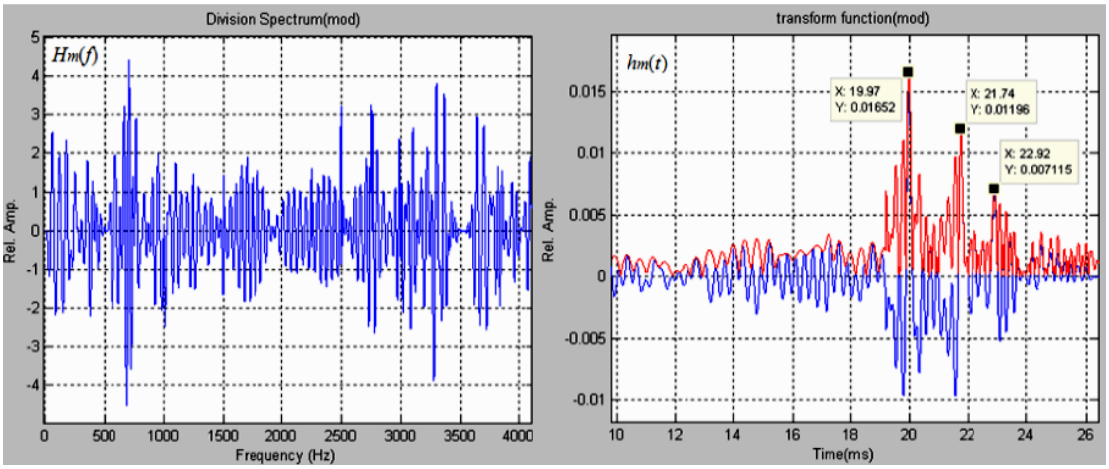
$$H_w(f) = \begin{cases} H_p(f); & \text{for } f_1 < f < f_2 \\ H_c(f); & \text{otherwise} \end{cases} \qquad (2\text{-}27)$$

حيث: $f1$ و$f2$ هي حدود المجال الترددي الذي يهمنا (حول تردد الإرسال $f1< f0<f2$)، ويعبر التابع $Hp(f)$ عن القيمة السابقة لتابع التحويل $H(f)$، و$Hc(f)$ عن القيمة الحالية له، وn عدد مرات التكرار.



الشكل (٢-٢٦) المخطط التدفقي لتقنية التمييزية العالية.

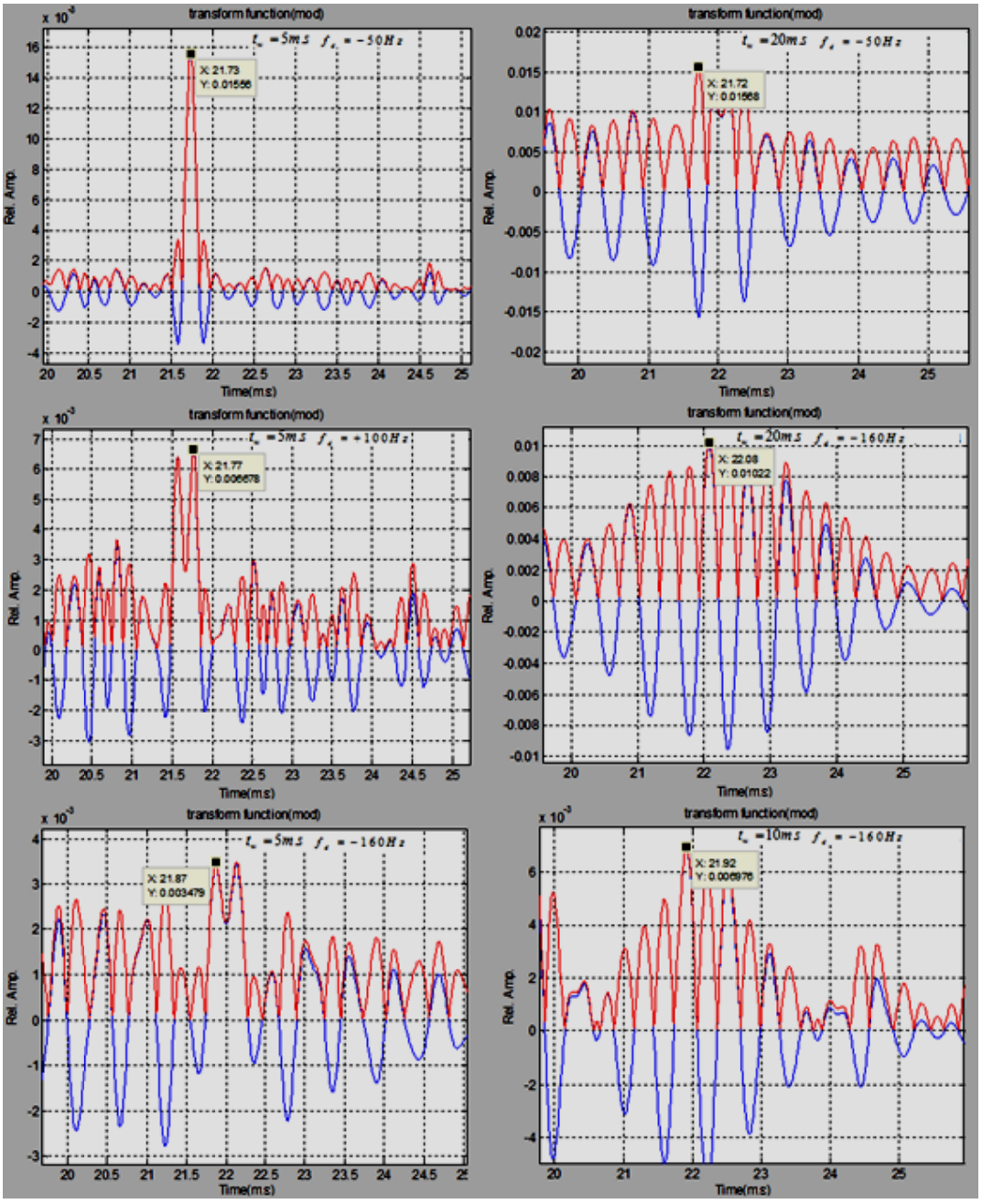
يبين الشكل(٢-٢٧) تابعي التحويل المعدلين باستخدام تقنية التمييزية العالية للإشارة المركبة المحملة بالضجيج، بتكرارية من المرتبة الثانية و $\gamma = 0.05$ ، في المجال الترددي $Hm(f)$، والمجال الزمني $hm(t)$ (المنحني الأزرق)، وقيمته المطلقة (المنحني الأحمر).



الشكل (٢-٢٧) تابعا التحويل المعدلان في المجال الترددي $Hm(f)$ والزمني $hm(t)$ باستخدام تقنية التمييزية العالية.

نلاحظ التحسين الواضح في تابع التحويل المعدل في المجال الترددي $Hm(f)$ مقارنة بتابع التحويل $H(f)$ المبين في الشكل(٢-٢٢) والشكل (٢-٢٤)، وهذا ما أدى للحصول على أزمنة التأخير في تابع التحويل المعدل في المجال الزمني $hm(t)$، والتي تتوافق مع تلك المفروضة في بداية المحاكاة والمبينة في الشكل(٢-٢٠).

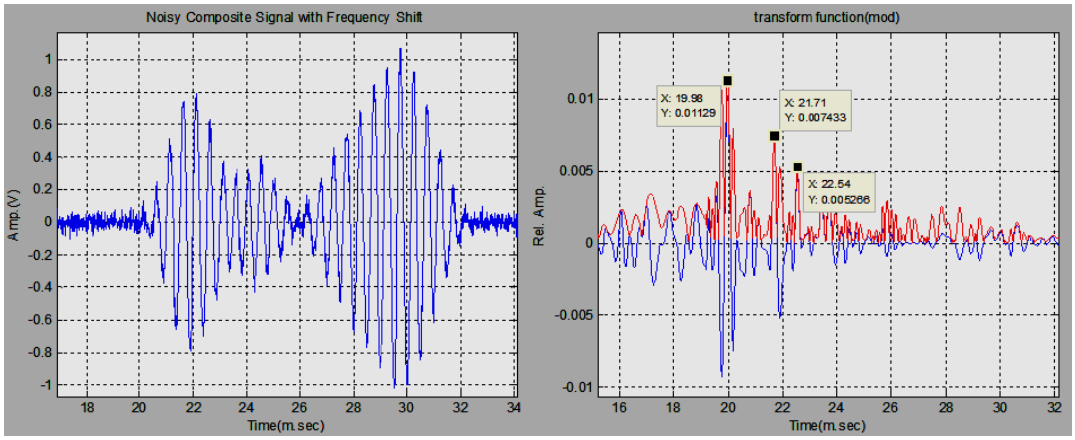
إن هذه الطريقة تبدي فعالية عالية في تحديد أزمنة تأخير الإشارات المزاحة ترددياً بفعل دوبلر، والتي كان أداء تابع الترابط لأجلها سيئاً، ويبين الشكل(٢-٢٨) تابع التحويل المعدل في المجال الزمني $hm(t)$، باستخدام تقنية التمييزية العالية لإشارة استقبال مزاحة زمنياً بمقدار td=21.77ms، ومن أجل عدة قيم للانزياح الترددي، ومن أجل عدة قيم للعرض الزمني لنبضة الإرسال.



الشكل(٢-٢٨) تابع التحويل المعدل في المجال الزمني $hm(t)$ باستخدام تقنية التمييزية العالية، من أجل عدة قيم للانزياح الترددي، ومن أجل عدة قيم للعرض الزمني لنبضة الإرسال.

يبين الشكل (٢-٢٨) أن قيم أزمنة التأخير التي تم الحصول عليها في جميع الحالات، هي قريبة من زمن التأخير المفروض في بداية المحاكاة (td=21.77ms) ، وأن أسوأ حالة وهي من أجل عرض نبضة $t_w = 20ms$، وانزياح دوبلر fd=160Hz ، كان حساب زمن التأخير فيها (td=22.06ms) ، وهو قريب جداً من زمن التأخير المفروض، وذلك على عكس ما وجدناه باستخدام تابع الترابط من أجل هذه المعاملات، حيث كان أداؤه سيئاً ولم يعط أي نتيجة جيدة قابلة للاستثمار.

ويبين الشكل (٢-٢٩) إشارة استقبال مركبة ومحملة بضجيج غاوصي أبيض (SNR=30)، ومكونة من ثلاث إشارات متداخلة بمطالات مختلفة (a1=0.8, a2=0.6, a3=0.5)، وأزمنة تأخير مختلفة (td1=20ms, td2=21.77ms, td3=22.91ms)، وانزياحات ترددية مختلفة (f_{d1}=0Hz, f_{d2}=+40Hz, f_{d3}=+75Hz)، ويبين أيضاً تابع التحويل المعدل في المجال الزمني $hm(t)$، بتكرارية من المرتبة الثانية و $\gamma = 0.15$.



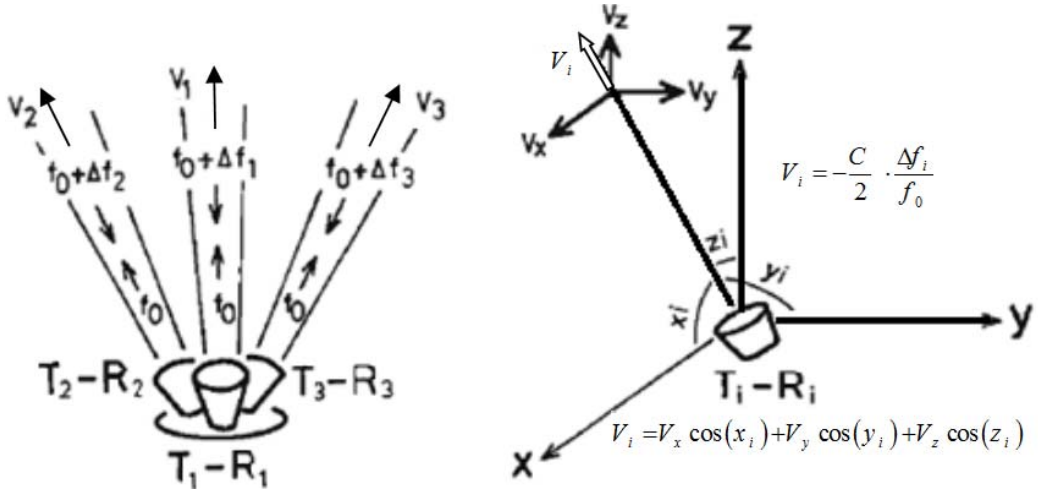
الشكل (٢-٢٩) إشارة الاستقبال المركبة والمحملة بالضجيج مع انزياحات ترددية، وتابع التحويل المعدل في المجال الزمني $hm(t)$.

إن هذه الإشارة المركبة تحاكي إشارة الاستقبال في الواقع العملي بدرجة كبيرة، ويبين تابع التحويل المعدل في المجال الزمني والمبين في الشكل كيف تم الحصول على المواقع الزمنية للإشارات الفردية المكونة للإشارة المركبة بوجود الضجيج والانزياحات الترددية فيها.

يتبين مما سبق، مدى فعالية هذه الطريقة، وأداءها المميز في الفصل بين الإشارات المتداخلة، والمزاحة ترددياً، والمحملة بالضجيج.

٦.٢ قياس دوبلر الريح Doppler Wind Measurement

يمكن الكشف عن سرعة الرياح، بقياس انزياح دوبلر للإشارة الصوتية الراجعة إلى المستقبل من حيز الانتشار، والناتج عن حركة الريح، والذي يتحرك معها حيز الانتشار. ويبين الشكل (٢-٣٠) الرسم التخطيطي للاستشعار عن بعد للريح بالوسائل الصوتية وهي عبارة عن منظومة سودار أحادي الوضعية وثلاثي المحاور.



الشكل (٢-٣٠) رسم تخطيطي لمنظومة سودار أحادي الوضعية وثلاثي المحاور.

ترتبط المركبات الثلاثة V_1 وV_2 وV_3 في اتجاهات محاور حزم الاشعاع الثلاثة بالمركبات الثلاثة لشعاع سرعة الريح في الإحداثيات الديكارتية V_x وV_y وV_z، بالعلاقة التالية:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_1 \\ V_1 \end{pmatrix} = \mathrm{A} \begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} \qquad (2\text{-}28)$$

حيث:

$$\mathrm{A} = \begin{pmatrix} \cos(x\,1) & \cos(y\,1) & \cos(z\,1) \\ \cos(x\,2) & \cos(y\,2) & \cos(z\,2) \\ \cos(x\,3) & \cos(y\,3) & \cos(z\,3) \end{pmatrix} \qquad (2\text{-}29)$$

وحيث cos(*x*i) وcos(*y*i) وcos(*z*i)، هي تجيب اتجاه حزمة الإشعاع i بالنسبة للمحاور x وy وz، من أجل (i=1, 2, 3) ، وبالتالي فإن حل المعادلة (2-28)، يعطى بالعلاقة التالية:

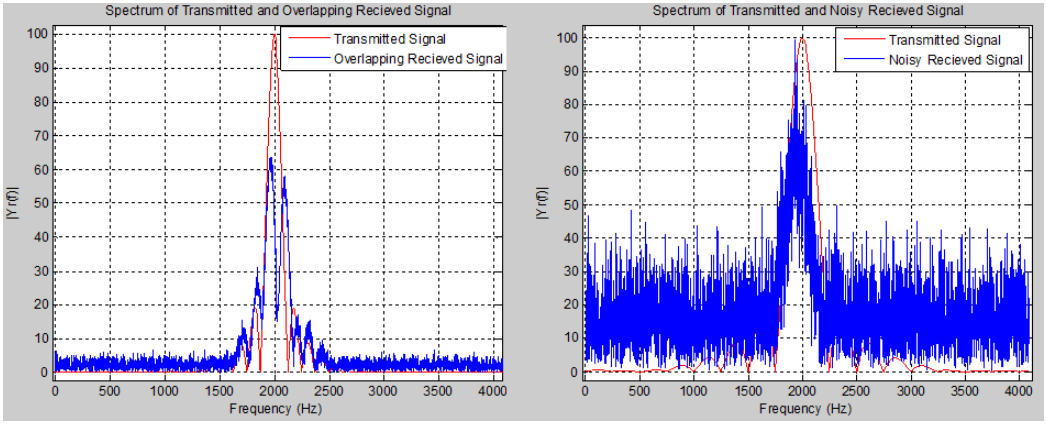
$$\begin{pmatrix} V_x \\ V_y \\ V_z \end{pmatrix} = \mathrm{A}^{-1} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_1 \\ V_1 \end{pmatrix} \qquad (2\text{-}30)$$

يتم حساب V_1 وV_2 وV_3، وذلك بقياس الانزياح الترددي للإشارة المنتشرة عكسيا لكل حزمة إشعاع والراجعة من حيز الانتشار المتحرك بسرعة الريح. باستخدام العلاقة (2-16)، يمكننا حساب الدقة اللازمة في قياس تردد إشارة الاستقبال (انزياح دوبلر الترددي) في اتجاهات الحزم الثلاثة، للحصول على دقة من مرتبة $1m/s$ في المركبات الثلاثة للسرعة V_1 وV_2 وV_3، وذلك عند تردد إرسال $f=2000Hz$، وسرعة الصوت $c=340m/s$:

$$V = 1m/s \Rightarrow \Delta f = 11.76Hz$$

تم استخدام العديد من التقنيات لتقدير انزياح دوبلر مثل حساب عدد الأمواج وحلقة إحكام الطور وبنك المرشحات، إلا أن استخدام الحاسب يجعل من تحويل فورييه كطريقة للحصول على طيف الإشارة المستقبلة عن طريق تحويل فورييه السريع FFT باستخدام الحاسب، طريقة مفضلة لحساب انزياح دوبلر الترددي.

إن الإشارة المستقبلة المنتشرة غالباً ما تكون ضعيفة ومحملة بالضجيج، إضافة لإمكانية احتوائها على إشارات منعكسة متداخلة، مما يجعل من الحصول على تردد إشارة الاستقبال من طيفها أمراً صعباً ولا يحتوي على الدقة الكافية. يبين الشكل (٢-٣١) طيف لإشارة استقبال تحتوي على إشارات متداخلة، وطيف لإشارة ترددها $f=1950Hz$، ومحملة بضجيج غاوصي أبيض، و بنسبة إشارة على الضجيج (SNR=20dB).



الشكل (٢-٣١) طيف إشارتي استقبال، الأولى تحتوي على إشارات متداخلة، والثانية محملة بالضجيج.

يتبين من الشكل الصعوبة وعدم الدقة في تحديد تردد الإشارة في كلتا الحالتين. إذ يبين تحليل الطيف أن الاستطاعة غير متراكمة في فص واحد، ولكنها تنتشر على فصوص متعددة، وينتج هذا الانتشار للطيف عن الضجيج وعوامل أخرى ترتبط بالإشارات النبضية وتداخل هذه الإشارات، وبالتالي لا يمكن اعتماد قيمة التردد عند الذروة العظمى للطيف على أنها التردد المركزي للطيف[41].

لذا سيتم اعتماد نظرية العزوم لحساب التردد الوسطي لطيف الاستطاعة [42]، لأنها تعطي نتائج أفضل في حسابه من قيمة التردد عند الذروة العظمى، وبشكل خاص لأجل الإشارات المحملة بالضجيج والإشارات التي تحتوي على أصداء متداخلة.

١.٦.٢ حساب التردد الوسطي باستخدام العزم الطيفي

Mean Frequency Computation Using Spectral Moment

لقد تم اصطلاح التردد المركزي، والتردد المهيمن، والتردد الوسطي لطيف استطاعة إشارة، وتعريفها بطرق مختلفة، والهدف من ذلك تقديم مواصفة للأطياف المتغيرة بالزمن، يمكن التعامل معها. وسيتم حساب التردد الوسطي لطيف الاستطاعة f_{mean} اعتماداً على نظرية العزوم.

يعرف العزم من المرتبة k لتابع قابل للمكاملة $P(f)$ كما يلي:

$$\mu_k(P) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f^k \cdot P(f)\,df}{\int_{-\infty}^{\infty} P(f)\,df} \qquad (2\text{-}31)$$

ويعرف التردد الوسطي لطيف الاستطاعة f_{mean} بأنه العزم من المرتبة الأولى (مركز الثقل) للطيف $P(f)$ ويعطى بالعلاقة:

$$f_{mean} = \mu_1(P) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} f \cdot P(f)\,df}{\int_{-\infty}^{\infty} P(f)\,df} \qquad (2\text{-}32)$$

وبما أننا نتعامل مع إشارات حقيقية، فإن النصف الذي يحتوي الترددات السالبة للطيف، يعتبر كصورة مرآة للنصف الذي يحتوي الترددات الموجبة للطيف، وبالتالي يمكن تجاهله[42]، أي:

$$f_{mean} = \frac{\int_{0}^{\infty} f \cdot P(f)\,df}{\int_{0}^{\infty} P(f)\,df} \qquad (2\text{-}33)$$

إن الاستفادة من العلاقة (2-33)، للحصول على التردد الوسطي، تتعلق بعرض وحدود المجال الترددي الذي تتم عليه عملية المكاملة.

٢.٦.٢ طريقة الحساب باستخدام طريقة التوازن

Computational Method Using Balance Method

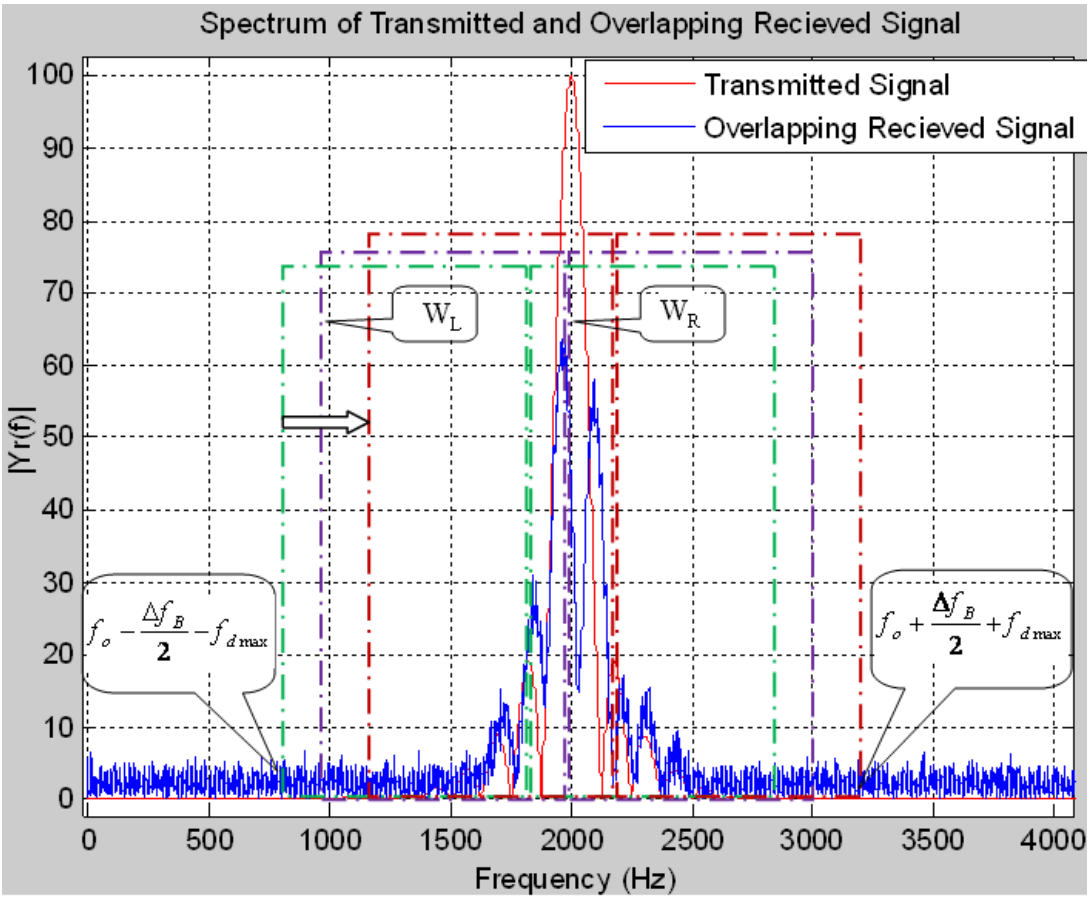
يتم الحصول على حدود المجال الترددي الذي تتم عليه عملية المكاملة بتطبيق طريقة التوازن [42]، ويتم ذلك على مرحلتين:

في المرحلة الأولى يتم أخذ مجال ترددي Δf_B حول التردد المركزي لإشارة الإرسال f_o، وبشكل متناظر، وبعرض يساوي قيمة تردد الإرسال، يتم توسيع حدود المجال الترددي من الجهتين بقيمة

مساوية لانزياح دوبلر الترددي المتوقع الأعظمي $f_{d\max}$، فتكون حدود المجال: $\left[f_o-\frac{\Delta f_B}{2}-f_{d\max}\;;f_o+\frac{\Delta f_B}{2}+f_{d\max}\right]$.

في المرحلة الثانية يتم أخذ نافذتين فرعيتين متساويتين في المجال الترددي، يسرى W_L ويمنى W_R، العرض الترددي لكل منهما $\frac{\Delta f_B}{2}$، في البداية تتوضع النافذتان الفرعيتان بشكل متلاصق (الحد الأيسر للنافذة اليمنى بجانب الحد الأيمن للنافذة اليسرى)، والحد الأيسر للنافذة اليسرى عند الحد الأصغر للمجال. يتم إزاحة النافذتين معاً على طول محور التردد بشكل متتالي بخطوة ترددية محددة f_{step} معروفة، حتى ينطبق الحد الأيمن للنافذة اليمنى على الحد الأكبر للمجال، وفي كل مرة يتم حساب الاستطاعة في كل من النافذتين P_{Li} و P_{Ri}، وحساب القيمة المطلقة للفرق بين استطاعتي النافذتين الفرعيتين $\Delta P_i=|P_{Li}-P_{Ri}|$، كما هو مبين في الشكل (٢-٣٢). بعدها يتم البحث عن القيمة الأصغرية لفروقات الاستطاعة $\min(\Delta P_i)$، وعندها يكون موقع النافذتين الفرعيتين هو الموقع المطلوب. يتم جمع النافذتين في نافذة واحدة مركزها $f_{balance}$، ويتم إجراء التكامل على هذه النافذة، بحيث يكون الحد الأصغر للتكامل $f_l=f_o-\frac{\Delta f_B}{2}-f_{d\max}+i\cdot f_{step}=f_{balance}-\frac{\Delta f_B}{2}$ هو الحد الأيسر للنافذة الفرعية اليسرى، والحد الأكبر للتكامل هو الحد الأيمن للنافذة الفرعية اليمنى $f_h=f_l+\Delta f_B=f_{balance}+\frac{\Delta f_B}{2}$، وحساب التردد الوسطي من علاقة العزم الأول للطيف كما يلي:

$$f_{mean}=\frac{\int_{f_l}^{f_h}f\cdot P(f)df}{\int_{f_l}^{f_h}P(f)df} \qquad (2\text{-}34)$$



الشكل (٢-٣٢) استخدام طريقة توازن الاستطاعة للحصول على حدود مجال التكامل.

بتطبيق هذه الطريقة على طيف الإشارة المحملة بالضجيج المبين في الشكل (٢-٣١)، وتكرار تنفيذ الطريقة عشرين مرة متتالية، مع المحافظة على تردد الإشارة عند $f=1950Hz$ ، ونسبة الإشارة على الضجيج $(SNR=20)$، وجميع معاملات الإشارة ماعدا الضجيج العشوائي ، فإننا نحصل قيم التردد الوسطي f_{mean}، المبينة في الجدول(٢-١).

الجدول (٢-١) قيم التردد الوسطي لإشارة محملة بالضجيج.

f_{mean}	f_{mean}	f_{mean}	f_{mean}
1949.6	1947.9	1947.1	1950.4
1953.9	1951.0	1949.9	1949.7
1950.1	1947.7	1949.3	1950.3
1952.3	1950.0	1952.2	1950.4
1960.3	1952.2	1944.1	1953.5

يبلغ المتوسط الحسابي لهذه القيم العشرين *1950.6*، وتبين هذه القيمة، وجميع قيم التردد الوسطي في هذا الجدول، والتي تم الحصول عليها في مختلف عمليات الحساب، مدى قربها من تردد الإشارة المفروض $f=1950Hz$.

بتطبيق الطريقة على طيف الإشارات المتداخلة المبين في الشكل (٢-٣١)، وهي عبارة عن ثلاث إشارات متداخلة، لها التردد نفسه(2 kHz)، لكن بمطالات مختلفة (a_1=0.8, a_2=0.6, a_3=0.5) وأزمنة تأخير مختلفة (td_1=20ms, td_2=21.77ms, td_3=22.91ms)، ومحملة بضجيج غاوصي أبيض وبنسبة إشارة على الضجيج (SNR=50dB)، نحصل على قيمة التردد الوسطي f_{mean}=2002.8Hz، وهذه القيمة لا يمكن الحصول عليها من ذروة طيف الإشارة المبين في الشكل (٢-٣٠).

بالاعتماد على فرضية تجانس الرياح في حجم أخذ القياسات وخلال فترة زمنية قصيرة، وعدم وجود تغيرات حادة بسرعة الريح أو اتجاهها خلال الطبقات الجوية ذات السماكات المقابلة للعرض الزمني لنبضة الارسال، فإن الإشارات المركبة المتداخلة تحتوي على إشارات مكونة فردية ذات ترددات متقاربة، وتقارب قيمتها قيمة التردد الوسطي الذي يتم حسابه. ولتوضيح ذلك نعرض الأمثلة التالية:

لنعتبر الإشارة المتداخلة السابقة مع جميع معاملاتها ولكن بوجود انزياحات ترددية على الإشارات المكونة الفردية(f_{d1}=+40Hz, f_{d2}=+50Hz, f_{d3}=+60Hz). بحساب العزم من المرتبة الأولى واستخدام طريقة التوازن، نحصل على قيمة التردد الوسطي f_{mean}=2052.3Hz.

وعند الانزياحات الترددية (f_{d1}=-35Hz,f_{d2}=-45Hz, f_{d3}=-50Hz)، نحصل على قيمة التردد الوسطي f_{mean}=1963.3Hz. وهذه القيم لا يمكن الحصول عليها من ذروة طيف الإشارة.

إذاً يعتبر قياس التردد الوسطي تقريباً جيداً للحصول على تردد الإشارة المستقبلة، واستناداً للعلاقة(2-16)، وبعد حساب التردد الوسطي للإشارات في اتجاهات محاور حزم الاشعاع الثلاثة، يتم حساب كلاً من المركبات الثلاثة V_1 وV_2 وV_3 لشعاع السرعة في اتجاهات محاور حزم الاشعاع كما يلي:

$$V = -\frac{C}{2}\left(\frac{f_{mean} - f_o}{f_o}\right) \qquad (2\text{-}35)$$

اعتماداً على ما ذكر، نرى مدى فعالية تطبيق نظرية العزم الطيفي واستخدام طريقة توازن الاستطاعة في تحسين دقة قياس انزياح دوبلر في حالة الإشارات المتداخلة والإشارات المحملة بالضجيج.

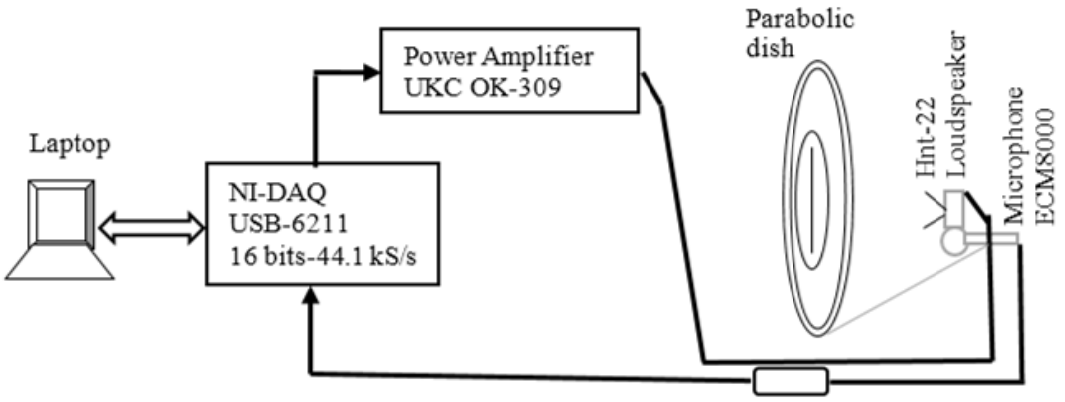
الفصل الثالث

الدراسة التجريبية والنتائج

Experimental Study and Results

١.٣ مقدمة Introduction

بهدف الوصول لمنظومة السودار المبينة في الشكل (٢-١)، تم بناء منظومة قياس عملية كما هو مبين في الشكل (٣-١)، وذلك باستخدام نظام إرسال واستقبال صوتي موجه مكون بشكل أساسي من عاكس قطعي مكافئ Parabolic Reflector بفتحة إهليلجية Elliptical Aperture، ومجهار Horn Tweeter Hnt-22 Loudspeaker مع مضخم استطاعة إشارة صوتية UKC OK-309 Power Amplifier، وميكروفون ECM8000 Omni directional Microphone، بالإضافة لحاسب محمول Laptop يقوم بقيادة النظام الصوتي الموجه عن طريق بطاقة تحصيلNI-DAQ -USB-6211 من شركة National Instruments وذلك بتوليد النبضة الصوتية في مرحلة الإرسال، وتحصيل المعطيات ومعالجتها وإظهار النتائج على الشاشة في مرحلة الاستقبال.



الشكل (٣-١) المخطط التمثيلي لمنظومة القياس العملية باستخدام نظام صوتي موجه.

٢.٣ توصيف الطبق القطعي المكافئ

Characterization of Parabolic Dish

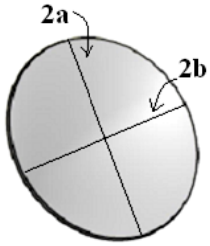
تهدف إلى الحصول بشكل تجريبي على الخصائص الرئيسية للعاكس القطعي المكافئ: تحديد اتجاه إشعاعه وقياس بعده المحرقي وتحديد نقطة المحرق، وإيجاد مخطط إشعاعه وعرض حزمة نصف الاستطاعة، بالإضافة للحصول على علاقة ربح الطبق القطعي المكافئ ذي الفتحة الإهليلجية بالتردد في المجال الصوتي عن طريق إجراء القياسات العملية والعوامل المؤثرة في هذه القياسات، وتقدير قيمة معامل التناسب الزاوي angular proportionality factor.

١.٢.٣ تحديد المحرق واتجاه الإشعاع

Direction of Radiation and Focus Determination

يتم معرفة اتجاه إشعاع الطبق بتحديد الزاوية التي يصنعها اتجاه إشعاع الطبق مع الناظم على مستوي فتحة الطبق، وهي كما رأينا في الدراسة النظرية مساوية للزاوية التي يصنعها المستوي الذي تم به قص السطح القطعي المكافئ مع مستوي دليل هذا القطع، وذلك بمعرفة أقطار القطع الناقص الذي يمثل فتحة الطبق حسب العلاقة(3-2).

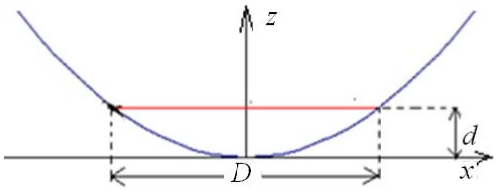
بإجراء قياس دقيق لقطري فتحة الطبق كما في الشكل (٣-٢)، نجد المحور الكبير $2a = (67 \pm 0.2)cm$ ، والمحور الصغير $2b = (61 \pm 0.2)cm$.



الشكل (٣-٢) قطري فتحة الطبق العاكس.

باستخدام العلاقة (3-2) لحساب زاوية القص θ نجد: $\theta = 24.4^\circ \pm 0.8^\circ$

يتم حساب البعد المحرقي لسطح قطعي مكافئ باستخدام معادلة القطع المكافئ: $x^2 = 2R \cdot z = 4f \cdot z$ ، وذلك بإجراء قياس المعاملات المبينة في الشكل(٣-٣)، وحيث: $z = d, x = \frac{D}{2}$ ، يصبح لدينا: $f = \frac{D^2}{16d}$



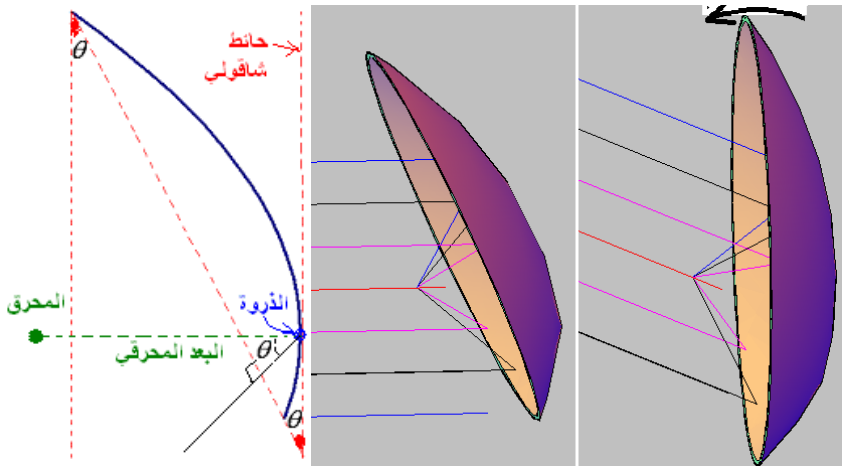
الشكل (٣-٣) قياس معاملات حساب البعد المحرقي.

تتم عملية القياس السابقة باستخدام ساعة قياس العمق المبينة في الشكل (٣-٤)، والتي يتم وصفها وتمييزها بقطرها، وباستخدام ساعة ذات قطر مناسب ومعروف D، يمكن قياس عمق الطبق d، وحساب البعد المحرقي f. إن الدقة في حساب البعد المحرقي تعتمد على دقة إجراء القياس السابق، ومدى قربه من ذروة السطح القطعي المكافئ، لذا كان من الضروري تحديد هذه الذروة أولاً.



الشكل (٣-٤) ساعة قياس العمق.

في الأطباق العاكسة ذات الفتحة الدائرية فإن الذروة تقع في مركز الطبق، أما في الأطباق ذات الفتحة الإهليلجية، فإن الذروة لا تقع في مركز الطبق. ولتحديد ذروته يتم وضع الطبق العاكس بحيث يكون مستوي فتحته عموديا على سطح الأرض وموازيا لحائط شاقولي مفترض، يتم إمالة الطبق بتدويره حول محور منطبق على القطر الصغير لفتحته بمقدار زاوية القص θ التي تم حسابها كما في الشكل (٣-٥). في هذه الحالة يكون اتجاه إشعاع الطبق موازيا لسطح الأرض ومتعامدا مع الحائط الشاقولي، والنقطة الأقرب من الطبق للحائط هي نقطة الذروة، والمحرق يقع على العمود المار من هذه النقطة على الحائط (محور القطع المكافئ) ويبعد بمقدار f عن الذروة.

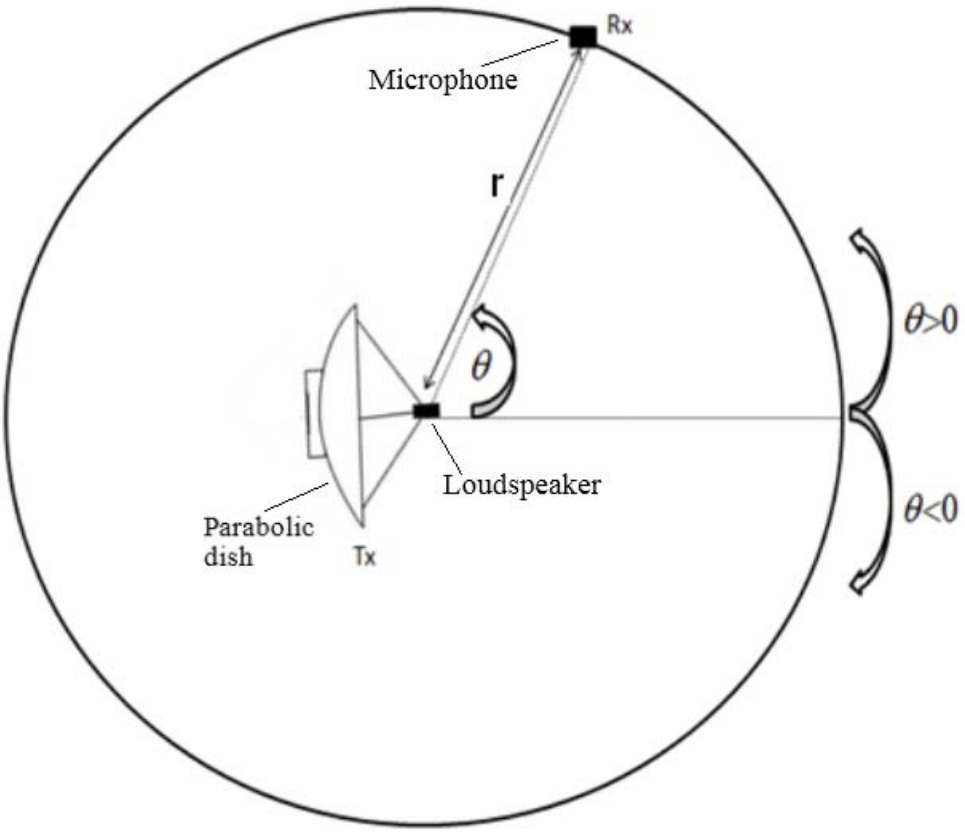


الشكل (٣-٥) تدوير الطبق العاكس وتحديد ذروته.

بعد تحديد الذروة، يتم إجراء قياس دقيق لنصف قطر التقعر عند الذروة باستخدام ساعة قياس العمق ذات القطر $D = 100mm$، فنجد أن العمق: $d = (1.75 \pm 0.02)mm$، وبالتالي نجد: $f = (35.7 \pm 0.4)cm$.

٢.٢.٣المخطط الإشعاعي Radiation Pattern

بهدف إيجاد المخطط الإشعاعي الأفقي لطبق الإرسال مثلاً يتم استخدام مرسل صوتي (مجهار) متموضع في محرق الطبق القطعي المكافئ، ومستقبل صوتي (ميكروفون) غير موجه. يتم أولاً توجيه طبق الإرسال بزاوية بحيث يكون اتجاه إشعاع الطبق أفقياً، وبحيث يكون قطره الصغير موازيا لسطح الأرض. يتم وضع المرسل في مركز دائرة (قطرها حوالي8m)، ويتم تحديد الزاوية(0) عند نقطة تقاطع محور الطبق مع محيط الدائرة، و يوضع الميكروفون على عدة نقاط على محيط الدائرة وبزوايا محددة ومعروفة (…30°, 15°, 10°, 5°, 0°, -5°, -10°, -15°, -30°…)، كما في الشكل (٣-٦).



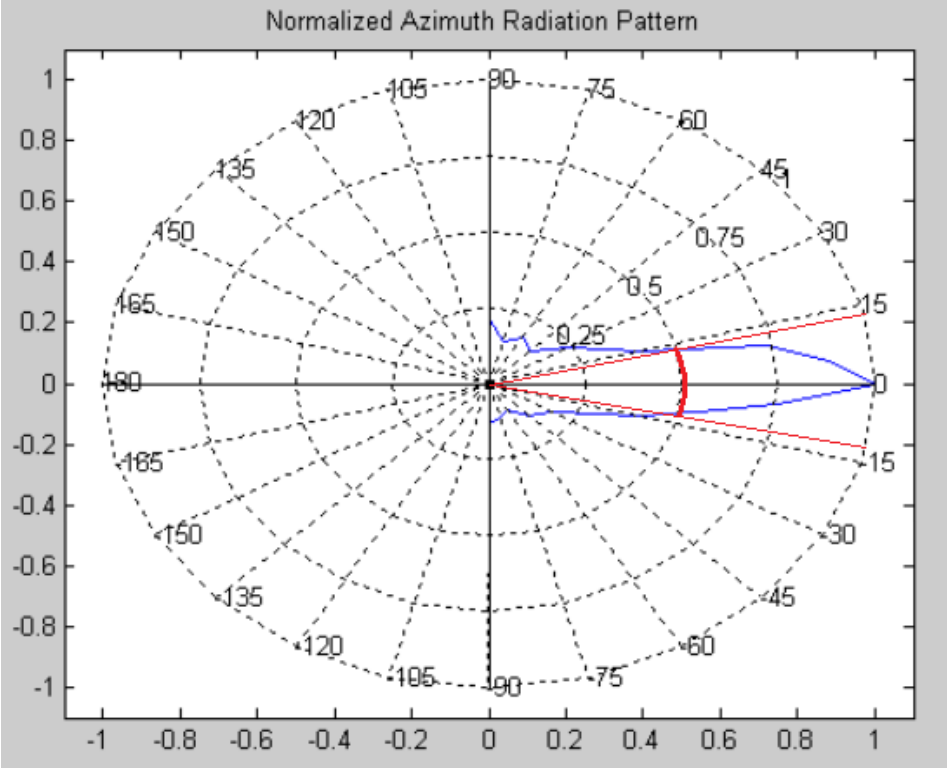
الشكل (٣-٦) مسح زاوي لتحديد المخطط الإشعاعي لطبق الإرسال.

يتم إرسال إشارة صوتية محددة بنفس المطال والعرض الزمني($5ms$) والتردد($2000Hz$)، وتحصيل الإشارة المستقبلة وتسجيلها في عدة نقاط على محيط الدائرة عند الزوايا المحددة، فيتم الحصول على النتائج المبينة في الجدول (٣-١).

الجدول (٣-١) قيم إشارة الاستقبال من أجل عدة زوايا إشعاع أفقية لطبق الإرسال.

Angle(deg)	peak to peak(m.v)	Angle(deg)	peak to peak(m.v)
0	106.7	0	106.7
5	94.4	-5	79.9
10	78.0	-10	58.5
15	44.1	-15	43.4
30	25.3	-30	20.4
45	16.4	-45	15.8
60	18.6	-60	10.5
75	15.3	-75	12.2
90	22.2	-90	13.8

بتقييس النتائج بالنسبة للقيمة العظمى (الإشارة المستقبلة عند الزاوية 0)، نحصل على مخطط الإشعاع الأفقي للطبق المبين في الشكل (٣-٧).



الشكل (٣-٧) مخطط الإشعاع الأفقي المقيس تجريبياً عند التردد $2000Hz$.

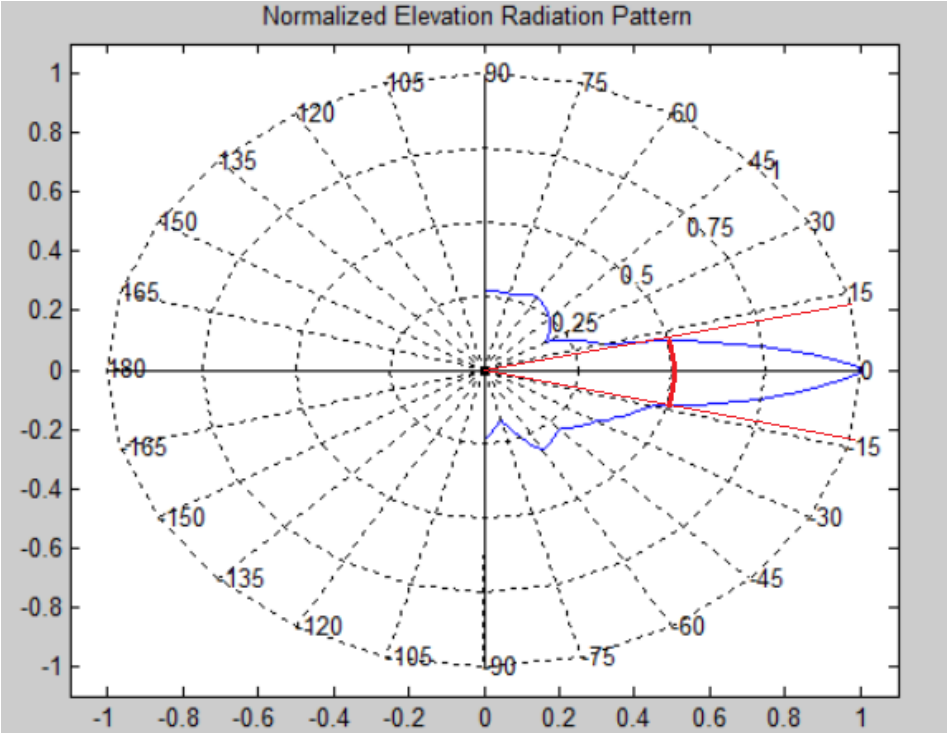
من هذا المخطط يمكن تقدير قيمة عرض حزمة نصف الاستطاعة بـحواليθ=25°-26°، كما نلاحظ أن الاستطاعة التي يشعها الطبق عند الزوايا ±90° غير معدومة.

للحصول على مخطط الإشعاع الشاقولي للطبق، يتم تكرار ما سبق ولكن بوضع المرسل في مركز دائرة (قطرها حوالي11m)، بعد توجيه طبق الإرسال بحيث يكون قطره الكبير موازيا لسطح الأرض. ويبين الجدول (٣-٢) قيم إشارة الاستقبال من أجل عدة زوايا إشعاع شاقولية لطبق الإرسال.

الجدول (٣-٢) قيم إشارة الاستقبال من أجل عدة زوايا إشعاع شاقولية لطبق الإرسال.

Angle(deg)	peak to peak(m.v)	Angle(deg)	peak to peak(m.v)
0	77.5	0	77.5
15	25.0	-15	35.0
30	14.5	-30	26.0
45	18.7	-45	21.2
60	21.6	-60	23.6
75	20.1	-75	13.0
90	20.4	-90	17.7

ومخطط الإشعاع الشاقولي للطبق مبين في الشكل (٣-٨).



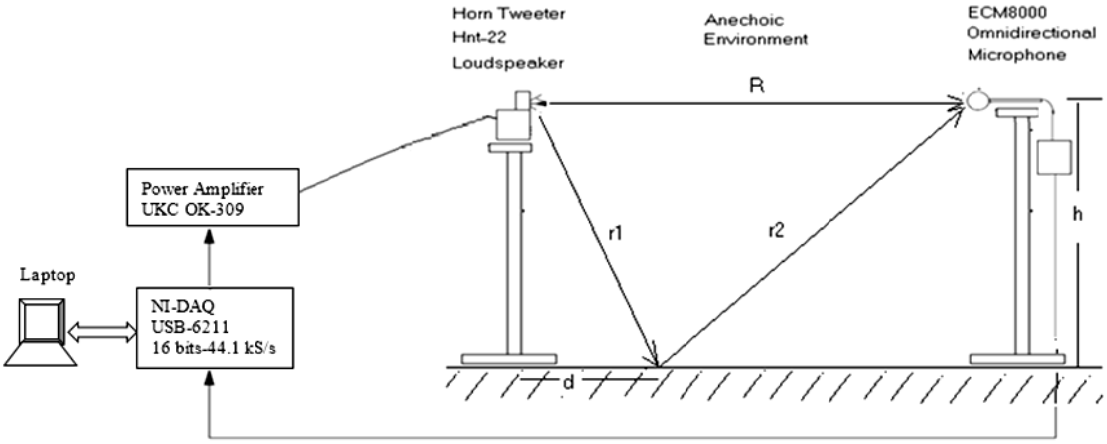
الشكل (٣-٨) مخطط الإشعاع الشاقولي المقيس تجريبياً عند التردد*2000Hz*.

يتبين من هذا المخطط أن قيمة عرض حزمة نصف الاستطاعة حواليθ=25°-26°، كما نلاحظ أن الاستطاعة التي يشعها الطبق عند الزوايا القريبة من±90° غير معدومة.

يبين هذان المخططان مقدار التوجيهية التي حصلنا عليها باستخدام الطبق العاكس القطعي المكافئ.

٣.٢.٣ ربح الطبق القطعي المكافئ Parabolic Dish Gain

إن إجراء تجارب عملية لقياس الربح في المجال الصوتي يتطلب تحقيق مجموعة من الشروط، قد يكون من الصعب تحقيقها جميعاً وبآن واحد، لذا سيكون هناك نوع من المقايضة لتحقيق أفضل الظروف لإجراء هذه التجارب. فمن جهة يجب إجراء التجربة في ظروف الحقل البعيد، ومن جهة أخرى يجب تجنب ظاهرة تعدد المسارات multipath، إضافة لمراعاة أن يكون قطر الطبق من مرتبة عدة أطوال موجية. يبين الشكل (٣-٩) المخطط التمثيلي لبنية النظام العملي المستخدم لحساب علاقة الربح مع التردد، للطبق القطعي المكافئ الذي تم توصيفه والمستخدم كمرسل أو كمستقبل، وذلك اعتماداً على فرضية أن نمط إشعاع الطبق (أو الهوائي بشكل عام) في الإرسال هو نمط الإشعاع نفسه في الاستقبال، إذ أن خصائص أداء الطبق (أو الهوائي) لا تعتمد على اتجاه تدفق الطاقة.



الشكل (٣-٩) المخطط التمثيلي للنظام العملي المستخدم لقياس ربح الطبق.

ولتجنب ظاهرة تعدد المسارات، وحدوث تداخل في إشارة الاستقبال، يتم إيجاد علاقة البعد بين المرسل والمستقبل R (طول المسار المباشر)، وارتفاعهما h عن سطح الأرض (أو بعدهما عن أقرب جسم)، مع العرض الزمني لنبضة الإرسال τ.

من الشكل (٣-٩) نجد أن طول أي مسار غير مباشر: $r_1 + r_2 = \sqrt{h^2 + d^2} + \sqrt{h^2 + (R-d)^2}$

ويكون طول هذا المسار أصغر ما يمكن عند $d = \frac{R}{2}$، أي: $(r_1 + r_2)_{\min} = 2\sqrt{h^2 + \frac{R^2}{4}}$

ويكون فرق المسير الأصغري بين المسار غير المباشر والمسار المباشر:

$$\Delta R_{\min} = 2\sqrt{h^2 + \frac{R^2}{4}} - R$$

وبالتالي يكون العرض الأعضمي لنبضة الإرسال، والذي لا يحدث عنده تداخل:

$$\tau = \frac{2\sqrt{h^2 + \frac{R^2}{4}} - R}{c} \qquad (3\text{-}1)$$

ويكون الارتفاع الأصغري الذي لا يحدث عنده تداخل كتابع لعرض النبضة والمسافة:

$$h = \frac{\sqrt{c\tau(c\tau + 2R)}}{2} \qquad (3\text{-}2)$$

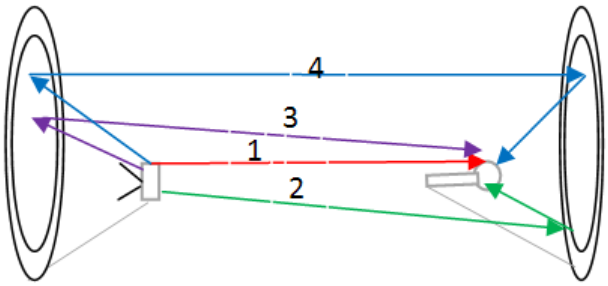
عند إجراء التجارب العملية والأخذ بالحسبان استجابة حساسي الإرسال والاستقبال، تم تحديد عدد أدوار نبضة الإرسال بعشرة أدوار، وبالتالي تم ربط العرض الزمني لنبضة الإرسال بتردد الإرسال $\tau = 10/f$. وعند الأخذ بعين الاعتبار علاقة بعد الحقل البعيد بالتردد حسب العلاقة (2-13)، وحساب الارتفاع الأصغري حسب العلاقة (3-2)، تم تنظيم الجدول (٣-٣).

الجدول (٣-٣) عرض نبضة الإرسال وبعد الحقل البعيد والارتفاع الأصغري مع التردد.

f(Hz)	τ(ms)	R_{FF}(m)	h(m)
1520	6.579	3.218	2.202
1764	5.669	3.734	2.128
2004	4.99	4.242	2.078
2205	4.535	4.668	2.048
2450	4.082	5.187	2.02
2756	3.628	5.834	1.995
2940	3.401	6.224	1.983
3392	2.948	7.181	1.962
4009	2.494	8.487	1.944
4900	2.041	10.373	1.929
5512	1.814	11.669	1.922
6300	1.587	13.337	1.916
7350	1.361	15.56	1.911
8820	1.134	18.672	1.907
10000	1	21.17	1.905

عند إجراء تجربة حساب ربح الطبق مع تغير التردد، فإن تغيير توضع النظام العملي المستخدم عند كل تردد هو أمر بالغ الصعوبة، فمثلاً من أجل قيمة R=15m، وعند التردد f=1520Hz، باستخدام العلاقة (3-2)، نجد h=4.25m، وهذا صعب نسبياً، ولذلك تمت المقايضة بين هذه العوامل، وإجراء التجربة في ثلاثة أوضاع مختلفة، والمتغير الوحيد في كل تجربة هو تردد الإرسال (والعرض الزمني طبعاً لنبضة الإرسال). بالإضافة لهذه الصعوبات وعوامل البيئة المحيطة والتي تساهم في صعوبة الحصول على منحنيات تجريبية دقيقة لعلاقة الربح بالتردد في المجال الصوتي، هناك عامل آخر

يساهم في عدم دقة النتائج ويسبب صعوبة إضافية، فهناك مسارات متعددة يمكن أن يسلكها الصوت من المرسل إلى المستقبل كما هو مبين في الشكل (٣-١٠)، إضافة لظاهرة تعدد المسارات التي تم ذكرها والناتجة بشكل أساسي عن الانعكاس عن سطح الأرض.



الشكل (٣-١٠) المسارات المتعددة التي تسلكها الأمواج الصوتية.

المسار1: الأمواج الناتجة عن الإشعاع الخلفي للمجهار المنتشرة باتجاه الميكروفون مباشرة.

المسار2: الأمواج الناتجة عن الإشعاع الخلفي للمجهار والمنتشرة باتجاه الطبق المستقبل والمنعكسة عنه إلى الميكروفون.

المسار3: الأمواج المنتشرة من المجهار إلى الطبق المرسل والمنعكسة عنه باتجاه الميكروفون.

المسار4: الأمواج المنتشرة من المجهار إلى الطبق المرسل والمنعكسة عنه باتجاه الطبق المستقبل والمنعكسة عنه إلى الميكروفون.

ففي حالة توجيه المرسل والمستقبل معاً، يوجد أربعة مسارات محتملة للإشارة المستقبلة، وفي حالة توجيه أحدهما هناك مساران محتملان، وهذا ناتج أصلا عن استخدام ميكروفون غير موجه ومجهار بتوجيهية منخفضة (أو الإشعاع الخلفي للمجهار)، وذلك ما تتطلبه شروط القياس في التجربة.

يتم قياس ربح الطبق بإجراء مسح ترددي من حوالي 1.5kHz إلى 10kHz(أو إلى6.3kHz)، وذلك في بيئة قليلة الأصداء وهي عبارة عن صالة مغلقة وخالية لكرة السلة كما هو مبين في الشكل (٣-١١).



الشكل (٣-١١) التنفيذ العملي المستخدم لقياس ربح الطبق تجريبياً.

ولحساب ربح الطبق في حالة الاستقبال، يتم تسجيل جهد الإشارات المستقبلة بواسطة ميكروفون موضوع في نقطة محرق الطبق، وذلك على حد سواء مع حالة وجود الطبق وحالة عدم وجود الطبق، ومن ثم حساب ربح الطبق بالديسيبل حسب العلاقة:

$$G_{dB} = 10\log_{10}\left(\frac{amplitude\,(with\ \ dish)}{amplitude\,(without\ \ dish)}\right)^2 \qquad (3\text{-}3)$$

وفي حالة الإرسال يتم تكرار ما سبق وذلك بتوجيه المجهار بواسطة الطبق، وبدون التوجيه في الحالة الأخرى، ومبدئياً، يجب الحصول على علاقة الربح نفسها في حالتي الإرسال والاستقبال، إذ أن نمط إشعاع الطبق في الإرسال هو نفسه في الاستقبال، لأن خصائص أداء الطبق لا تعتمد على اتجاه تدفق الطاقة.

١.٣.٢.٣ التجربة الأولى First Experiment

تم وضع المرسل والمستقبل على ارتفاع $h=3.8m$، والمسافة بينهما حوالي $R=6.5m$. وتم إجراء المسح الترددي مع توجيه المستقبل فقط، ثم توجيه المرسل فقط، ثم توجيه الاثنين معاً، وتم تسجيل إشارة الاستقبال في كل مرة وقياس مطالها، وحساب قيم الربح التجريبية حسب العلاقة (3-3)، من خلال حساب نسبة المطالات في الحالات التالية:

$$\text{ربح المرسل} = \frac{\text{المرسل والمستقبل موجهين}}{\text{المستقبل موجه فقط}}$$

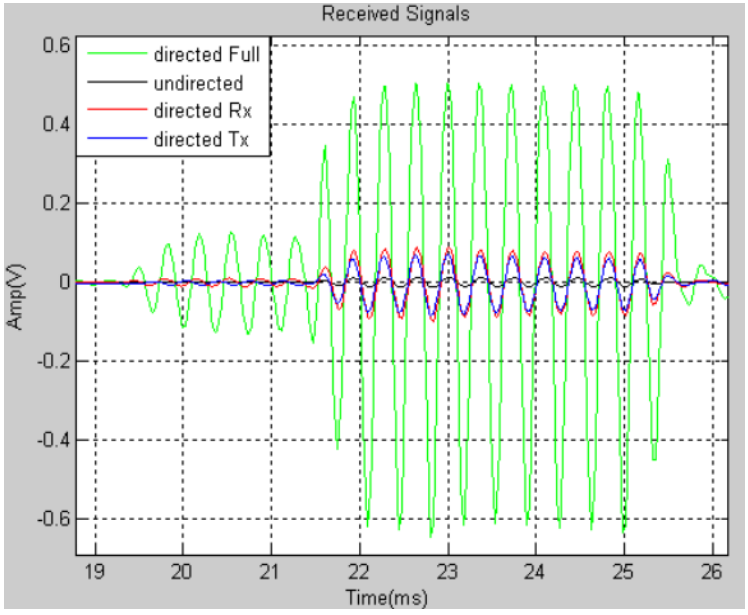
$$\text{ربح المستقبل} = \frac{\text{المرسل والمستقبل موجهين}}{\text{المرسل موجه فقط}}$$

وتم حساب القيم النظرية حسب العلاقة (2-7)، من أجل $e_A = 0.50$، ويبين الجدول (٣-٤) النتائج التي تم الحصول عليها.

الجدول (٣-٤) مطال الإشارات المستقبلة وقيم الربح التجريبية والنظرية مع التردد.

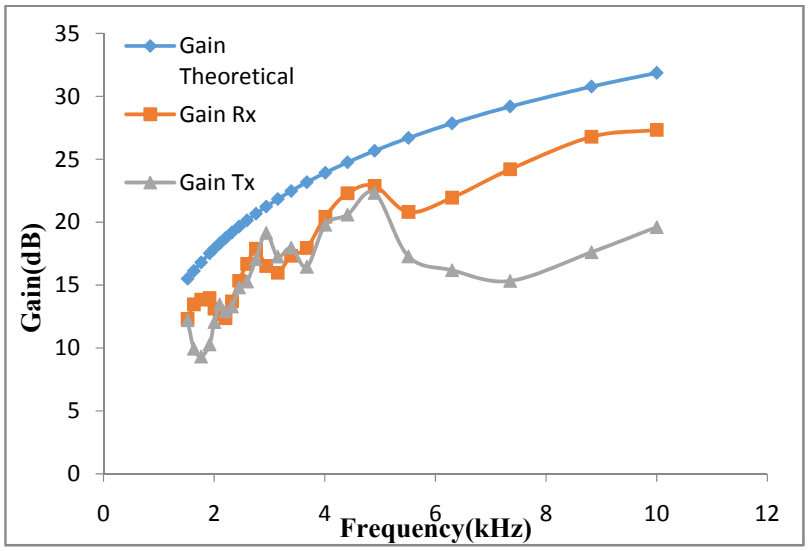
f(Hz)	directed Rx(mv)	directed Tx(mv)	directed Full(mv)	Gain Rx(dB)	Gain Tx(dB)	Gain Thr(dB)
1520	71.6	70.5	291.5	12.33	12.2	15.5
1633	99.5	66.3	312.5	13.47	9.94	16.13
1764	117.8	69.9	344.1	13.84	9.31	16.8
1917	156.4	102.3	511	13.97	10.29	17.52
2004	149.8	132.5	600.2	13.12	12.06	17.9
2100	163.3	178.6	769.2	12.68	13.46	18.31
2205	219.9	234.3	972.9	12.37	12.92	18.73
2321	225.5	215.1	1042	13.71	13.29	19.18
2450	209.9	197.3	1153.8	15.34	14.8	19.65
2594	202.9	172.7	1178.2	16.68	15.28	20.15
2756	161.2	146.7	1149.2	17.88	17.06	20.67
2940	128.6	174	1165	16.52	19.14	21.23
3150	154.3	178.9	1125.4	15.97	17.26	21.83
3392	143.1	153.9	1131.4	17.33	17.96	22.48
3675	152.3	128.3	1012.4	17.94	16.45	23.17
4009	98	91.1	957	20.43	19.79	23.93
4410	77.3	63.5	827.4	22.3	20.59	24.75
4900	46	43.1	600.6	22.88	22.32	25.67
5512	107.2	71.4	783.4	20.81	17.28	26.69
6300	109.9	56.6	707.8	21.95	16.18	27.85
7350	183.2	66	1070.2	24.2	15.33	29.19
8820	83.9	29.2	636.8	26.78	17.61	30.78
10000	43.4	17.8	414.8	27.33	19.6	31.87

ويبين الشكل (٣-١٢) الإشارات المستقبلة في الحالات الثلاثة السابقة للتوجيه، إضافة لحالة عدم التوجيه، وذلك عند التردد f=2756Hz.



الشكل (٣-١٢) الإشارات المستقبلة عند التردد *2756Hz* وعلى مسافة *6.5m*.

يظهر في الشكل أيضاً الإشارات الناتجة عن المسارات المتعددة التي تم ذكرها وتوضيحها في الشكل (٣-١٠). ويبين الشكل (٣-١٣) منحني العلاقة التجريبية في حالتي الإرسال والاستقبال، إضافة إلى منحني العلاقة النظرية للربح مع التردد وذلك حسب قيم الجدول (٣-٤).



الشكل (٣-١٣) العلاقة النظرية والعلاقة التجريبية لربح الطبق في الإرسال والاستقبال بالتردد.

وتشير النتائج أن أداء الطبق جيداً بشكل عام مقارنة مع التنبؤات النظرية، وخاصة في مجال الترددات المنخفضة وحتى التردد *5kHz* تقريباً، وفيها يقترب المنحني التجريبي من المنحني النظري، حيث يكون نمط الحقل البعيد هو المهيمن، وذلك حسب الجدول (٣-٣)، وتبدأ النتائج بالانحراف انخفاضاً عن قيمها المتوقعة عند حدود المنطقة الانتقالية ويزداد انحرافها في منطقة الحقل القريب وخاصة بالنسبة للطبق المرسل.

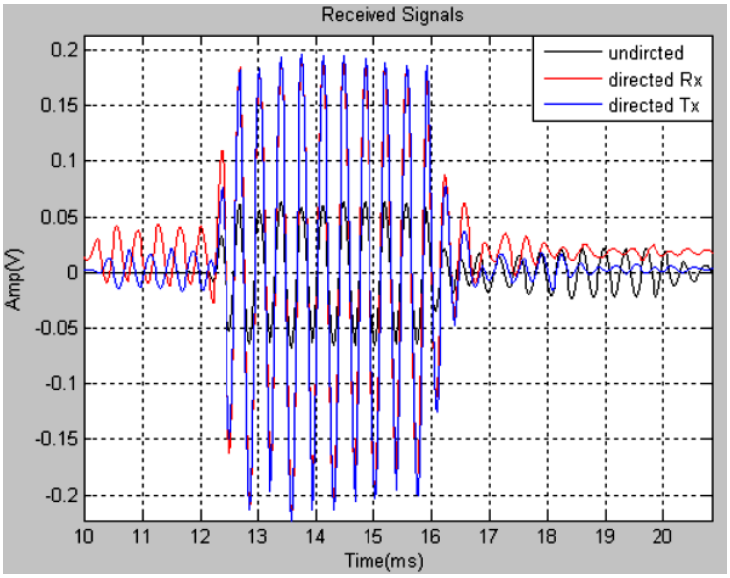
٢.٣.٢.٣ التجربة الثانية Second Experiment

تم وضع المرسل والمستقبل على ارتفاع *h=1.6m*، والمسافة بينهما حوالي *R=3.5m*، تم إجراء المسح الترددي في حالة عدم التوجيه، ثم توجيه المستقبل فقط، ثم توجيه المرسل فقط، وتم تسجيل إشارة الاستقبال في كل مرة وقياس مطالها، والحصول على قيم الربح المبينة في الجدول (٣-٥).

الجدول (٣-٥) مطال الإشارات المستقبلة وقيم الربح التجريبية والنظرية مع التردد.

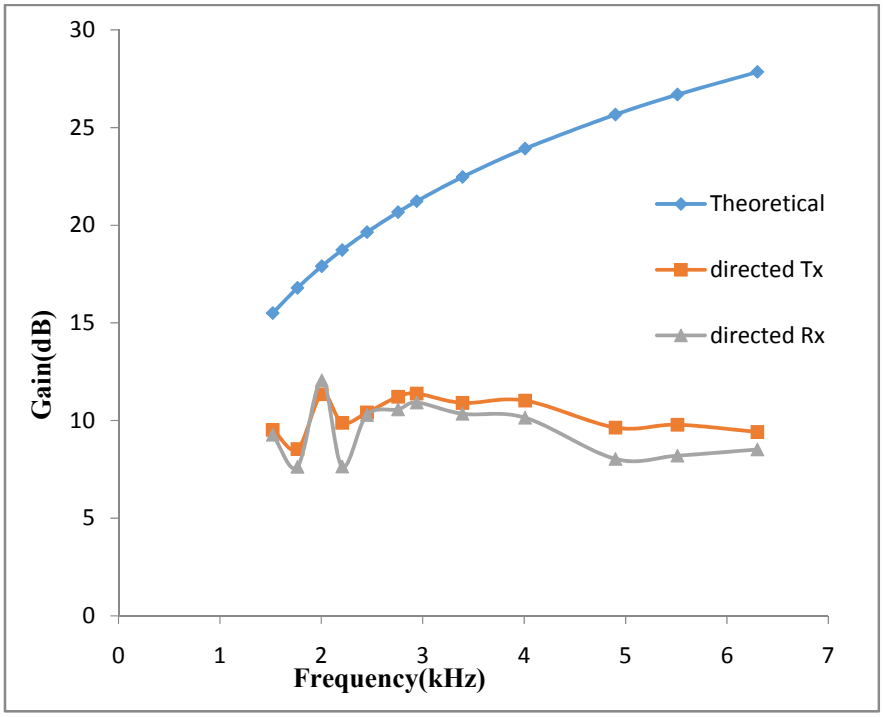
f(Hz)	Undirected (mv)	directed Rx(mv)	directed Tx(mv)	Gain Rx(dB)	Gain Tx(dB)	Gain Thr(dB)
1520	89.8	261.2	268.8	9.27	9.52	15.5
1764	112.2	270.1	299.9	7.63	8.54	16.8
2004	66.4	266.4	245.3	12.06	11.35	17.9
2205	74.3	179.3	231.9	7.64	9.88	18.73
2450	78.3	255.9	259.6	10.29	10.41	19.65
2756	128.9	435.4	469.1	10.57	11.22	20.67
2940	159.5	561.1	591.5	10.92	11.38	21.23
3392	197	648.5	691.3	10.35	10.9	22.48
4009	164.4	528.8	584.8	10.15	11.02	23.93
4900	107.6	271.3	326.3	8.04	9.64	25.67
5512	85.8	220.7	264.8	8.2	9.78	26.69
6300	68.1	181.6	201.3	8.52	9.42	27.85

ويبين الشكل (٣-١٤) الإشارات المستقبلة في الحالات الثلاثة، وذلك عند التردد f=2756Hz.



الشكل (٣-١٤) الإشارات المستقبلة عند التردد2756*Hz*وعلى مسافة3.5*m*.

يظهر في الشكل أيضاً الإشارات الناتجة عن المسارات المتعددة التي تسلكها الإشارات الصوتية، والإشارة الناتجة عن ظاهرة تعدد المسارات multipath في حالة عدم التوجيه. إن وجود هذه الإشارات في معظم نتائج هذه التجربة، إضافة إلى هيمنة نمط المنطقة الانتقالية والحقل القريب، وذلك لصغر المسافة بين المرسل والمستقبل ($3.5m$)، يفسر شذوذ علاقة الربح بالتردد المبينة في الشكل (٣-١٥).



الشكل (٣-١٥) العلاقة النظرية والعلاقة التجريبية لربح الطبق في الإرسال والاستقبال بالتردد.

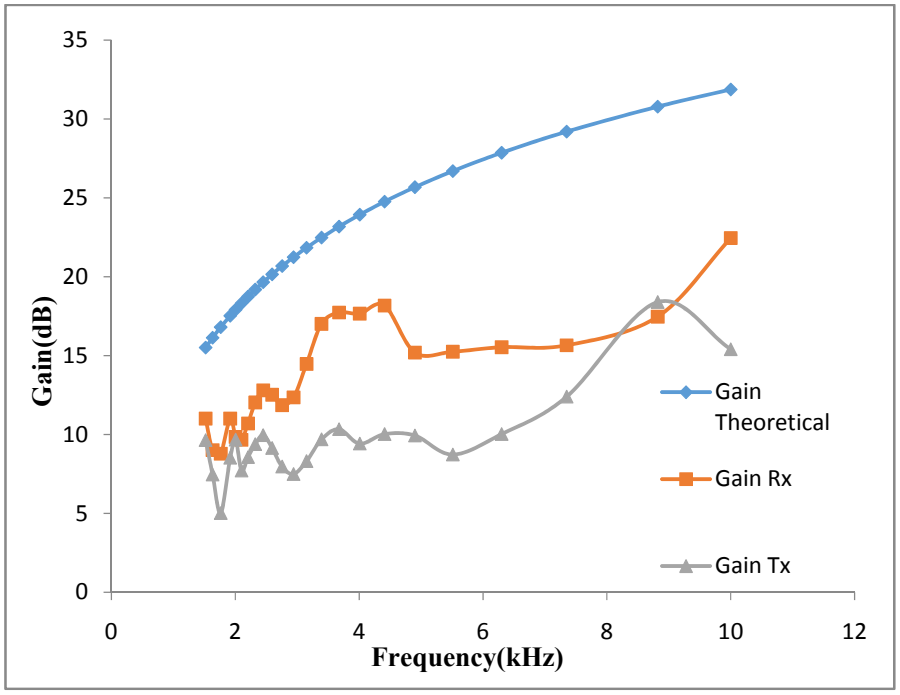
٣.٣.٢.٣ التجربة الثالثة Third Experiment

تم وضع المرسل والمستقبل على ارتفاع $h=1.5m$، والمسافة بينهما حوالي $R=11m$، تم إجراء المسح الترددي في حالة توجيه المستقبل فقط، ثم توجيه المرسل فقط، ثم توجيههما معا، وتم تسجيل إشارة الاستقبال في كل مرة وقياس مطالها، والحصول على قيم الربح المبينة في الجدول (٣-٦).

الجدول (٣-٦) مطال الإشارات المستقبلة وقيم الربح التجريبية والنظرية مع التردد.

f(Hz)	*directed Rx(mv)*	*directed Tx(mv)*	*directed Full(mv)*	*Gain Rx(dB)*	*Gain Tx(dB)*	*Gain Thr(dB)*
1520	30.9	36.2	109.8	11.01	9.64	15.5
1633	38.8	46.4	109.5	9.01	7.46	16.13
1764	43.1	66.4	118.4	8.78	5.02	16.8
1917	58.6	78	207.9	11.01	8.52	17.52
2004	84.8	86.5	263.4	9.84	9.67	17.9
2100	90.5	113.2	274.9	9.66	7.71	18.31
2205	91.1	116.4	312.1	10.69	8.56	18.73
2321	69.4	94.1	277.2	12.03	9.39	19.18
2450	72.4	100.3	315.7	12.8	9.96	19.65
2594	77.6	114.5	327.9	12.52	9.14	20.15
2756	97.7	152.9	382.5	11.86	7.96	20.67
2940	90.1	157.5	373.3	12.34	7.49	21.23
3150	71.7	145.7	379.2	14.47	8.31	21.83
3392	55.9	129.9	396.3	17.01	9.69	22.48
3675	47	110.2	362.1	17.73	10.33	23.17
4009	42.4	109.5	324	17.66	9.42	23.93
4410	30.9	78.9	250.3	18.17	10.02	24.75
4900	31.3	57.2	179.6	15.19	9.93	25.67
5512	19.7	41.8	114.1	15.24	8.73	26.69
6300	14.1	26.7	84.5	15.53	10.03	27.85
7350	10.9	15.8	65.8	15.65	12.4	29.19
8820	5.9	5.3	43.7	17.47	18.39	30.78
10000	1.3	3	17.4	22.45	15.4	31.87

إن نمط الحقل البعيد هو المهيمن حتى التردد *5kHz* تقريبا وذلك حسب الجدول (٣-٣)، نظراً للمسافة بين المرسل والمستقبل، ولكن الارتفاع لم يكن كافياً لتجنب ظاهرة تعدد المسارات وهذا يفسر سلوك علاقة الربح بالتردد المبينة في الشكل (٣-١٦).



الشكل (٣-١٦) العلاقة النظرية والعلاقة التجريبية لربح الطبق بالتردد في الإرسال والاستقبال.

٤.٢.٣ عرض حزمة نصف الاستطاعة

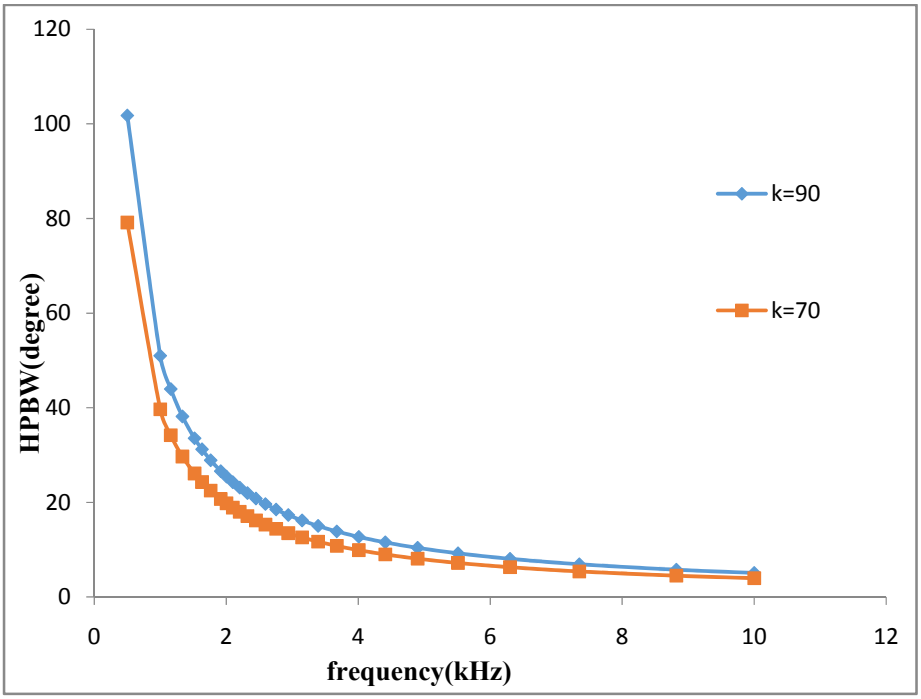
Half Power Beam Width (HPBW)

إن القيمة النظرية لعرض حزمة نصف الاستطاعة النظري وباستخدام العلاقة (2-8)، هي:

$$\theta = \frac{kc}{df} = \frac{70 \times 340}{0.6 \times 2000} = 19.8^{\circ}$$

وذلك من أجل طبق قطر فتحته $60cm$، وعند تردد العمل $2kHz$، ومن أجل k=70°.

عملياً، من مخطط الإشعاع الذي تم الحصول عليه، والمبين في الشكل(٣-٧)، والشكل (٣-٨)، تم تقدير قيمة عرض حزمة نصف الاستطاعة بـحوالي θ=25°-26°، وبالتالي وباستخدام العلاقة(2-8)، فإن قيمة معامل التناسب الزاوي التجريبية تكون حوالي k=90°. يمكن إعادة حساب عرض حزمة نصف الاستطاعة للطبق المستخدم كتابع للتردد حسب العلاقة (2-8)، من أجل قيمتي معامل التناسب الزاوي الافتراضية والتجريبية كما هو مبين في الشكل (٣-١٧).



الشكل (٣-١٧) علاقة عرض حزمة نصف الاستطاعة بالتردد من أجل قيمتين لمعامل التناسب الزاوي.

يلاحظ أن قيم عرض حزمة نصف الاستطاعة المحسوبة من أجل القيمة التجريبية لمعامل التناسب الزاوي هي أكبر من تلك المحسوبة من أجل القيمة الافتراضية، أي أن الاتجاهية في الواقع أقل من الاتجاهية الافتراضية النظرية، وهذا ما يؤدي لأن تكون قيم الربح العملية أقل من القيم النظرية كما رأينا في النتائج التجريبية السابقة.

٣.٣ قياس بعد الهدف Target Distance Measurement

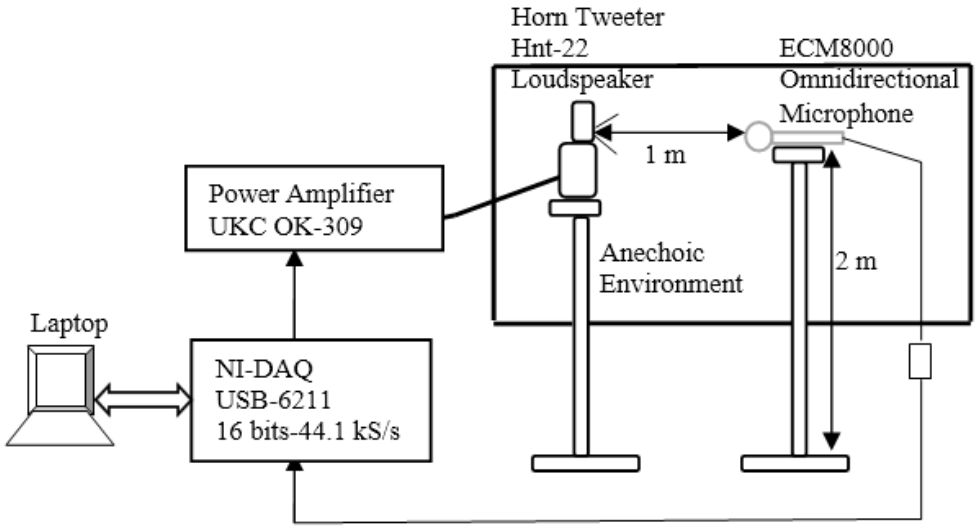
يتم قياس بعد الهدف بقياس زمن الانتشار t_{prop} وهو الزمن الذي تستغرقه الإشارة عند انتشارها من المرسل وانعكاسها عن الهدف ثم عودتها للمستقبل، وذلك حسب العلاقة (2-15)، ويتم الحصول على زمن الانتشار بتطبيق خوارزمية فصل الإشارات المتداخلة الواردة في الفقرة ٥.٥.٢، وذلك باستخدام منظومة القياس المبينة في الشكل (٣-١)، لقياس بعد هدف وحيد، وهدف مزدوج، وهدف ثلاثي.

ولتطبيق الخوارزمية المذكورة يتوجب الحصول على إشارة الإرسال المرجعية التي يتم التقسيم على طيفها، وعلى الأخص غلاف نبضة الإرسال، وهو ما يحدد أصفار الإشارة المرجعية.

١.٣.٣كشف الإشارة المرسلة المرجعية

Reference Transmitted Signal Detection

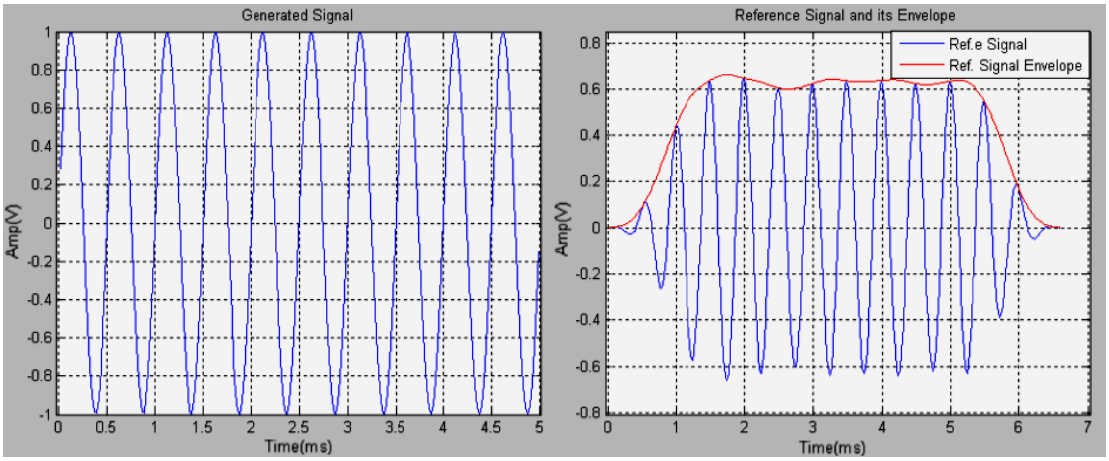
لتطبيق الخوارزمية الواردة في الفقرة ٥.٥.٢، على الإشارات المستقبلة العملية، وعند تطبيق مرشح وينر ينبغي استخدام تحويل فورييه $X(f)$ في العلاقة (2-26)، العائد للإشارة $x(t)$، والتي تعتبر إشارة الإرسال المرجعية وتنتشر بالفعل في الوسط، إذ تعتبر إشارة الاستقبال مجموعة نسخ من هذه الإشارة إما منفردة ووحيدة، أو مركبة ومتداخلة، ولكنها مؤخرة زمنياً ومتفاوتة بالمطال، وقد تكون قد تعرضت لانزياح دوبلر الترددي. يبين الشكل (٣-١٨) المخطط التمثيلي لبنية النظام العملي الذي تم استخدامه للحصول على إشارة الإرسال المرجعية. نؤكد هنا على استخدام مرسل ومستقبل غير موجهين، والمسافة الفاصلة بين المرسل والمستقبل *1m* وعلى ارتفاع *2m*، محسوبة بالنسبة لأبعاد المرسل والمستقبل، من أجل نبضة إرسال بعرض زمني *5ms* وتردد *2000Hz*، وذلك لضمان أن تتم عملية تحصيل الإشارة في مجال الحقل البعيد، ولتجنب تعدد المسارات، والاقتراب قدر الإمكان من البيئة عديمة الصدى.



الشكل (٣-١٨) المخطط التمثيلي للنظام العملي المستخدم للحصول على إشارة الإرسال المرجعية.

يتم أولا توليد نبضة الإرسال وهي عبارة عن عشرة أدوار من إشارة جيبية رياضية عند التردد f_0=*2000Hz* ومعدلة بغلاف مستطيل، عرضه (عرض نبضة الإرسال) *5ms*، يتم إرسال هذه النبضة في بيئة عديمة الصدى تقريباً، ويتم تحصيل الإشارة $x(t)$ التي تم استقبالها بشكل مباشر بواسطة الميكروفون.

ويبين الشكل (٣-١٩) الإشارة المولدة، والإشارة المرجعية التجريبية المرسلة وغلافها، هذا الغلاف المشتق من التجارب العملية (إشارة الاستقبال مزاحة إلى بداية محور الزمن)، والذي من المفترض أن يكون مماثلاً لشكل نبضة الصدى، يمكن استخدامه لتعديل إشارة جيبيه رياضية ترددها f_0، لتكون إشارة الإرسال المرجعية. ويلاحظ التقارب الكبير بين هذا الغلاف التجريبي، والغلاف الذي تم اعتماده في الدراسة النظرية والمحاكاة.

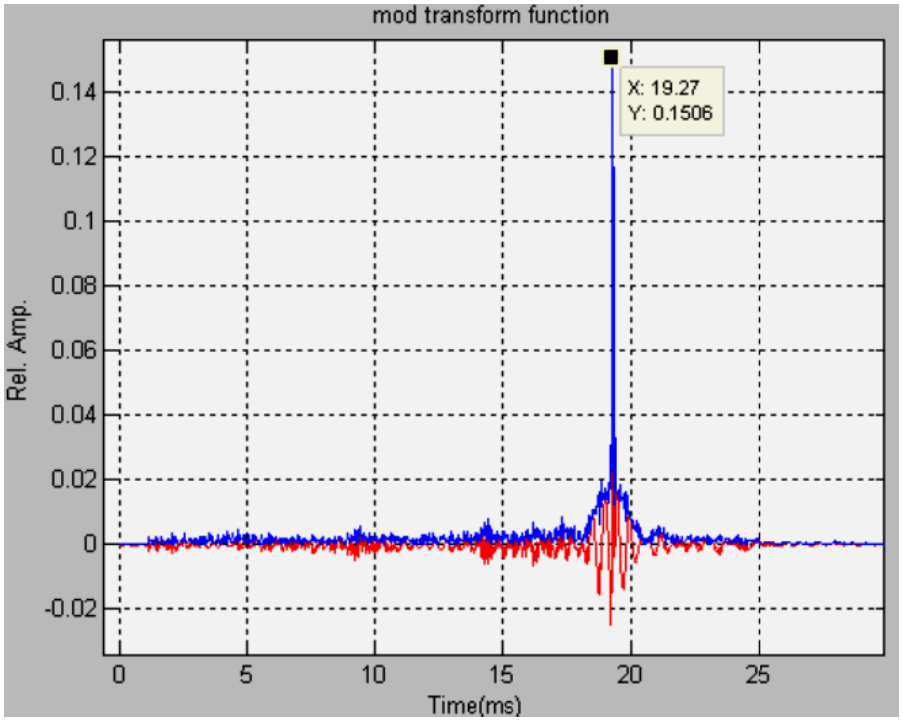


الشكل (٣-١٩) الإشارة الرياضية المولدة، والإشارة المرسلة المرجعية وغلافها.

إن هذا النموذج لكل من إشارة الإرسال وللأصداء المنعكسة يأخذ بالحسبان استجابة حساسي الإرسال والاستقبال، وعدد أدوار نبضة الإرسال، وخصائص وسط الانتشار.

٢.٣.٣ قياس بعد هدف وحيد Single Target Distance Measurement

في البداية يتم استخدام لوح واحد من الخشب كهدف، وبحيث يتوضع على مسافة حوالي $330cm$ من النظام الصوتي الموجه، وبتطبيق خوارزمية فصل الأصداء المتداخلة الواردة في الفقرة ٥.٥.٢ على الإشارة المستقبلة التي يتم تحصيلها، يتم الحصول على تابع التحويل المعدل $h_m(t)$ باللون الأحمر وقيمته المطلقة باللون الأزرق المبين في الشكل (٣-٢٠).



الشكل (٣-٢٠) تابع التحويل المعدل $h_m(t)$ لهدف وحيد.

من الشكل، نجد أن بعد الهدف هو:

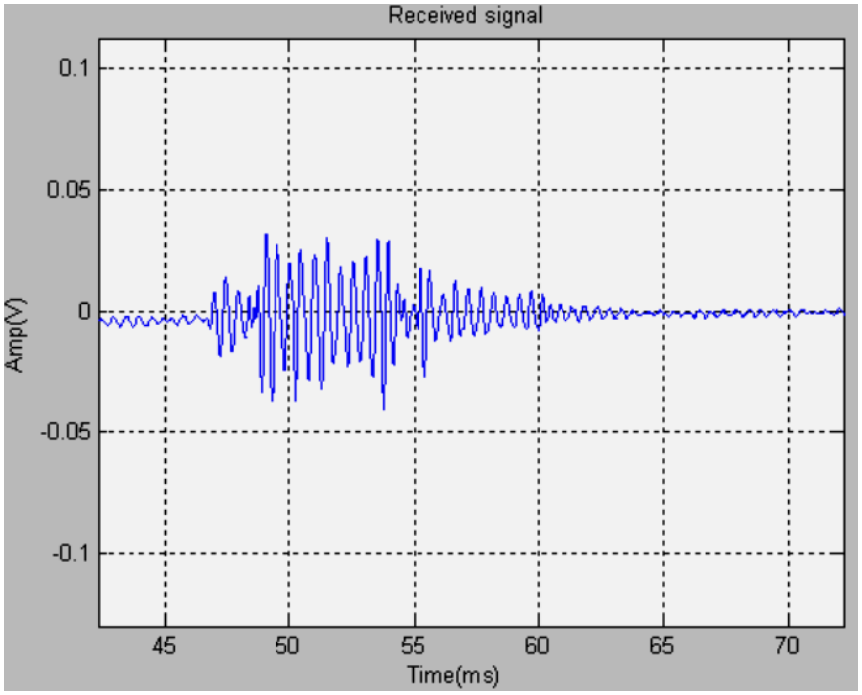
$$d = \frac{19.27m\,\mathrm{s} \times 340m/\mathrm{s}}{2} = 327.6cm$$

وهذه النتيجة قريبة جداً من القيمة الحقيقية المقاسة ($330cm$).

٣.٣.٣ قياس بعد هدف مزدوج

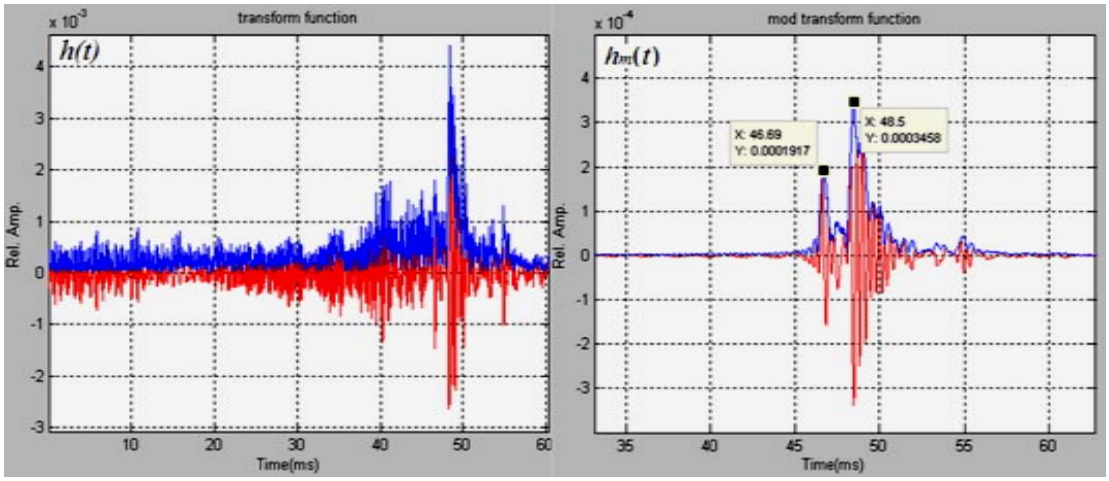
Double Target Distance Measurement

يتم استخدام لوحين من الخشب كهدف، والمسافة بينهما حوالي $30cm$، ويبعد اللوح الصغير الموضوع في الأمام حوالي $8m$، عن النظام الصوتي الموجه، ويبين الشكل (٣-٢١) الإشارة المستقبلة المنعكسة عن الهدف المزدوج.



الشكل (٣-٢١) الإشارة المستقبلة من هدف مزدوج على مسافة $8m$.

وبتطبيق خوارزمية فصل الأصداء المتداخلة الواردة في الفقرة ٥.٥.٢ على الإشارة المستقبلة، وباستخدام معامل تصحيح $\gamma=0.001$، يتم الحصول على تابع التحويل $h(t)$، وتابع التحويل المعدل $h_m(t)$ بتكرارية من المرتبة الثالثة كما هو مبين في الشكل (٣-٢٢).



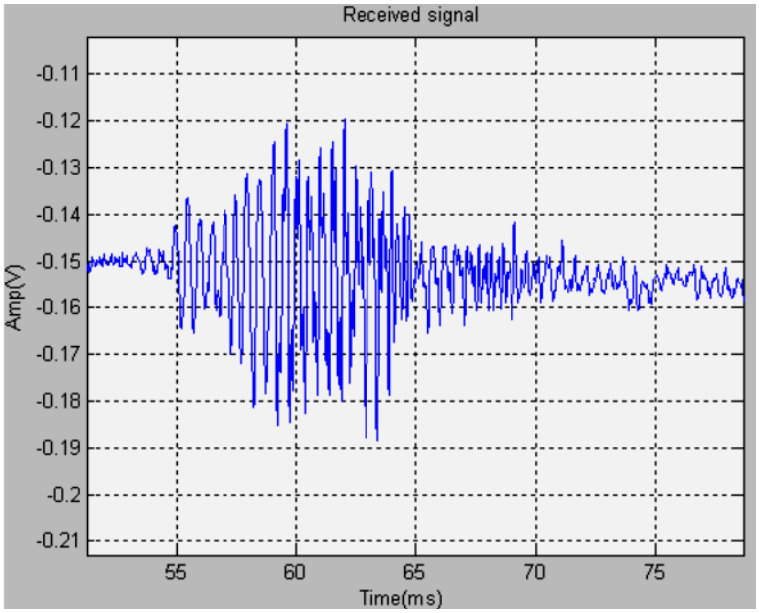
الشكل (٣-٢٢) تابع التحويل $h(t)$ وتابع التحويل المعدل $h_m(t)$ لهدف مزدوج على مسافة $8m$.

ومن الشكل، نجد أن بعد اللوح الأول هو: $d=\frac{46.69ms\times340m/s}{2}=7.94m$

والمسافة بين اللوحين: $d_{1,2}=\frac{(48.5-46.69)ms\times340m/s}{2}=30.77cm$، وهذه النتائج قريبة جداً من القيم الحقيقية المقاسة حيث بعد اللوح الأول $(8m)$، والمسافة بين اللوحين $(30cm)$.

٤.٣.٣ قياس بعد هدف ثلاثي Triple Target Distance Measurement

الهدف هو عبارة عن ثلاثة ألواح خشبية متدرجة الأبعاد، حيث اللوح الأصغر في الأمام والأكبر في الخلف، ويتوضع اللوح الأول على مسافة *9.25m* من النظام الصوتي، والمسافة الفاصلة بين اللوح الأول والثاني حوالي *45cm*، وبين اللوح الثاني والثالث حوالي *80cm*. ويبين الشكل (٣-٢٣) الإشارة المستقبلة المنعكسة عن الهدف الثلاثي.



الشكل (٣-٢٣) الإشارة المستقبلة من هدف ثلاثي على مسافة *9.25m*.

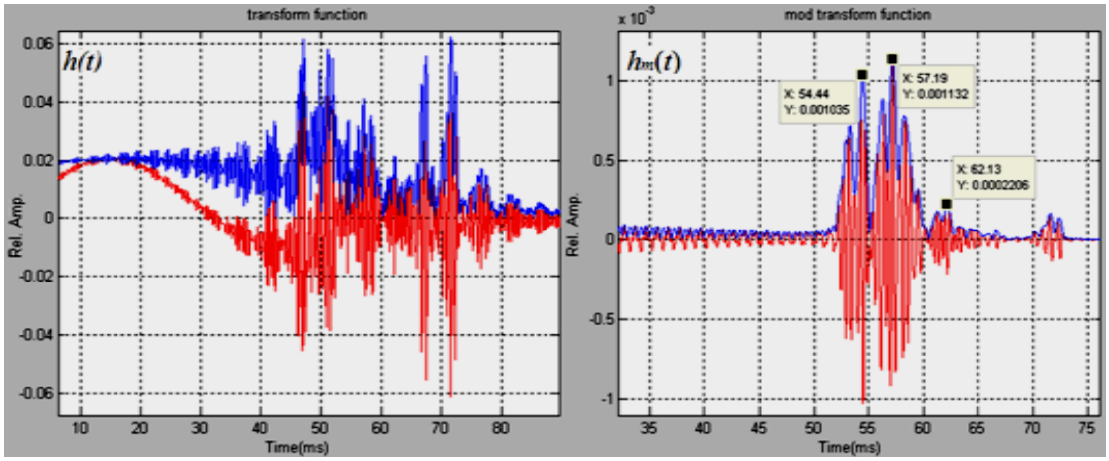
وبتطبيق خوارزمية فصل الأصداء المتداخلة على الإشارة المستقبلة، وباستخدام معامل تصحيح $\gamma = 0.001$، يتم الحصول على تابع التحويل *h(t)*، وتابع التحويل المعدل $h_m(t)$ بتكرارية من المرتبة الثالثة كما هو مبين في الشكل (٣-٢٤).

من الشكل، نجد أن بعد اللوح الأول هو: $d = \frac{54.44ms \times 340m/s}{2} = 9.255m$

والمسافة بين اللوحين الأول والثاني: $d_{1,2} = \frac{(57.19-54.44)ms \times 340m/s}{2} = 46.75cm$

والمسافة بين اللوحين الثاني والثالث: $d_{2,3} = \frac{(62.13-57.19)ms \times 340m/s}{2} = 83.98cm$

هذه النتائج قريبة جداً من القيم الحقيقية المقاسة، حيث بعد اللوح الأول *(9.25m)*، والمسافة بين اللوحين الأول والثاني *(45cm)*، وبين الثاني والثالث *(80cm)*.



الشكل (٣-٢٤) تابع التحويل $h(t)$ وتابع التحويل المعدل $hm(t)$ لهدف ثلاثي على مسافة $9.25m$.

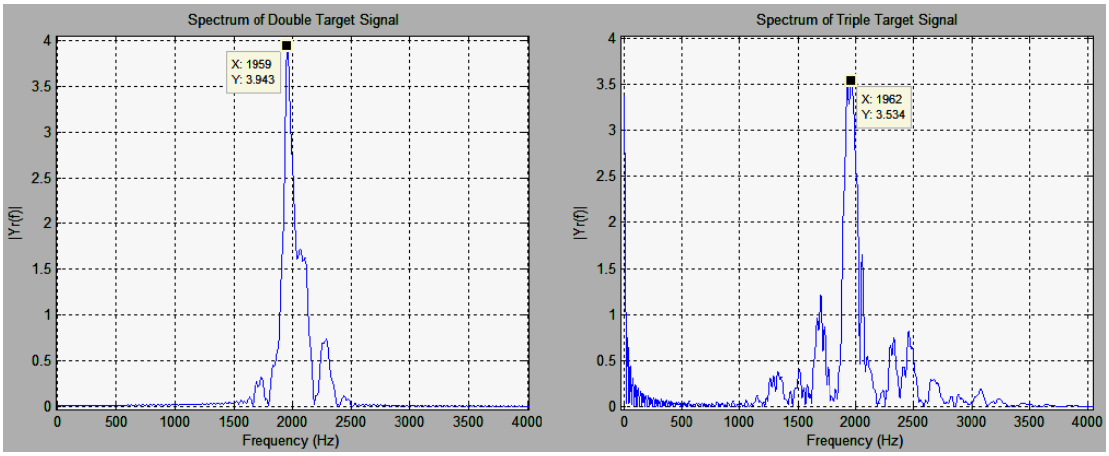
٤.٣ قياس سرعة هدف Target Velocity Measurement

يتم قياس سرعة الهدف باتجاه الإرسال لحزمة الإشعاع باستخدام العلاقة (2-35)، ويتم حساب التردد الوسطي لطيف الاستطاعة f_{mean} اعتماداً على نظرية العزوم حسب العلاقة (2-34)، وباستخدام طريقة توازن الاستطاعة الواردة في الفقرة ٢.٦.٢.

١.٤.٣ قياس سرعة هدف ثابت

Immobile Target Velocity Measurement

إن القياس العملي لانزياح دوبلر الترددي انطلاقاً من طيف الإشارة المستقبلة، هو أمر بسيط عندما تكون نسبة الإشارة إلى الضجيج مقبولة، ولا يوجد تداخل للأصداء المنعكسة، وتبدأ المشاكل بالظهور عند انخفاض نسبة الإشارة إلى الضجيج أو حدوث تداخل لأصداء المنعكسة. فمثلاً يبين الشكل (٣-٢٥) طيف الإشارة المستقبلة من هدف مزدوج المبينة في الشكل (٣-٢١)، وطيف الإشارة المستقبلة من هدف ثلاثي المبينة في الشكل (٣-٢٣).



الشكل (٣-٢٥) طيف إشارة هدف مزدوج ثابت وهدف ثلاثي ثابت.

نلاحظ من الشكل بأن طيف الإشارة في كلتا الحالتين يحتوي على تشوهات وخصائص غير منتظمة مقارنة مع طيف إشارة منعكسة عن هدف وحيد مع ضجيج منخفض.

يبين الشكل عدم الدقة في تحديد تردد الإشارة، إذا اعتبرنا تردد الإشارة المستقبلة هو عند القيمة العظمى للطيف، وبعد ذلك عن الواقع، حيث يتبين أن قيمة التردد عند ذروة الطيف هي $1959Hz$ بالنسبة للهدف المزدوج، و$1962Hz$ بالنسبة للهدف الثلاثي، مع أن الإشارتين تعودان لأهداف ثابتة.

بتطبيق طريقة العزم الطيفي واستخدام توازن الاستطاعة على طيف إشارة الهدف المزدوج، نحصل قيمة التردد الوسطي $f_{mean}=1997.6Hz$.

وبتكرار تطبيق الطريقة على طيف إشارة الهدف الثلاثي، نحصل قيمة التردد الوسطي $f_{mean}=1998.0Hz$.

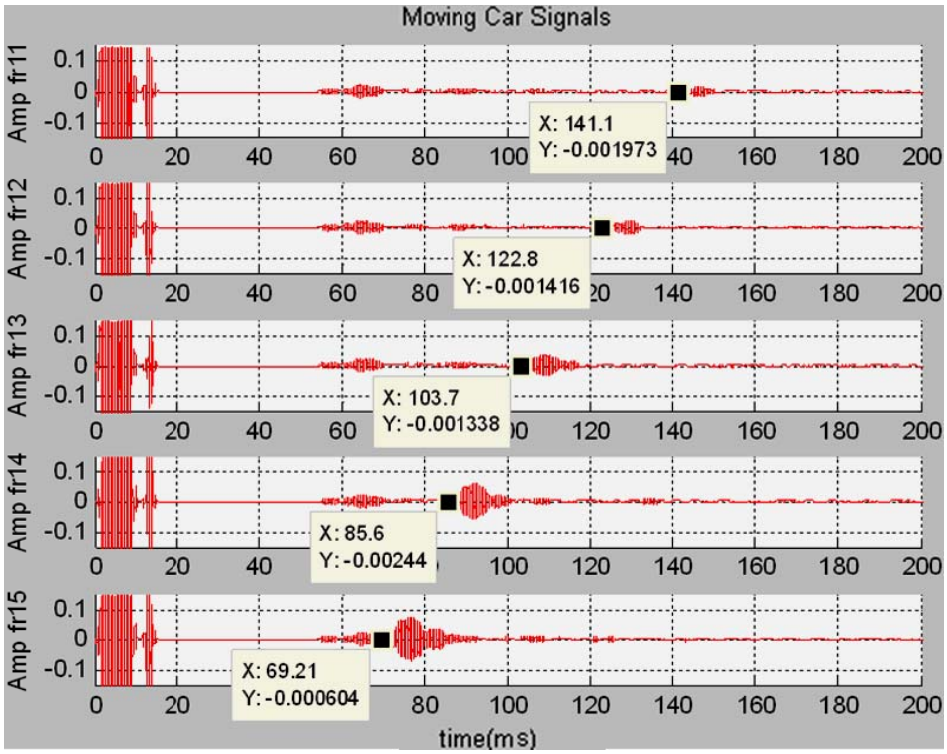
نستنتج من تطبيق هذه الطريقة لقياس سرعة هدف ثابت، أنها تعطي قيماً في حساب انزياح دوبلر الترددي من مرتبة $2.4Hz$ وهو ما يقابل سرعة بحدود $V=0.2m/s$، بالرغم من أن الإشارات المستقبلة محملة بالضجيج وتحتوي على أصداء متداخلة.

٢.٤.٣ قياس سرعة هدف متحرك

Moving Target Velocity Measurement

لاختبار طريقة حساب التردد الوسطي باستخدام توازن الاستطاعة على الإشارات المستقبلة المنعكسة عن هدف متحرك، تم إجراء تجربة في ملعب ترابي باستخدام سيارة، تسير بسرعة تقريبية حوالي ($10km/h = 2.8m/s$)، وبالاتجاهين (مقتربة ومبتعدة). تم إرسال نبضات الإرسال بدور تكراري قدره $1s$، وتم تحصيل الإشارة المستقبلة في إطارات زمنية متعاقبة ومتزامنة مع

إشارة الإرسال، ويبين الشكل (٣-٢٦) الإشارة المستقبلة لخمس إطارات (fr11-fr15) زمنية متعاقبة في حالة السيارة مقتربة.



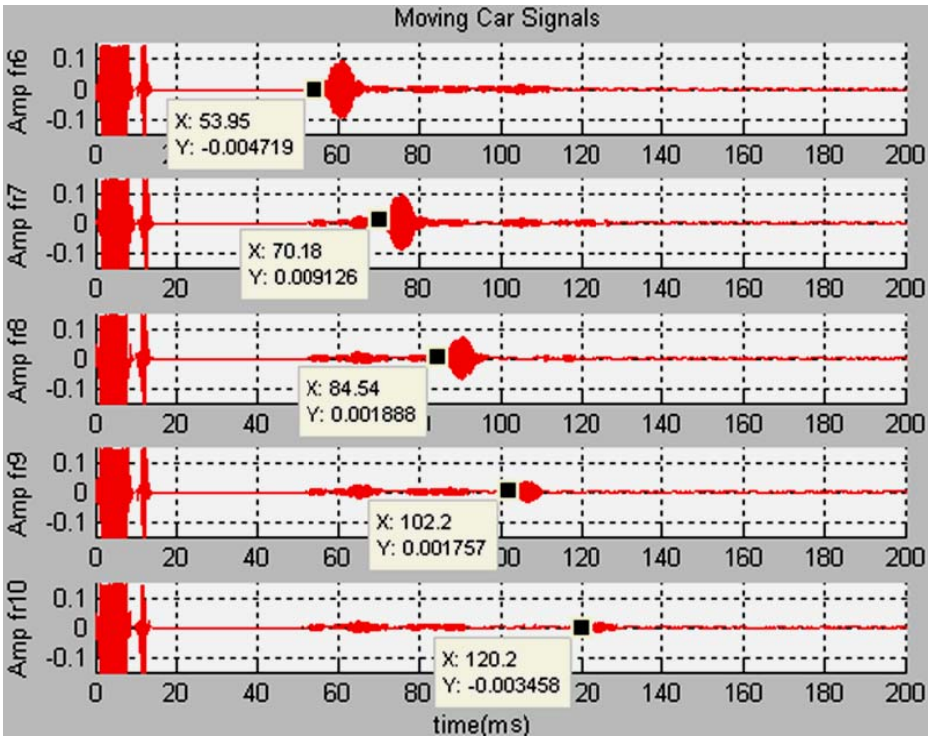
الشكل (٣-٢٦) الإشارة المستقبلة لخمس إطارات زمنية متعاقبة لسيارة مقتربة.

تم قياس زمن وصول الإشارة المنعكسة عن السيارة والتردد الوسطي لها في كل إطار زمني، وحساب بعد السيارة، وسرعتها، وذلك بطريقتين مختلفين. في الطريقة الأولى تم حساب السرعة الوسطية بين إطارين متعاقبين بالطريقة الزمنية التقليدية V_t، وذلك اعتماداً على بعد السيارة في كل من الإطارين، والفاصل الزمني بينهما $1s$، وفي الطريقة الثانية تم حساب السرعة اللحظية بالطريقة الترددية V_f، وذلك اعتماداً على انزياح دوبلر الترددي، وذلك بعد حساب التردد الوسطي للإشارة المنعكسة عن السيارة بطريقة العزم الطيفي واستخدام توازن الاستطاعة. يبين الجدول (٣-٨) نتائج حساب بعد السيارة والسرعة محسوبة بالطريقتين المذكورتين.

الجدول (٣-٧) بعد وسرعة سيارة مقتربة.

Time(ms)	Distance(m)	V_t (m/s)	f_{mean}(Hz)	V_f (m/s)
141.1	23.99		2032.6	-2.77
122.8	20.88	3.11	2038.7	-3.29
103.7	17.63	3.25	2041.8	-3.55
85.6	14.55	3.08	2030.4	-2.58
69.2	11.76	2.79	2031.1	-2.64

تم تكرار التجربة السابقة، ولكن في حالة السيارة مبتعدة، ويبين الشكل (٣-٢٩) الإشارة المستقبلة لخمس إطارات (fr6-fr10) زمنية متعاقبة.



الشكل (٣-٢٧) الإشارة المستقبلة لخمس إطارات زمنية متعاقبة لسيارة مبتعدة.

تم تكرار الإجراءات السابقة من قياس زمن وصول الإشارة المنعكسة عن السيارة والتردد الوسطي لها في كل إطار زمني، وحساب بعد السيارة، وسرعتها بالطريقتين الزمنية والترددية، وذلك بالنسبة للسيارة المبتعدة وتنظيم الجدول (٣-٩).

الجدول (٣-٨) بعد وسرعة سيارة مبتعدة.

Time(ms)	Distance(m)	V_t (m/s)	f_{mean}(Hz)	V_f (m/s)
53.95	9.17		1970.7	+2.49
70.18	11.93	2.76	1965.1	+2.97
84.54	14.37	2.44	1964.4	+3.03
102.2	17.36	2.99	1965.2	+2.96
120.2	20.43	3.07	1963.3	+3.12

يلاحظ من خلال قراءة الجدول (٣-٨) والجدول (٣-٩)، مدى تقارب نتائج السرعة المحسوبة بالطريقتين الزمنية والترددية وقرب كل منها من قيمة السرعة الحقيقية، مع التنويه إلى أن الإشارة السالبة تدل على أن الهدف مقترب والإشارة الموجبة تدل على أن الهدف مبتعد.

٣.٤.٣ قياس سرعة الريح Wind Velocity Measurement

نظراً لصعوبة إجراء تجارب عملية على الأهداف الجوية (الأجزاء الهوائية المضطربة)، بسبب عدم وجود المرجعيات لمقارنة نتائج القياسات العملية بها من جهة، وصعوبة إجراء هذه التجارب من حيث وجود البيئة المناسبة لإجرائها، وعدم توفر الأدوات اللازمة لذلك، لذا فقد تم إجراء التجارب العملية على كتلة هوائية متحركة تم توليدها باستخدام مدفع الريح wind gun.

تم إجراء تجربة قياس سرعة الريح في صالة مغلقة وفارغة لكرة السلة، للاقتراب ما أمكن من حالة البيئة عديمة الصدى.

تم في البداية توصيف حقل الرياح الذي ينتجه مدفع الريح، باستخدام مقياس سرعة ريح ميكانيكي، تمت معايرته في النفق الهوائي.

تم وضع مدفع الريح بشكل يكون فيه شعاع سرعة الريح الناتج موازياً لسطح الأرض، وبحيث يكون ارتفاع فوهته عن سطح الأرض حوالي 1.5m، كما هو مبين في الشكل (٣-٢٨).



الشكل (٣-٢٨) توصيف حقل الرياح الذي ينتجه مدفع الريح، باستخدام مقياس ميكانيكي لسرعة الريح.

تم تشغيل مدفع الريح، وإجراء قياس لسرعة الريح في عدة نقاط أمام المدفع، تقع على محور فوهة المدفع وأعلى المحور وأسفله، وإلى يمين المحور ويساره، وعلى مسافات متعددة من الفوهة، وتم تسجيل قيم سرعة الريح في هذه النقاط المختلفة كما هو مبين في الجدول(٣-١٠).

الجدول (٣-٩) قيم سرعة الريح بالـ m/s لمدفع الريح في نقاط متعددة.

Distance m	on axis	Above 10cm	Below 10cm	Left 25cm	Right 25cm	Left 50cm	Right 50cm
1	13	8	8	0	0	0	0
2	7	6	6	3	2.5	0	0
3	4.5	4	4	2	2	0	0
4	2.5	2.5	2.2	1.5	1.5	<1	<1
5	1.5	1.5	1.5	1.5	1	<1	<1

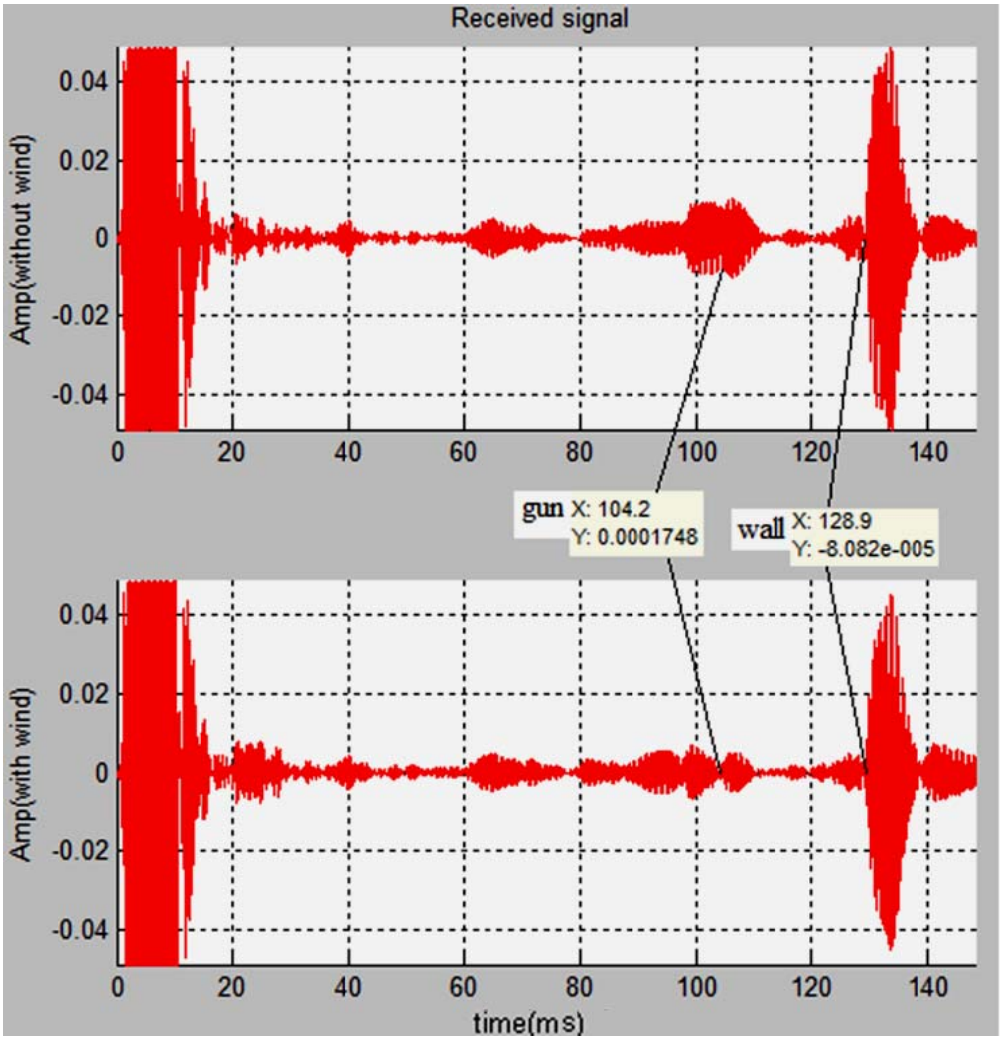
يلاحظ من الجدول العرض الضيق لحقل الريح الذي ينتجه المدفع، والتخامد السريع لسرعة الريح كلما ابتعدنا عن فوهة المدفع.

تم بعدها إزاحة مقياس سرعة الريح من أمام المدفع، واستخدام النظام الصوتي الموجه، وتوجيهه باتجاه مدفع الريح، من مسافة حوالي $17.75m$ عن المدفع، وحوالي $22m$ عن الحائط الذي خلف المدفع، حيث المسافة بين فوهة المدفع والحائط حوالي 4.25m، وهو يعتبر بمثابة المرجع للقياسات التي يتم إجراؤها، وذلك كما هو مبين في الشكل (٣-٢٩).



الشكل (٣-٢٩) قياس سرعة الريح الناتجة من مدفع الريح.

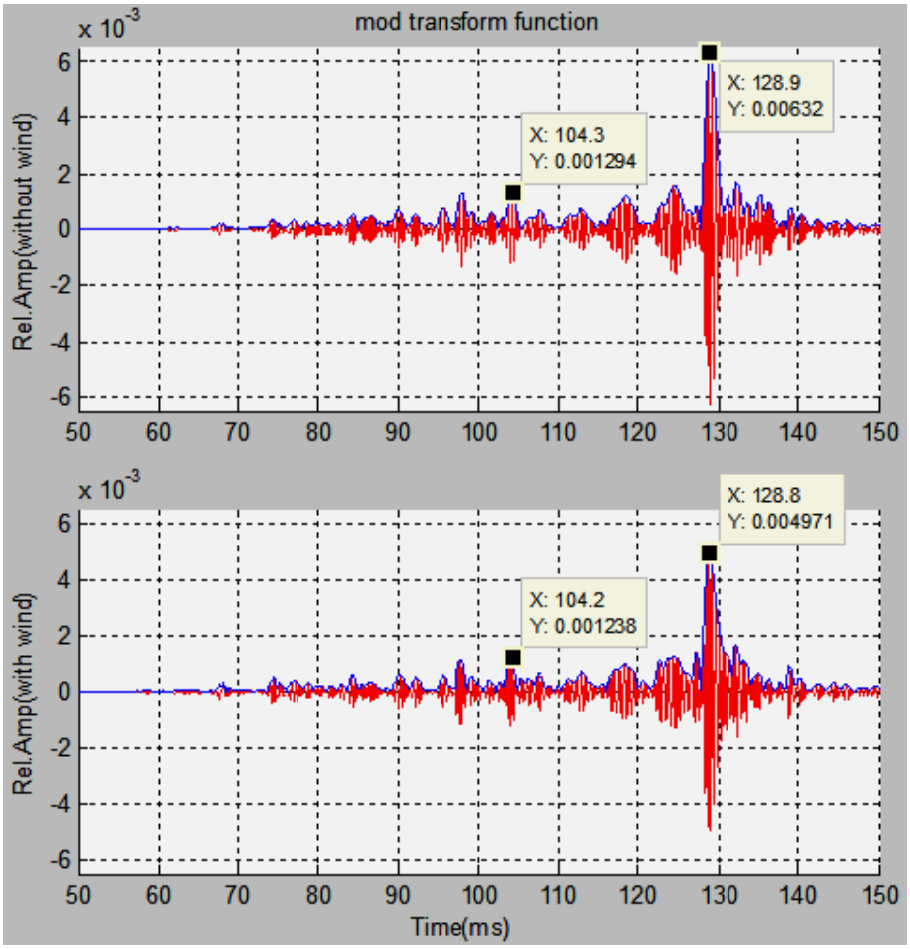
تم تكرار التجربة مرتين، في التجربة الأولى لم يتم تشغيل مدفع الريح، وتم بعدها تشغيل المدفع، وتم تحصيل الإشارة المستقبلة في المرتين كما هو مبين في الشكل (٣-٣٠).



الشكل (٣-٣٠) الإشارة المستقبلة في حالة عدم وجود الريح وفي حالة وجود الريح.

نلاحظ أولاً الإشارة المنعكسة عن الحائط عند اللحظة $128.9ms$، أما عند اللحظة $104.2ms$، فهي بداية الإشارة المنعكسة عن فوهة المدفع، وذلك في كلتا الحالتين. كما نلاحظ الفرق بين هاتين الإشارتين بين اللحظتين $80ms$ و $104.2ms$ تقريباً، والناجم حتماً عن وجود الريح. فالأصداء الموجودة في الشكل العائد للإشارة المستقبلة في حالة عدم وجود الريح هي أصداء ناجمة عن تعدد المسارات للأصداء المنعكسة عن هدف ثابت وهو الأرض. أما الأصداء الموجودة في الشكل العائد للإشارة المستقبلة في حالة وجود الريح فهي إشارات متراكبة للأصداء المنعكسة عن الأرض مع الإشارة المنتشرة عكسياً بسبب وجود حقل الريح.

بتطبيق خوارزمية فصل الأصداء، مع معامل تصحيح $\gamma = 0.06$، وبتكرارية من المرتبة الثانية يتم الحصول على تابع التحويل المعدل $h_m(t)$ للحالتين السابقتين كما هو مبين في الشكل(٣-٣١).



الشكل (٣-٣١) تابع التحويل المعدل في حالة عدم وجود الريح وفي حالة وجود الريح.

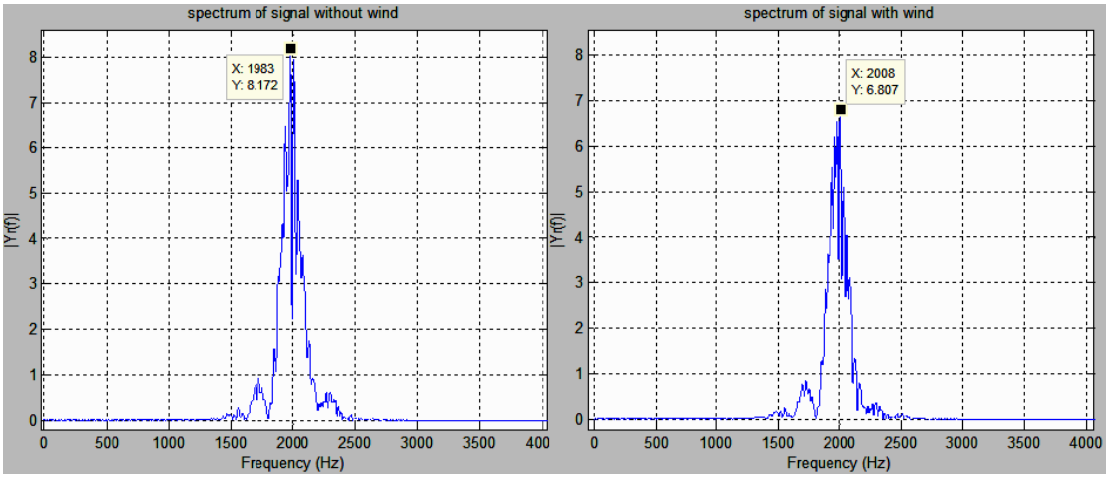
من الشكل (٣-٣١)، نستنتج أن بعد الحائط هو: $d_{wall} = \frac{128.9ms \times 340m/s}{2} = 21.91m$

وبعد مدفع الريح هو: $d_{gun} = \frac{104.3ms \times 340m/s}{2} = 17.73m$

النتائج السابقة قريبة جداً من القيم الحقيقية المقاسة حيث بعد الحائط $(22m)$، وبعد المدفع $(17.75m)$.

يتم حساب التردد الوسطي لطيف الاستطاعة f_{mean} اعتماداً على نظرية العزوم، وباستخدام طريقة توازن الاستطاعة، لطيف إشارة الاستقبال في الحالتين السابقتين، على المجال الزمني الذي يسبق الموقع الزمني لإشارة المدفع وبعرض زمني $25ms$، وهو مايقابل مسافة $4.25m$ أمام فتحة المدفع.

ويبين الشكل (٣-٣٢) طيف الإشارة المستقبلة في حالة عدم وجود الريح وفي حالة وجود الريح.



الشكل (٣-٣٢) طيف الإشارة المستقبلة في حالة عدم وجود الريح وفي حالة وجود الريح.

بتطبيق الطريقة على طيف الإشارة في حالة عدم وجود الريح، نحصل على قيمة التردد الوسطي $f_{mean}=1998.6Hz$.

إن هذه النتيجة جيدة ودقيقة، وتتوافق مع كون الإشارات الموجودة ضمن هذا المجال الزمني هي أصداء منعكسة عن أهداف ثابتة (لا يوجد ريح).

بتطبيق الطريقة على طيف الإشارة في حالة وجود الريح، نحصل على قيمة التردد الوسطي $f_{mean}=2041.6Hz$.

وهذه القيمة للتردد الوسطي تقابل سرعة ريح بحدود $V=3.46m/s$.

لمعرفة مدى قرب هذه السرعة من تلك التي يعطيها مقياس الريح ضمن هذا المجال، تم بشكل رياضي بسيط توسيط حقل الريح المبين في الجدول (٣-١٠)، وذلك بعد تشكيل شعاع الريح عند كل نقطة قياس، وحساب مسقطه على محور مبدؤه عند فوهة المدفع، وينطبق على محور المدفع، نجد أن قيمة متوسط سرعة حتى مسافة $4.25m$ أمام فوهة المدفع هي $3.6m/s$.

نلاحظ مدى التقارب بين هذه القيمة، والقيمة التجريبية التي وجدناها باستخدام السودار، والفرق بين القيمتين ناتج عن تدرج حقل الريح.

إن تجربة إرسال نبضة صوتية في الجو باتجاه الأعلى والتقاط الأشعة المنتشرة، هي حتماً أقل صعوبة من هذه التجربة، وذلك بسبب عدم وجود أصداء منعكسة عن أهداف ثابتة، ولكن لتحقيق ذلك بصورة جيدة، يجب استخدام مقاييس ريح ميكانيكية، وتثبيتها على أبراج عالية وبارتفاعات مختلفة، وإجراء قياس الريح بالطريقتين معاً للتأكد من صحة المعطيات على ارتفاع معين.

الخلاصة

Conclusion

تم من خلال هذا العمل بناء نظام صوتي موجه باستخدام عاكس قطعي مكافئ ذي فتحة إهليلجية، وتم توصيف العاكس بإيجاد معادلة فتحته واتجاه إشعاعه، والحصول تجريبياً على المخطط الإشعاعي له، والحصول على علاقة الربح بالتردد في مجال الأمواج الصوتية بشكل تجريبي.

كما تم إيجاد طريقة جديدة لفصل الأصداء الصوتية المتداخلة، باستخدام تقنية التمييزية العالية، مما يوفر فرصة لزيادة العرض الزمني لنبضة الإرسال، وهذا ينعكس على زيادة الاستطاعة المستقبلة، إضافة إلى زيادة القدرة على تحديد الانزياح الترددي في طيف الإشارة المستقبلة، وبدون الإساءة إلى تمييزية المدى، بل وتحسينها بفضل القدرة على فصل الأصداء المتداخلة.

لقد تم أيضاً حساب التردد الوسطي للإشارات المستقبلة ذات النسبة المنخفضة للإشارة على الضجيج، أو الإشارات المتداخلة، وذلك باستخدام العزم الطيفي من المرتبة الأولى.

في النهاية تم تطبيق طريقة فصل الأصداء المتداخلة، وطريقة العزم الطيفي من المرتبة الأولى عملياً، على كتلة هوائية متحركة ناتجة عن مدفع الريح، وتم قياس سرعتها وموقعها.

المقترحات والتوصيات

Future recommendation

استكمال بناء منظومة السودار أحادي الوضعية ثلاثي المحاور، باستخدام ثلاثة أنظمة صوتية موجهة بزوايا مختلفة ومعروفة باتجاه الأعلى، وإجراء تجارب ميدانية في بيئة عملية مناسبة مع توفير كل الأدوات اللازمة لذلك، وخصوصاً وسائل القياس المرجعية التي تتم المقارنة معها، مثل مقاييس الريح الموضعية التي يتم تثبيتها على أبراج عالية وعلى ارتفاعات مختلفة.

References المراجع

[1] Antoniou, Ioannis, Hans Ejsing Jørgensen, and S. Bradley. *On the theory of SODAR measurement techniques*. 2003.

[2] Martinsson, Jesper, Fredrik Hägglund, and Johan E. Carlson. "Complete post-separation of overlapping ultrasonic signals by combining hard and soft modeling." *Ultrasonics* 48.5 (2008): 427-443.

[3] Cowell, David MJ, and Steven Freear. "Separation of overlapping linear frequency modulated (LFM) signals using the fractional Fourier transform." *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control* 57.10 (2010).

[4] Lu, Yufeng, et al. "Fractional fourier transform for ultrasonic chirplet signal decomposition." *Advances in Acoustics and Vibration* 2012 (2012).

[5] Sarabia, Esther G., et al. "Accurate estimation of airborne ultrasonic time-of-flight for overlapping echoes." *Sensors* 13.11 (2013): 15465-15488.

[6] Tian, Kun, Jin Li, and Xiaobo Yang. "Separation algorithm of vital sign signal in complex environments based on time-frequency filtering." *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2016.1 (2016): 90.

[7] Garratt, John Roy. "The atmospheric boundary layer." *Earth-Science Reviews* 37.1-2 (1994): 89-134.

[8] Krasnenko, N. P. "Role and place of acoustic sounding in atmospheric research." *XIX Session of the Russian Acoustical Society* (2007): 327-332.

[9] Bradley, Stuart. *Atmospheric acoustic remote sensing: principles and applications*. CRC Press, 2007.

[10] Lang, Steven, and Eamon McKeogh. "LIDAR and SODAR measurements of wind speed and direction in upland terrain for wind energy purposes." *Remote Sensing* 3.9 (2011): 1871-1901.

[11] Kallistratova, M. A. "THE PLACE OF ACOUSTIC METHODS IN MODERN ATMOSPHERIC RESEARCH".

[12] Ito, Yoshiki, Shigeru MURABAYASHI, and Yasushi MITSUTA. "Development of a Sodar for the study of planetary boundary layer." (1985).

[13] Crescenti, Gennaro H. "A look back on two decades of Doppler sodar comparison studies." *Bulletin of the American Meteorological society* 78.4 (1997): 651-673.

[14] Bonner, Colin S., et al. "Snodar: An acoustic radar for atmospheric turbulence profiling with 1m resolution." *Acoustics Australia* 37.2 (2009): 47-51.

[15] Wenmaekers, Remy H., et al. "Air Absorption Error in Room Acoustical Modeling." *Journal of the Acoustical Society of America* 123.5 (2008): 3355-3355.

[16] Lamancusa J.S.: Outdoor Sound Propagation. Noise control –chapter 10, Penn State, 2009.

[17] Öhlund, Olof. *Wind Turbine Sound Propagation in the Atmospheric Boundary Layer*. Diss. Geotryckeriet, 2014.

[18] Ogunsote, Olu Ola. "Propagation of sound." *Its travel path, travel mediums and behavior in the mediums* (2007).

[19] Βίτσας, Παναγιώτης. *Numerical investigation of air vehicle noise propagation effects*. Diss. 2012.

[20] Mahdi, Zahraa S., and Kais Al-Jumaily. "Atmospheric effects on sound waves propagation." *Iraqi J. Sci* 53.689-692 (2012).

[21] Piper, B. J. *SODAR comparison methods for compatible wind speed estimation*. Diss. The University of Salford, 2011.

[22] N. P. Krasnenko, A. N. Kudryavtsev, D. S. Rakov, 2006, "Directed Microphone For Long Range Acoustic Communication In The Atmosphere", XVIII Session of the Russian Acoustical Society, Pages: 350 -352.

[23] Zhixin Chen, Robert C. Maher, "Parabolic Dish Microphone System", *Montana State University*, 2005.

[24] Morgan, George S. "2012 Physics High School Student Competition Measuring the gain of an acoustic telescope." *UNSW/AIP*: 11.

[25] Zohair Mohammed Elhassan Hussein, Abdelrasoul gabbarkizar elzibaidi. "Design and implementation of a controlled gain parabolic antenna", *IOSR Journal of Engineering (IOSRJEN)***,** ISSN (e): 2250-3021, ISSN (p): 2278-8719, Vol. 04, Issue 11 (2014).

[26] Kirti Chaurasiya, Satish Kumar, "Design and Analysis of Parabolic Reflector Using MATLAB", India, International Journal of Advanced Research in Electrical, ISSN (Online): 2278 – 8875, Pages: 1367-1373 (2015).

[27] Akshay Behl, Akash Bhatia, Avril Puri. "Parabolic Antennas And Its Applications", *INTERNATONAL JOURNAL OF INNOVATIVE RESEARCH IN TECHNOLOGY (IJIRT),*ISSN : 2349-6002, Vol. 1, Issue 6 (2014).

[28] Stutzman, Warren L., and Gary A. Thiele. *Antenna theory and design*. John Wiley & Sons, 2012.

[29] Telagarapu, Prabhakar, et al. "Design and Analysis of Parabolic Reflector with High Gain Pencil Beam and Low side lobes by Varying feed." *International Journal of Advanced Networking and Applications* 3.2 (2011): 1105.

[30] Warren L. Stutzman and Gary A. Thiele, *Antenna Theory and Design,* Third Edition (2013), John Wiley & Sons.

[31] جهاد العودةالله، فريز عبود، مازن خوري، "تصميم وتوصيف طبق صوتي عاكس على شكل قطع مكافئ"، مجلة جامعة البعث، المجلد39-العدد3-الصفحة-112017-34.

[32]Anderson, Harry R. (2003). *Fixed broad band wireless system design*. USA: John Wiley & Sons. pp. 206–207. ISBN 0-470-84438-8.

[33] جهاد العودةالله، فريز عبود، مازن خوري، "دراسة وتوصيف الربح الصوتي لعاكس على شكل قطع مكافئ"، مجلة جامعة البعث، المجلد39-2017.

[34] Minoli, Daniel. *Satellite systems engineering in an IPv6 environment*. CRC Press, 2009.

[35] Clive Alabaster, "Pulse Doppler Radar: Principles, Technology, Application", SciTech Publishing, First Edition, pp.156-213, 2012.

[36] Ramya, S., X. Susan Christina, and S. Maheswari. "ESTIMATION OF SIGNAL PARAMETERS FOR MULTIPLE TARGET LOCALIZATION." *ICTACT Journal on Communication Technology* 5.4 (2014).

[37] Reinhold, Kathrin. "Comparison of frequency estimation methods for reflected signals in mobile platforms." *World Acad. Sci. Eng. Technol* 57 (2009): 147-150.

[38] R.C. Gonzalez and R.E. Woods–*Digital Image Processing. Third Edition* –Prentice Hall, 2008. ISBN9780131687288.

[39] Al-Oudatallah, Jihad, et al. "Overlapping Signal Separation Method Using Super Resolution Technique Based on Experimental Echo Shape." *Advances in Acoustics and Vibration* 2017 (2017).

[40] Gerchberg, R. W. "Super-resolution through error energy reduction." *Journal of Modern Optics* 21.9 (1974): 709-720.

[41] Fortuna, J. "Numerical analysis of sodar echo signals." *Archives of Acoustics* 20.4 (2014): 303-309.

[42] Vogel, Fredrik, Sverre Holm, and Ole Christian Lingjærde. "Spectral moments and time domain representation of photoacoustic signals used for detection of crude oil in produced water." *Proc. Nordic Symp. on Physical Acoustics, Ustaoset, Norway*. 2001.

Abstract

Studying the behavior of the Atmospheric Boundary Layer, especially the wind velocity and direction, is important, and is needed in many civilian and military applications. Many technologies are used to measure the wind velocity and direction as a function of height in this layer. The system known as SODAR is a system that relies on acoustic means to achieve this measurement, where an acoustic pulse is transmitted in the air upwards, and when this pulse encounters turbulent air parts that are not homogeneous with their surroundings, a portion of the acoustic pulse energy is scattered randomly in all directions. By detecting the scattered acoustic signal, range and velocity of these turbulent air parts can be measuredat this altitude.

Range resolution, the minimum distance between two targets that SODAR can separate and recognize them, is related to the time width of transmitted pulse. This resolution becomes worse as the time width of transmitted pulse increases, but increasing the time width is necessary, as this causes a decrease in the pulse bandwidth, making it easier to determine the Doppler frequency shift, as well as increasing the received power.

Our contribution through this research is to find a new method for separating acoustic echoes, enabling us to increase the time width of transmitted pulse as much as possible to get the advantages of increasing the received power, increasing the ability to determine the frequency shift, and increasing the range resolution resulting from our ability to separate the overlapping echoes.

The method is based on the use of Weiner filter and super resolution technique. It is tested under MATLAB, and the simulation results are very good.

The method is tested experimentally; and results are satisfactorily close to real values.

Velocity is determined by the Doppler frequency shift of the received scattered signal from the turbulent air parts, by calculating the mean frequency of the spectrum of received signal.

Damascus University
Faculty of Mechanical & Electrical Engineering
Department of Electronics and Communications



Design and Implementation of an Apparatus for Remote Probing of Atmospheric Boundary Layers using Acoustic Technology

Research prepared to obtain a doctorate degree of
Applied Electronics Engineering

By

Student Jihad Al-Oudatallah

Supervised by

Dr.Fariz Abboud
Dr.Mazen Khoury

Academic Year
2017-2018