



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE FINAL DE CARRERA

ANÀLISI SAR PER MISSIONS DE RESCAT UTILITZANT VEHICLES AERIS NO TRIPULATS

(SAR RESCUE MISSIONS ANALYSIS USING
UNMANNED AERIAL VEHICLES)

Autor: Francisco Javier Gallego Jiménez

Director: Antoni Broquetas Ibars

Enginyeria de Telecomunicació

Octubre 2016

Índex general

Índex general.....	i
Índex de figures.....	iii
Índex de taules.....	vi
Agraïments.....	viii
Resum del Projecte.....	ix
Resumen del Proyecto.....	x
Abstract.....	xi
1 Introducció.....	2
1.1 Motivació.....	2
1.2 Estructura de la memòria.....	3
2 Principis del Radar.....	4
2.1 Radar.....	4
2.2 Radar FMCW.....	7
3 Aspectes de l'obertura sintètica.....	12
3.1 Radar d'obertura sintètica SAR.....	12
3.2 Resolució SAR.....	16
3.3 Fonaments de l'equació radar.....	18
3.3.1 Equació radar.....	18
3.3.2 Secció Recta Radar (RCS).....	20
3.3.3 SNR en Radar.....	21
3.3.4 NESZ.....	22
4 Característiques de la neu a freqüències de microones.....	23
4.1 Propietats dels allaus.....	23
4.1.1 Relació amb la penetració del radar.....	24
4.2 Bandes disponibles. Regulació.....	25
4.3 Comportament <i>backscatter</i> de la neu.....	26
5 Anàlisi del sistema radar.....	33
5.1 Introducció al sistema radar actual.....	33

5.2	Anàlisi del transmissor.....	37
5.2.1	Ample de banda	38
5.2.2	Paràmetres de l'antena	40
5.2.3	Plataforma mòbil	41
5.2.4	Paràmetres d'emissió.....	43
5.2.5	Calibratge del <i>drone</i>	47
5.3	Anàlisi del receptor.....	53
5.3.1	Ample de banda del receptor	54
5.3.2	Soroll tèrmic	57
5.3.3	Resolució ADC.....	59
6	Simulació.....	61
6.1	Simulació de la potència rebuda per objectes puntuals	62
6.2	Sensibilitat NESZ del sistema.....	66
6.2.1	Validació de la sensibilitat NESZ.....	68
6.2.2	Resultats de la simulació.....	75
6.3	Relació senyal soroll	79
6.4	Simulació del radar.....	82
6.4.1	Escenari sense cap persona atrapada sota la neu	84
6.4.2	Escenari amb una persona atrapada sota la neu	86
6.4.3	Simulació de la imatge	88
7	Conclusions i futures línies de treball	90
7.1	Conclusions.....	90
7.2	Futures línies de treball	91
8	Apèndix	92
A.	Disseny del calibrador	92
9	Referències	97

Índex de figures

Figura 2.1: Concepte d'un radar	4
Figura 2.2: Diagrama de blocs d'un sistema radar bàsic.....	4
Figura 2.3: Esquema d'un radar biestàtic.....	5
Figura 2.4: Esquema d'un radar monoestàtic	6
Figura 2.5: Diferenciació del radar.....	6
Figura 2.6: Modulacions lineals amb dent de serra.....	8
Figura 2.7: Modulació lineal amb forma triangular	8
Figura 2.8: Comportament en funció del temps del senyal transmès i rebut d'un sistema radar FMCW [3]	9
Figura 2.9: Resposta freqüencial $S_b(f)$ per un objecte	10
Figura 2.10: Diagrama de blocs d'un FMCW radar	10
Figura 3.1: Geometria de l'escena del radar	12
Figura 3.2: <i>Range Resolution</i> en el SAR	13
Figura 3.3: Concepte de SAR.....	14
Figura 3.4: Longitud de l'obertura sintètica en SAR	15
Figura 3.5: Resolució limitada pel feix de l'antena	16
Figura 3.6: Resolució limitada per la longitud de l'obertura sintètica.....	17
Figura 3.7: Dispersió segons la rugositat del terreny	21
Figura 4.1: Exemple de l'escena.....	28
Figura 4.2: Profunditat de penetració en neu seca	29
Figura 4.3: Coeficient de retro-dispersió mesurat per neu seca en funció de la profunditat de la neu	30
Figura 4.4: Coeficient de retro-dispersió mesurat per neu seca [Stiles et al., 1981].....	31
Figura 4.5: Representació de les diferents reflexions de l'escena.....	31
Figura 5.1: UAV amb l'ARBRES incorporat [10].....	34
Figura 5.2: <i>Drone</i> octocòpter amb SAR incorporat	35
Figura 5.3: Diagrama de blocs del transmissor/receptor radar.....	35
Figura 5.4: Permittivitat mesurada de neu seca com a funció de la densitat [8].....	39
Figura 5.5: Relació ample de banda amb la resolució	40
Figura 5.6: Antenes transmissora i receptora del sistema del <i>drone</i> actual	40
Figura 5.7: Relació ample de feix en azimuth amb les distàncies al terra	42
Figura 5.8: Resolució lateral limitada per l'adquisició.....	45
Figura 5.9: Resolució lateral del sistema en banda X en funció de la distància	45

Figura 5.10: Resolució lateral del sistema en banda S en funció de la distància	46
Figura 5.11: Exemple de calibrador passiu amb secció recta radar σ	48
Figura 5.12: Exemple d'una imatge SAR amb una sèrie de calibradors [12].....	49
Figura 5.13: Exemple d' <i>active radar calibrator</i> (ARC)	49
Figura 5.14: Comparació potencia rebuda ARC	50
Figura 5.15: Diagrama de blocs de l'ARC	50
Figura 5.16: Diferents configuracions per un calibrador en forma de triedre	51
Figura 5.17: Exemple d'un calibrador en forma de triedre del laboratori	52
Figura 5.18: Esquema sistema receptor simple	54
Figura 5.19: Temps d'observació del sistema radar.....	54
Figura 5.20: Espectre corresponent a $HB(f)$	55
Figura 5.21: Espectre corresponent a $HRF(f)$	55
Figura 5.22: Esquema sistema receptor amb mesclador IQ	56
Figura 5.23: Espectre corresponent a $HRF(f)$ amb mesclador IQ.....	56
Figura 5.24: Descripció esquemàtica de la cadena receptora completa	57
Figura 6.1: Potència rebuda en funció dels objectes en banda X.....	62
Figura 6.2 Potència rebuda en funció dels objectes en banda S.....	63
Figura 6.3: Relació senyal <i>clutter</i> per banda X en funció de σ_0 del terreny.....	64
Figura 6.4: Relació senyal <i>clutter</i> per banda S en funció de la RCS de la persona.....	65
Figura 6.5: NESZ per radar banda X en funció de h i L	67
Figura 6.6: Període de temps on el radar no rebria cap senyal.....	68
Figura 6.7: Imatge obtinguda pel radar amb la trajectòria feta	69
Figura 6.8: Visió aèria de la zona	69
Figura 6.9: Imatge obtinguda després del processat SAR	70
Figura 6.10: Posició dels diferents PARCs a la imatge	70
Figura 6.11: Imatge corresponent a la zona d'abans del <i>near range</i>	71
Figura 6.12: Recuperació del senyal després de l'autocorrecció del codi	72
Figura 6.13:Esquema de funcionament del programa	74
Figura 6.14: Selecció de la zona de correcció	75
Figura 6.15: Sortida del programa	75
Figura 6.16: Representació dels píxels abans de la correcció	76
Figura 6.17: Representació dels píxels després de la correcció	76
Figura 6.18: Selecció de la zona de correcció en l'ombra	77
Figura 6.19: Resultat del programa per la zona amb ombres	77
Figura 6.20: Selecció de la zona sobre el PARC 3	78
Figura 6.21: Resultat del programa per una zona amb PARC	78
Figura 6.22: Representació dels píxels després de la correcció pel PARC 3.....	78

Figura 6.23: Resolució dels PARCs i NLPS.....	79
Figura 6.24: SNR de la persona en funció de la profunditat a la que es troba.....	81
Figura 6.25: Relació SNR de la persona en funció de la potència transmesa.....	81
Figura 6.26: Interfície GUI del programa.....	82
Figura 6.27: Funcionament bàsic del programa.....	82
Figura 6.28: Representació senyals transmès, rebut i després del mesclador.....	84
Figura 6.29: Simulació del retorn de la capa de neu i el fons del terra.....	85
Figura 6.30: Simulació dels retorns en funció del <i>range</i>	85
Figura 6.31: Representació senyals amb tres ecos.....	86
Figura 6.32: Simulació retorns amb tres ecos.....	87
Figura 6.33: Simulació de la imatge 2D obtinguda.....	88

Índex de taules

Taula 4.1: Diferència en les densitats segons el tipus de neu.....	24
Taula 4.2: Diferència en les densitats segons el tipus de neu.....	25
Taula 5.1: Caracterització components sistema radar	36
Taula 5.2: Diferència en la resolució per diferents aplicacions.....	37
Taula 6.1: Paràmetres del radar en banda X i banda S	61
Taula 6.2: RCS d'objectes específics en banda X	62
Taula 6.3: Característiques dels PARCs en la imatge	73
Taula 6.4: Resultats de la k obtinguda.....	73
Taula 6.5: Valor RCS dels PARCs mitjançant l'algoritme	73

Agraïments

En primer lloc, m'agradaria agrair al meu tutor de projecte, Antoni Broquetas Ibars, per la paciència, orientació i ajuda que m'ha ofert durant tot aquest temps.

En segon lloc, donar les gràcies al Marc Lort per l'ajuda que m'ha ofert en molts punts del projecte, per haver estat sempre disponible per qualsevol explicació i permetre que utilitzés el seu codi per la formació d'imatges SAR.

M'agradaria també fer menció als amics i companys d'universitat que m'han acompanyat durant aquest temps i han estat sempre allà per qualsevol cosa.

Per últim, agrair a la meva família, als meus pares i en especial a la meva germana, per estar sempre al meu costat donant-me suport i ànims.

Aquest treball ha estat finançat per un Projecte de I+D del *Ministerio de Economía y Competitividad* amb codi TIN2014-55413-C2-1-P.

Resum del Projecte

Aquest projecte analitza el funcionament d'un radar d'obertura sintètica (SAR) per missions de rescat utilitzant un vehicle aeri no tripulat. El projecte es centra en missions de rescat de persones que puguin quedar soterrades sota la neu degut a possibles allaus.

L'anàlisi es basa en l'enteniment del sistema radar d'obertura sintètica i del medi en el que el SAR treballaria, la neu. A partir d'aquest estudi s'analitzen les característiques del radar i de la plataforma on aniria integrat, en aquest cas, el *drone* del que disposa el laboratori de Teoria del Senyal i Comunicacions de la UPC.

Per últim, es realitzen una sèrie de simulacions per calcular i validar els resultats obtinguts de les característiques proposades. Finalment, es representa mitjançant una nova simulació un concepte dels resultats que s'esperarien obtenir amb el radar.

Resumen del Proyecto

Este proyecto analiza el funcionamiento de un radar de apertura sintética (SAR) para misiones de rescate utilizando un vehículo aéreo no tripulado. El proyecto se centra en misiones de rescate de personas que puedan quedar atrapadas bajo la nieve debido a posibles avalanchas.

El análisis se basa en la comprensión del sistema radar de apertura sintética y del medio en el que el SAR trabajaría, la nieve. A partir de este estudio se analizan las características del radar y de la plataforma donde iría montado, en este caso, el *drone* del que dispone el laboratorio de Teoría de la Señal y Comunicaciones de la UPC.

Por último, se realizan una serie de simulaciones para calcular y validar los resultados obtenidos de las características propuestas. Para concluir, se representa mediante una nueva simulación un concepto de los resultados que se esperarían obtener con el radar.

Abstract

This project analyzes the performance of a synthetic aperture radar (SAR) for rescue missions using unmanned aerial vehicles. The project focuses on rescue missions where people may be buried under the snow because of possible avalanches.

The analysis is based on the understanding of the synthetic aperture radar system and the medium in which the SAR work, snow. The characteristics of the radar and the platform, in this case, the drone from laboratory of *Teoria del Senyal i Comunicacions* at the UPC are analyzed in this study.

Finally, a series of simulations to calculate and validate the results of the proposed features are made. To conclude, the results which would be obtained from the radar are represented by a new simulation.

1 Introducció

1.1 Motivació

Quan un allau té lloc en una zona amb persones, com pot ser una estació d'esquí per exemple, existeix un alt risc que aquestes quedin soterrades. El temps de rescat ha de ser molt curt ja que el temps mig de supervivència en aquests casos és de 15 minuts [1]. Existeixen una sèrie de mètodes manuals per tal de poder localitzar les persones que hagin pogut quedar soterrades. Aquestes tècniques consisteixen principalment en un equip de salvament format per persones i gossos que s'han de desplaçar fins la zona en qüestió i començar la recerca. Aquests mètodes manuals estan limitats a una profunditat d'entre tres i cinc metres. A més de tractar-se d'un mètode molt lent, requereix d'un gran equip de recerca per tal de cobrir més superfície i el temps que aquest equip trigui en desplaçar-se fins la zona.

Per tal de millorar l'efectivitat d'aquesta recerca, i gràcies als grans avanços que ofereixen les tècniques de *remote sensing*, utilitzar un radar d'obertura sintètica en una plataforma aèria es posiciona com una opció molt interessant. Un SAR (*Synthetic Aperture Radar*) és una tècnica de teledetecció que permet obtenir informació a distància sense tenir contacte material a través de la radiació emesa o reflectida. La possibilitat d'integrar un sistema radar en un vehicle aeri no tripulat (*UAV* en anglès) ofereix una sèrie d'avantatges per sobre de plataformes tripulades. Algunes d'aquestes avantatges són un menor cost operacional i una major facilitat de pilotatge, fent la operació d'enlairament i aterratge molt més curtes, factors claus en situacions de risc com el rescat de persones.

Així doncs, el projecte neix de la possibilitat d'utilitzar un *drone* per equipar-lo amb un SAR i utilitzar-lo en missions de rescat, centrades en aquest cas en persones soterrades a la neu degut a possibles allaus. Degut a que el departament de Teoria de Senyal i Comunicacions de la UPC ja disposa d'un *drone* amb un SAR integrat per finalitats d'observació i teledetecció, es pretén partir d'aquest sistema per analitzar-lo i adequar-lo a les necessitats que planteja aquest projecte.

El projecte consistirà en entendre el funcionament d'un radar d'obertura sintètica i analitzar el sistema del que disposa el departament per tal de, a partir del coneixement del medi on treballaria, oferir les millors condicions en un nou sistema radar per fer-lo servir en missions de rescat.

1.2 Estructura de la memòria

En el primer capítol de la memòria és pretén fer una introducció a la base teòrica i explicar els diferents tipus de radar. De la mateixa manera, en el segon capítol s'analitzen els radars d'obertura sintètica i es presenten les diferents equacions que es faran servir més endavant per tal d'oferir una bona resolució, una relació senyal soroll acceptable, etc.

En el següent capítol s'analitza el medi on el radar operaria, és a dir, la neu. S'estudien les característiques que presenta la neu relacionades amb el SAR, com poden ser la permitivitat o la quantitat d'energia que retorna al radar provinent del rebot de les microones.

Una vegada s'ha presentat tot el marc teòric del projecte, es comença a analitzar el sistema radar actual que disposa el departament. Es realitzen tots els càlculs necessaris per tal de poder aplicar les fórmules presentades en els capítols anteriors i es calculen els paràmetres que necessitaria el nou sistema.

L'última part de la memòria consisteix en fer totes les simulacions dels càlculs amb el valor dels paràmetres que s'han trobat en l'anterior capítol i es busca una manera de validar-los a partir d'una imatge real proporcionada per l'actual radar. Per finalitzar és realitza una última simulació Matlab per tal de donar una idea de les dades que oferirà un sistema com el planteja en aquest projecte i entendre els resultats que oferiria.

Finalment es presenten les conclusions i possibles treballs futurs en aquest camp.

2 Principis del Radar

Aquest capítol té com a finalitat fer una introducció al radar i explicar alguns dels seus principals usos i característiques. També es farà referència al radar d'ones contínues modulades en freqüència (CWFM), tipus de radar amb el qual es realitzarà el nou sistema i el seu funcionament.

2.1 Radar

Dissenyat originàriament per finalitats militars per tal de ser capaç de trobar avions o vaixells en diferents situacions atmosfèriques, el primer radar que es va dissenyar era capaç de mesurar la distància fins a un objectiu analitzant el temps de retard i la direcció a través de la directivitat de l'antena.

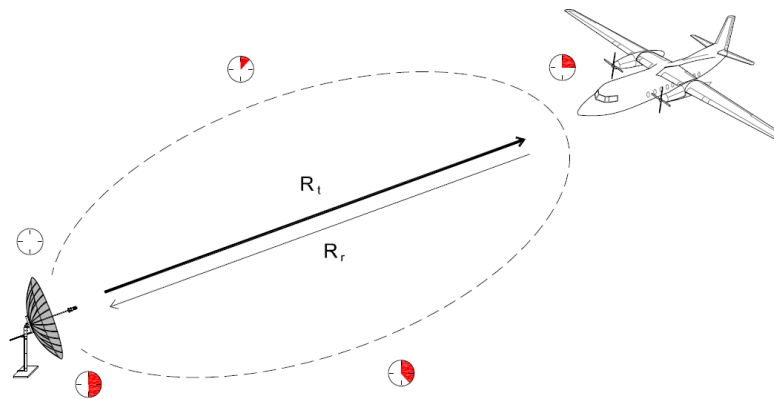


Figura 2.1: Concepte d'un radar

Acrònim per *Radio Detection and Ranging* el radar funciona com una espècie de càmera però amb radiofreqüències. Típicament un sistema radar bàsic està format per un transmissor, una antena, un receptor i una estació per guardar les dades i processar-les [2].

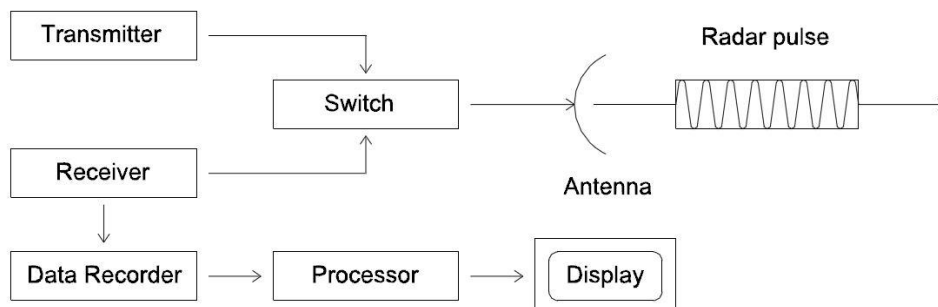


Figura 2.2: Diagrama de blocs d'un sistema radar bàsic

Així doncs, aquest sistema utilitza les ones electromagnètiques que es transmeten amb el pols de manera que els ecos que arriben de nou a l'antena receptora després de la seva reflexió permeten poder determinar la localització o velocitat de l'objecte en concret. Amb les tècniques adequades i el processament d'una sèrie d'ecos és capaç de formar una imatge amb els 'objectes' de l'escena.

Aquests sistemes radar es caracteritzen principalment segons uns aspectes bàsics relacionats amb el seu nombre d'antenes i el posicionament d'aquestes, i segons la forma d'ona de la il·luminació. A continuació s'explicaran els diferents tipus de radar.

Radar biestàtic

En aquest radar l'antena transmissora i la receptora es troben en diferents localitzacions des del punt de vista de l'objectiu (*target*) [2]. Per exemple, un transmissor terrestre i un receptor en un vehicle aeri. També seria el cas d'un sistema radar integrat en un vehicle aeri que té dues antenes, una per transmetre i l'altra per rebre, ja que la distància de les antenes al objecte no és la mateixa per ambdues.

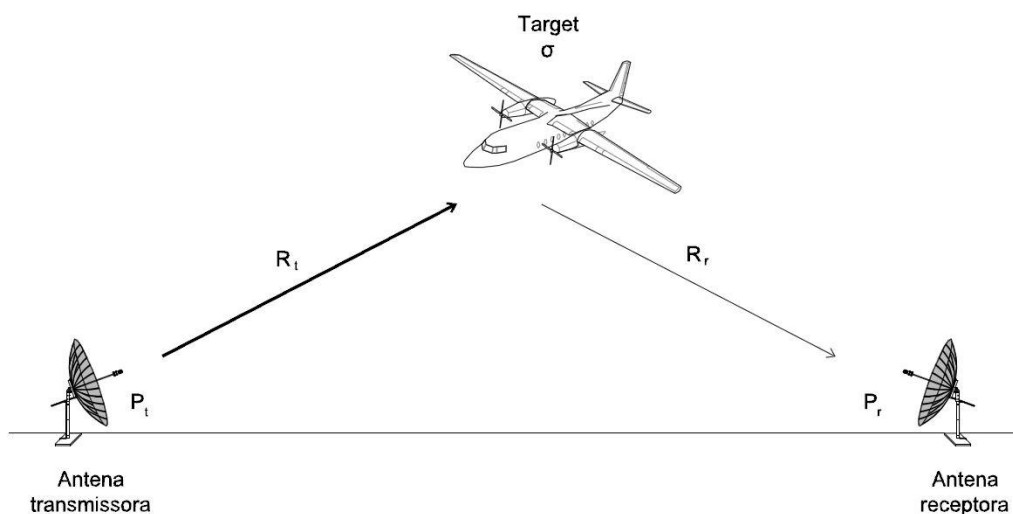


Figura 2.3: Esquema d'un radar biestàtic

Radar monoestàtic

En aquest cas el radar utilitza una única antena per la transmissió i la recepció. D'aquesta manera la distància entre el radar i l'antena transmissora és la mateixa que amb l'antena receptora, $R_t = R_r$.

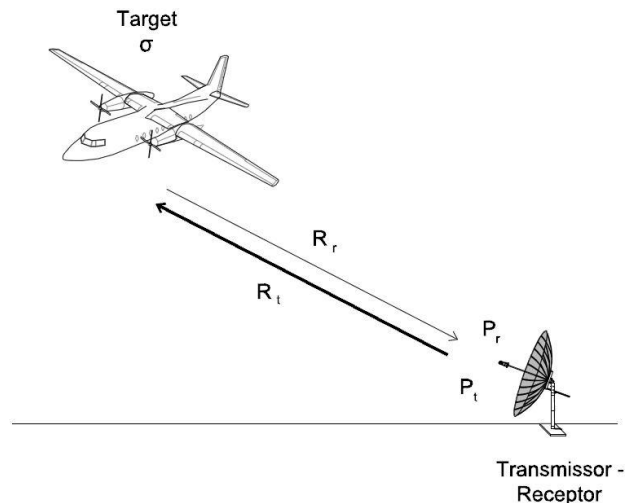


Figura 2.4: Esquema d'un radar monoestàtic

També és possible utilitzar una configuració de sistema radar en el que s'utilitzen múltiples antenes transmissores i receptors per combinar informació de totes elles. Aquesta configuració s'anomena **multiestàtica**.

Aquestes diferents combinacions tenen una sèrie d'inconvenients o avantatges unes respecte les altres. El sistema radar monoestàtic és el més senzill d'implementar degut a que no es necessiten dues antenes. En el cas d'aquest projecte, s'escull una configuració biestàtica per tal de reduir l'acoblament entre emissor i receptor. Tot i això, a l'hora de realitzar tots els càlculs es considera monoestàtica ja que la distància de cadascuna d'elles amb el blanc es pràcticament igual.

La classificació segons la forma d'ona té principalment dos models ben diferenciats: radar polsat o radar d'ona contínua.

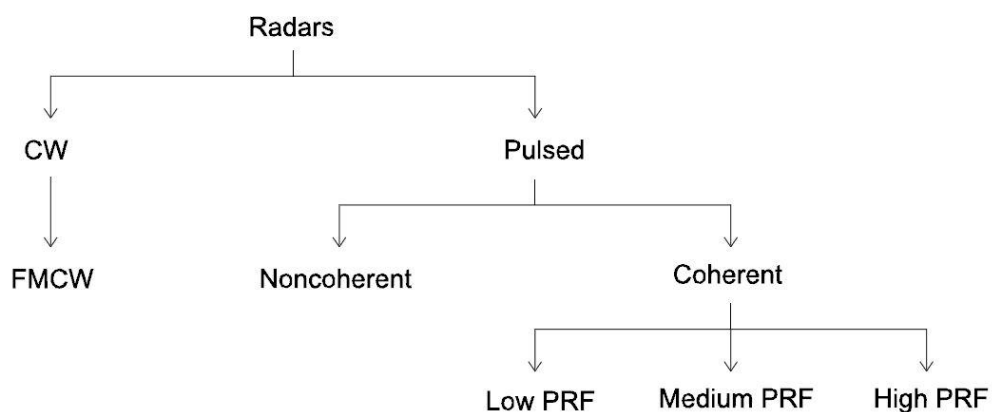


Figura 2.5: Diferenciació del radar¹

El radar polsat envia senyals en ràfegues molt curtes, com per exemple polsos d'una durada de l'ordre de microsegons, però amb una potència elevada.

¹CW: Continuous wave; FMCW: frequency modulated continuous wave; PRF: pulse repetition frequency

En el cas del radar d'ona continua (CW) es fan servir senyals contínues (d'amplitud constant) en comptes d'una sèrie de ràfegues curtes. Per tal de poder estimar la velocitat o la distància del blanc cal introduir una modulació al senyal transmès per tal de conèixer el moment exacte que es rep l'eco (FMCW).

Aquest tipus de radar permet realitzar aquestes adquisicions sense necessitar una senyal de gran potència, aspecte molt important de cara a realitzar un sistema radar dins d'una plataforma aèria no tripulada.

També serà necessari alhora de realitzar un sistema radar determinar la freqüència de treball per tal de poder determinar la resolució del radar, aspecte clau en aquest projecte ja que s'haurà de tenir una molt bona resolució de cara a poder localitzar la persona a la neu.

Existeixen diferents bandes de treball, cadascuna d'elles reservada per un tipus d'ús designat pel país en qüestió. Degut a que el radar necessitarà operar a una freqüència concreta i amb un ample de banda determinat que permeti obtenir una bona resolució caldrà un estudi més exhaustiu que es realitzarà en posteriors capítols (apartat 4.2).

2.2 Radar FMCW

Frequency Modulated Continuous Wave (FMCW) és una tècnica radar que consisteix en transmetre un senyal de baixa potència de manera contínua. Aquest és el fet diferencial per escollir FMCW per sobre d'un radar polsat convencional.

Amb FMCW la freqüència transmesa es va incrementat durant un temps d'escombrat. Després d'aquest temps la freqüència torna al valor inicial i comença de nou de la mateixa forma. El procés es repeteix constantment. Aquesta tècnica és de gran utilitat per augmentar l'ample de banda sense modificar la duració del pols.

El senyal que es rep es combina al mesclador amb el transmès i si un objecte (*target*) és present, la seva reflexió es mesurada al radar com la diferència de freqüències entre el senyal transmès i el rebut. La freqüència corresponent a aquesta diferència s'anomena freqüència de batut i s'utilitzarà per conèixer la distància a l'objecte.

Al radar FMCW es poden utilitzar dos tipus de senyals per la modulació, la freqüència de modulació varia amb el temps segons la forma d'ona d'una dent de serra o bé en forma triangular. La dent de serra podrà ser ascendent (*up-chirp*) o descendent (*down-chirp*).

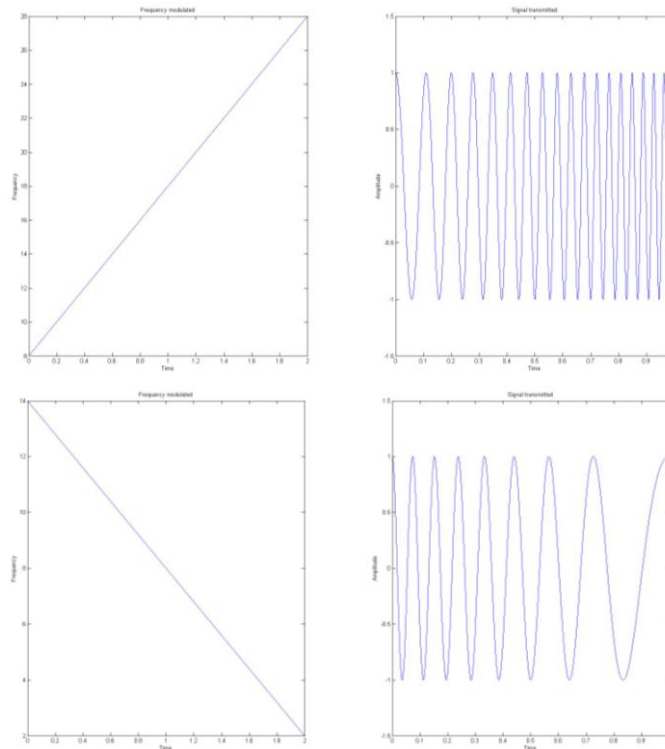


Figura 2.6: Modulacions lineals amb dent de serra

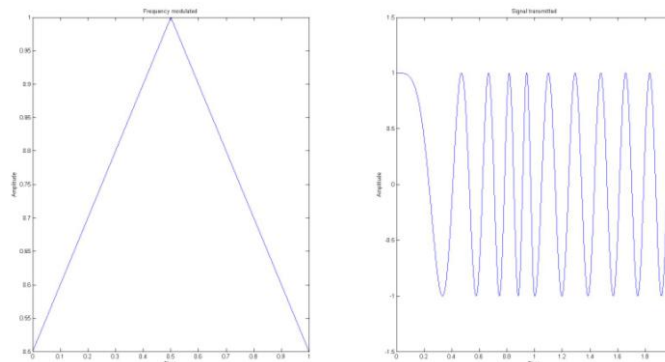


Figura 2.7: Modulació lineal amb forma triangular

En el cas d'una modulació lineal amb dent de serra, la diferència de freqüències Δf i el període de modulació T_m formen un triangle semblant al format per la freqüència de batut (f_b) i el temps de retard o *delay* (t_d). D'aquesta relació neix l'anomenada equació FMCW:

$$\frac{f_b}{t_d} = \frac{\Delta f}{T_m} \quad (2-1)$$

El temps de retard per la propagació ve donat per la velocitat d'ona i la distància:

$$t_d = 2 \frac{R_o}{c} \quad (2-2)$$

Si substituïm aquest temps a l'equació (2-1) obtenim la següent expressió per la freqüència de batut:

$$f_b = \frac{\Delta f 2 R_o}{T_m c} \quad (2-3)$$

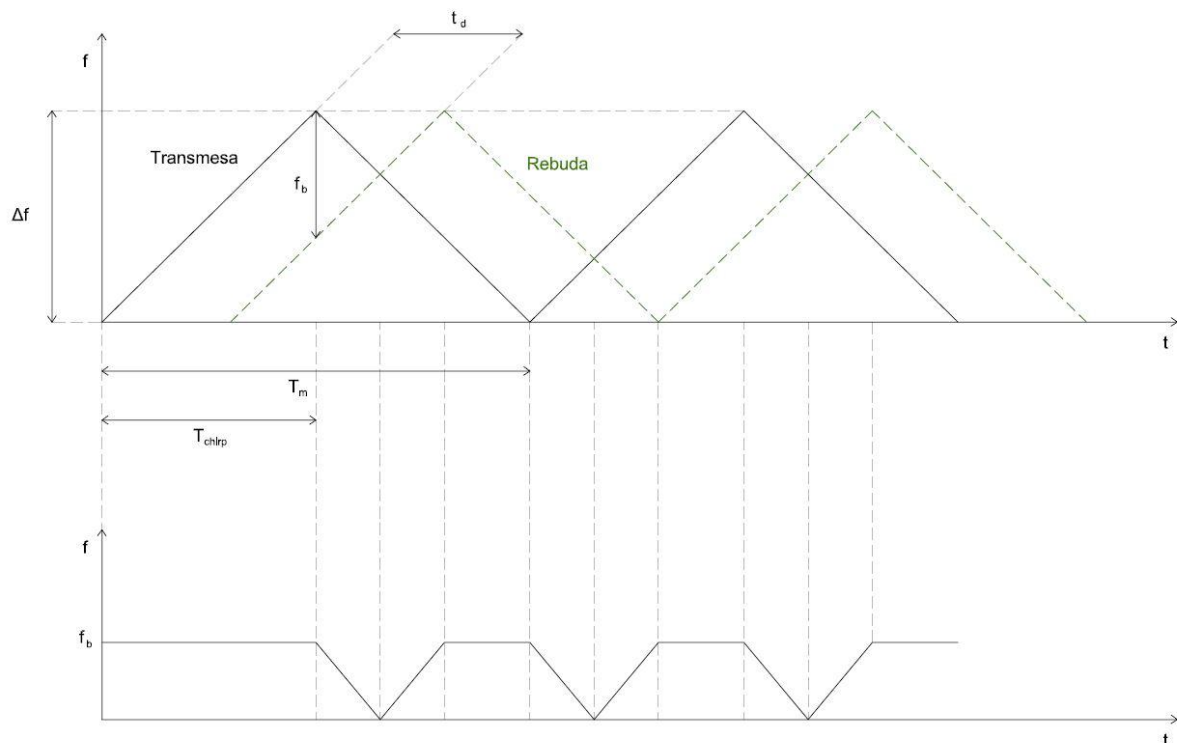


Figura 2.8: Comportament en funció del temps del senyal transmès i rebut d'un sistema radar FMCW [3]

Així doncs, la freqüència de batut és linealment proporcional a la desviació de freqüència i a la distància amb el blanc, en canvi, és inversament proporcional al període de modulació.

En el cas que la freqüència estigui modulada per una forma d'ona triangular s'haurà de tenir en compte un factor addicional de 2 al numerador degut al període del senyal triangular, obtenint:

$$f_b(\text{triangle}) = \frac{\Delta f 4 R_o}{T_m c} = \frac{\Delta f 2 R_o}{T_{\text{chirp}} c} \quad (2-4)$$

on T_{chirp} és la meitat del període de modulació [3].

Donat que cada eco que rep el receptor té el seu propi to freqüencial serà possible determinar quina la distància a la que es troba el blanc mitjançant la següent expressió:

$$R = \frac{T_{\text{chirp}} c}{2 \Delta f} f_b \quad (2-5)$$

I també és possible saber la resolució en *range*, que ve donada per,

$$\Delta R = \frac{T_{\text{chirp}} c}{2 \Delta f} \Delta f_b \quad (2-6)$$

on Δf_b és la resolució de la freqüència de batut, corresponent a l'invers del temps d'observació corresponent a la durada de la rampa, T_{chirp} . D'aquesta manera s'obté una resolució:

$$\Delta R = \frac{T_{\text{chirp}} c}{2 \Delta f} \frac{1}{T_{\text{chirp}}} = \frac{c}{2 \Delta f} \quad (2-7)$$

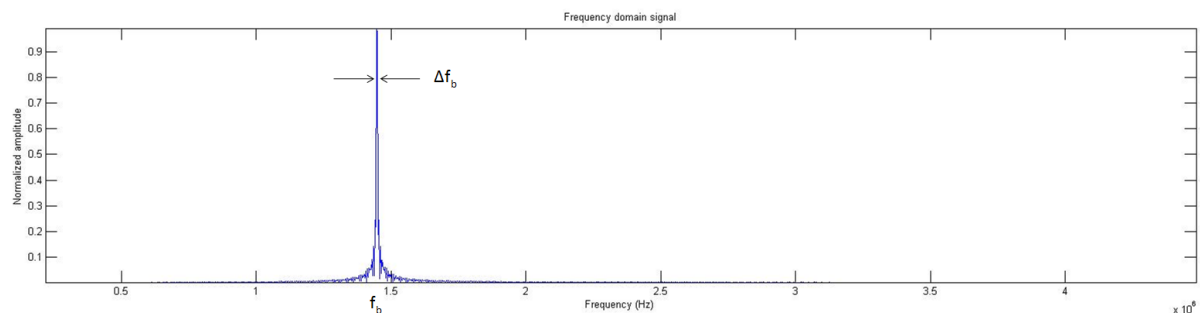


Figura 2.9: Resposta freqüencial $S_b(f)$ per un objecte

L'anterior figura correspon a la resposta freqüencial que s'obté a la sortida de l'amplificador i filtre del diagrama de blocs de la Figura 2.10, corresponent a un radar FMCW bàsic.

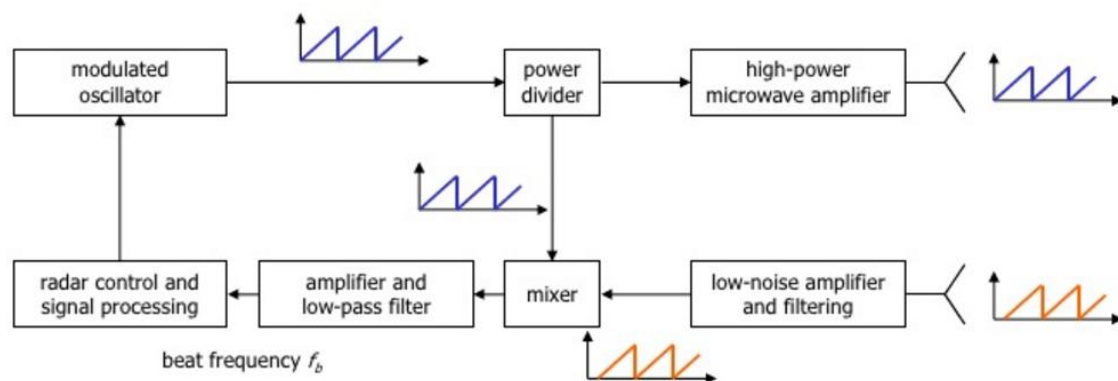


Figura 2.10: Diagrama de blocs d'un FMCW radar

L'equació (2-8) dóna l'expressió matemàtica per la modulació de freqüència que s'utilitzen tant a l'*up-chirp* com al *down-chirp* d'una durada de $T_m/2$ i ample de banda B.

$$f_m(t) = f_0 + kt \quad (2-8)$$

on $k = \Delta f/T_m$.

La modulació anterior produeix una senyal transmesa de la forma:

$$s_t(t) = A_t \cos(2\pi f_m(t)t) = A_t \cos(2\pi f_0 t + 2\pi k t^2) \quad (2-9)$$

El senyal rebut equivalent al eco és:

$$s_r(t - \Delta t) = A_r \cos(2\pi(f_0 - f_d)(t - \Delta t) + 2\pi k(t - \Delta t)^2) \quad (2-10)$$

on s'observa que contribueixen tant el retard de la propagació Δt com la freqüència *Doppler*² f_d .

Aquestes dues senyals són introduïdes al mesclador per a que immediatament el senyal resultant es pugui passar al domini freqüencial aplicant una transformada ràpida de Fourier (FFT), obtenint la *sinc* centrada a la freqüència de batut de la Figura 2.9, i d'aquesta manera sigui possible determinar la distància o la velocitat de l'objecte.

El senyal que s'obté després el mesclador tindrà la següent forma:

$$s_b(t) = \frac{A_t \cdot A_r}{2} \cos(2\pi f_0(t - \Delta t) + 2\pi k(t - \Delta t)^2) \quad (2-11)$$

Cal dir que la freqüència *Doppler* només afectarà en cas que el blanc estigui en moviment. En el nostre cas doncs, no apareixerà al senyal rebut. On si s'haurà de tenir en compte l'ample de banda *Doppler* serà en el càlcul de la relació senyal soroll SNR després de fer l'obertura sintètica.

² Freqüència Doppler: aparent canvi de freqüència d'una ona produïda pel moviment relatiu d'una font respecte a l'observador.

3 Aspectes de l'obertura sintètica

3.1 Radar d'obertura sintètica SAR

El Radar d'Obertura Sintètica (SAR) és una tècnica en *remote sensing* que s'aprofita de les característiques de la propagació de les senyals radar i de la capacitat de processar informació de l'electrònica digital moderna per obtenir dades d'una gran precisió [4]. El SAR s'ajuda del moviment de la plataforma per tal d'emular una agrupació o conjunt d'antenes. D'aquesta manera, s'obtenen diferents mesures durant un sèrie de posicions al llarg de la trajectòria de vol de manera que serà equivalent a fer servir una antena de grans dimensions.

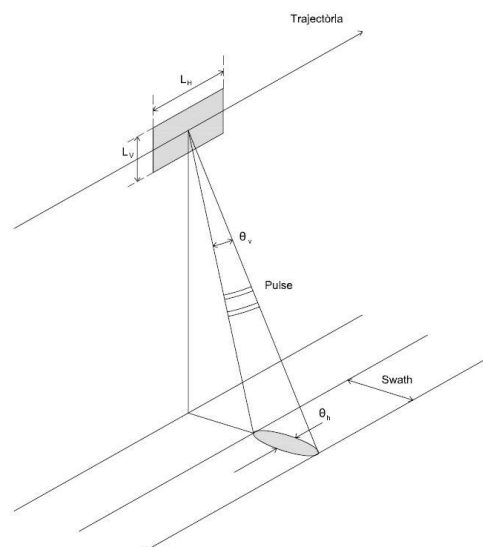


Figura 3.1: Geometria de l'escena del radar

A la figura anterior s'observa una plataforma mòbil equipada amb un radar SAR que es mou paral·lelament a una franja de terreny. La petjada (*footprint*) que il·lumina és només una part del terreny, és mitjançant el desplaçament de la plataforma de manera paral·lela al terra que s'aconsegueix il·luminar tota la imatge. El *swath* que s'especifica a la figura és la franja de terreny que el SAR és capaç de veure en la direcció perpendicular del vol. Serà l'ample de la imatge en la direcció de distàncies en terra, determinat per les especificacions del sistema.

Degut aquest moviment de la plataforma, un SAR pot generar una imatge 2D de l'escena. Aquesta imatge tindrà una resolució en les dues dimensions. La resolució del radar serà la seva capacitat per detectar i distingir dos objectes propers, és a dir, la distància mínima entre dos objectes per tal de poder distingir-los a la imatge final.

Es defineix *range* com la distància inclinada entre la plataforma i un objecte, tal i com es pot veure a la Figura 3.2. La resolució en *range* serà la capacitat del sistema radar de detectar dos objectes propers, aquesta resolució ve donada per [2],

$$\Delta R = \frac{c}{2B} \quad (3-1)$$

on ΔR es la resolució en *range*, c la velocitat de la llum i B l'ample de banda. En SAR, aquesta resolució també se li diu *slant resolution*. Degut a que, com es pot veure a la Figura 3.1, la imatge es forma sota un angle es tindrà una resolució diferent al terra, anomenada *ground range resolution*. La diferència entre la *slant* i *ground resolution* es mostra a la Figura 3.2. La resolució al terra ve donada per,

$$\Delta R_g = \frac{\Delta R}{\sin \theta_{inc}} \quad (3-2)$$

on θ_{inc} es l'angle d'incidència de la plataforma aèria amb la terra.

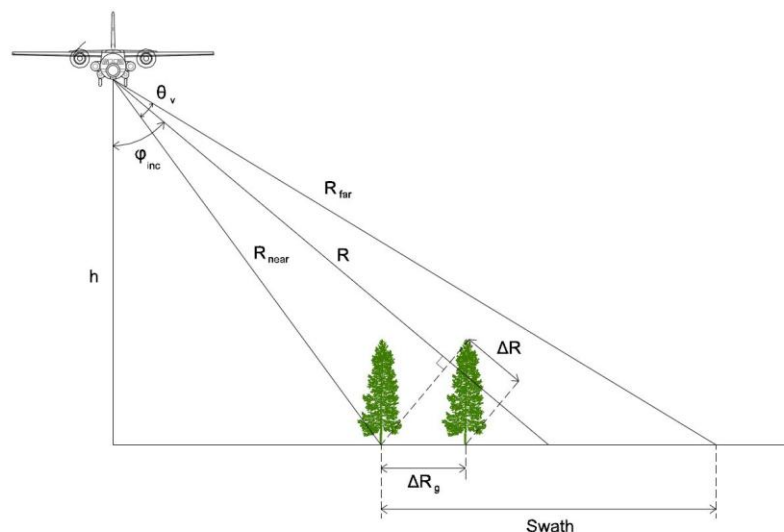


Figura 3.2: *Range Resolution* en el SAR

L'altra tipus de resolució serà la lateral o tangencial. Aquesta resolució dependrà directament de la mida de les antenes del sistema radar, és a dir, de l'ample de feix de l'antena.

$$\vartheta_h = \frac{\lambda}{L_h} \quad (3-3)$$

$$\Delta z = R_o \vartheta_h = \frac{R_o \lambda}{L_h} \quad (3-4)$$

on λ és la longitud d'ona que ve donada per la freqüència de treball, L_h és la longitud de l'antena i R_0 és la distància entre el blanc i el sensor.

En el cas de la resolució en SAR, aquesta longitud de l'antena L_h no serà la real degut a que el moviment de la plataforma crea una agrupació d'antenes de la mida L_s com es mostra a la següent figura.

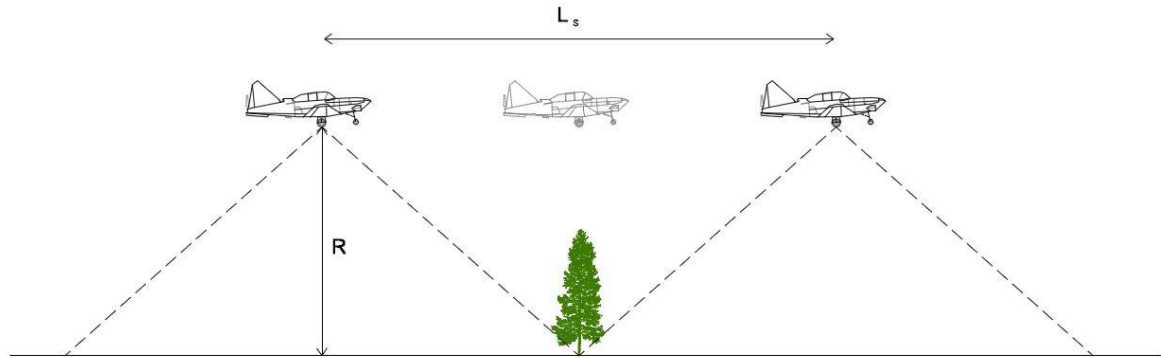


Figura 3.3: Concepte de SAR

Així doncs, s'haurà de substituir aquesta nova longitud real de l'antena i el seu feix a les equacions (3-3) i (3-4):

$$\vartheta = \frac{\lambda}{2L_s} \quad (3-5)$$

$$\Delta z = \frac{R_0 \lambda}{2L_s} \quad (3-6)$$

La dependència de la longitud de l'obertura sintètica amb l'antena es pot veure a la següent figura:

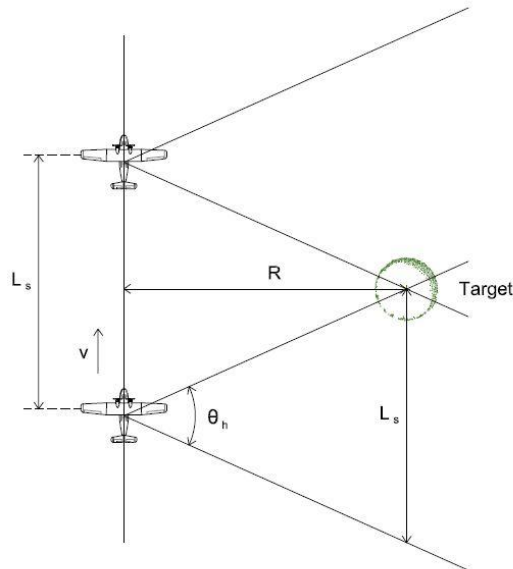


Figura 3.4: Longitud de l'obertura sintètica en SAR

La relació doncs entre L_s i l'antena ve donada doncs per,

$$L_s = \frac{R_0 \lambda}{L_h} \quad (3-7)$$

Una vegada plantejades les equacions s'observa s'ha d'arribar a un punt on la dimensió de l'antena, freqüència de treball i localització de la plataforma mòbil (angle d'incidència i altura) permetin que es pugui obtenir una bona resolució.

Durant cadascuna de les posicions de l'antena en la trajectòria s'enviaran com es comenta al capítol 2.1 una sèrie de ràfegues. El numero de ràfegues per segon que s'envien és el *Pulse Repetition Frequency* (PRF) que serà una característica important alhora de dissenyar el sistema radar.

S'haurà de tenir en compte que, degut a que la plataforma on es troba el radar segueix una trajectòria, un mateix objecte pot ser il·luminat des de diferents punts o angles. El moviment del radar provocarà un efecte *Doppler*. Aquest canvi de freqüència *Doppler* provocarà que els ecos rebuts presentin un ample de banda *Doppler* que s'haurà de tenir en compte alhora de realitzar els càlculs i la seva afectació a la relació senyal soroll, SNR. Aquest ample de banda *Doppler* està determinat per la velocitat de la plataforma i l'angle de feix de l'antena,

$$B_D = f_{D \max} - f_{D \min} = \frac{2v_p}{\lambda} \sin \theta_H \quad (3-8)$$

3.2 Resolució SAR

En un radar FMCW poden existir una sèrie d'ambigüitats a la resolució relacionades amb el disseny del sistema. En aquest capítol es tracta d'explicar aquestes ambigüitats i en què afecta al disseny del sistema radar del *drone*.

En el capítol anterior s'ha parlat de la resolució del radar i la seva expressió matemàtica teòrica. El problema és que la resolució lateral està limitada per una distància crítica del radar al blanc. S'obté resolució diferent si el blanc està més enllà o abans d'aquesta distància crítica, R_c .

És a dir, depenent del vol de *drone* el sistema radar pot tenir diferents longituds d'obertura sintètica que determinaran la resolució lateral del sistema tal com es mostra a l'equació (3-6).

Si el blanc es troba abans de la distància crítica, la resolució estarà limitada pel **feix de l'antena**. Si, en canvi es troba més enllà estarà limitada per la **longitud de l'obertura sintètica**.

En el primer cas es té la següent situació:

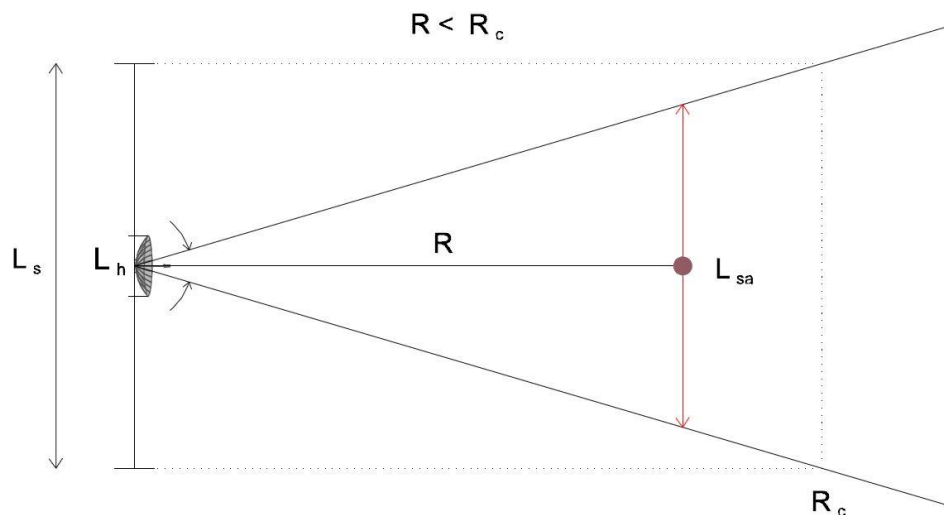


Figura 3.5: Resolució limitada pel feix de l'antena

En aquest cas en la fórmula (3-6), on la resolució està limitada pel feix de l'antena es té que L_{sa} a distàncies menors a la distància crítica es proporcional al *range* i l'angle de feix en azimut de l'antena. D'aquesta manera:

$$\Delta z = \frac{R \lambda}{2 L_{sa}} = \frac{R \lambda}{2 R \theta} = \frac{R \lambda}{2 R \frac{\lambda}{L_H}} = \frac{L_H}{2} \quad (3-9)$$

És a dir, que si el blanc es troba abans de la distància crítica, la longitud de l'obertura sintètica quedarà determinada per l'ample de feix de l'antena i resolució lateral dependrà només de la longitud de l'antena.

Per raons pràctiques, la trajectòria de l'UAV estarà limitada a una certa L_s . Conseqüentment, la longitud d'obertura d'obertura sintètica quedarà truncada a partir d'una distància crítica. En canvi si el blanc es troba més enllà de la distancia crítica:

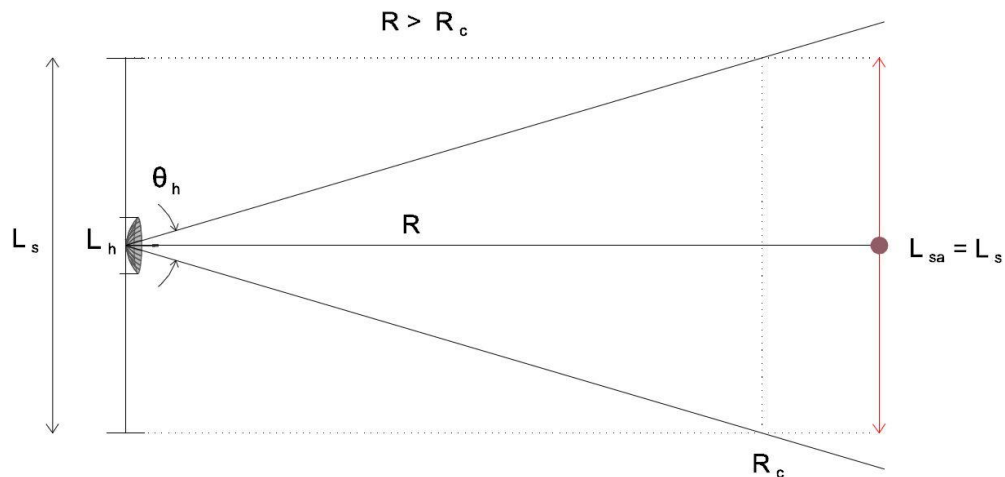


Figura 3.6: Resolució limitada per la longitud de l'obertura sintètica

En aquest cas la longitud màxima de l'obertura és la longitud crítica i per tant s'obté la mateixa expressió que (3-6):

$$\Delta z = \frac{R_0 \lambda}{2L_s} \quad (3-10)$$

on es té que ara el factor que limitarà la resolució lateral serà el vol del *drone* que determinarà L_s .

En definitiva, la longitud de l'obertura que determinarà la resolució lateral serà $R \cdot \theta_h$ quan el blanc es trobi abans de la distància crítica i dependrà de les característiques de vol si està més enllà. Aquestes característiques seran la velocitat de la plataforma i el temps d'adquisició:

$$L_{sa} = v_{drone} \cdot T_{adq} \quad (3-11)$$

on T_{adq} és el temps que el sistema radar pot estar adquirint dades.

En el cas del sistema radar actual del departament, aquest temps d'adquisició està limitat, obtenint una longitud d'obertura sintètica truncada que determinarà la resolució lateral del sistema, que s'analitzarà més endavant.

3.3 Fonaments de l'equació radar

Una de les principals especificacions en un instrument *SAR* es el *Noise Equivalent Sigma Zero* (NESZ). Es tracta d'una mesura per calcular la sensibilitat de l'instrument i es defineix com el valor del coeficient de retro-dispersió de la superfície σ_0 que s'obté en el cas que la potència del senyal sigui igual al soroll del sistema. Així doncs, la sensibilitat NESZ deriva de l'equació radar,

$$P_r = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (3-12)$$

on P_r és la potència rebuda, P_t la potència transmesa, G el guany de l'antena (assumint que tant la receptora com la transmissora són iguals), σ és la RCS de l'objecte i L són les pèrdues del sistema.

Els guanys de les antenes poden ser calculats mitjançant,

$$G = \frac{4\pi A_{eff}}{\lambda^2} \quad (3-13)$$

on A_e és l'àrea efectiva de l'antena, que consisteix en multiplicar l'àrea física per un factor d'eficiència.

Un bon NESZ és clau per tal d'aconseguir que el radar tingui una bona sensibilitat i d'aquesta manera sigui més fàcil distingir els diferents objectes que capti el sistema radar alhora de realitzar la imatge. Així doncs, caldrà dissenyar el radar de manera que els paràmetres optimitzin el NESZ per a que sigui lo més petit possible.

Degut a que el *Noise Equivalent Sigma Zero* deriva de la relació senyal soroll, caldrà estudiar l'equació radar.

3.3.1 Equació radar

L'equació radar s'utilitza per determinar la potència rebuda al radar. Per aconseguir aquesta equació en funció de la potència transmesa es determina:

1. La potència radiada per una antena transmissora isotròpica, P_t . En els casos més comuns s'utilitza una antena directiva donant una potència radiada de $P_t \times D$ on D és la directivitat de l'antena.

2. La densitat de potència incident a l'objecte serà:

$$\mathcal{P}_i = \frac{P_t D}{4\pi R^2} \quad (3-14)$$

on \mathcal{P}_i és la densitat de potència incident al blanc.

Amb la definició prèvia de la secció recta radar (RCS), la potència re-radiada cap al radar és:

$$\mathcal{P}_{rr} = \frac{P_t D}{4\pi R^2} \sigma \quad (3-15)$$

4. La densitat de potència rebuda al radar seria:

$$\mathcal{P}_r = \frac{P_t D}{4\pi R^2} \sigma \frac{1}{4\pi R^2} \quad (3-16)$$

5. Tenint en compte l'àrea efectiva de l'antena, la potència rebuda al radar seria:

$$P_r = \frac{P_t D}{4\pi R^2} \sigma \frac{1}{4\pi R^2} A_{\text{eff}} \quad (3-17)$$

i com a conseqüència de la reciprocitat del camp electromagnètic:

$$A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D \quad (3-18)$$

6. Si també considerem les pèrdues de la línia, propagació, polarització, etc. en el terme L , l'equació radar completa queda com:

$$P_r = \frac{P_t D^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L} \quad (3-19)$$

3.3.2 Secció Recta Radar (RCS)

La RCS (*Radar Cross Section*) és una mesura de la força reflectida per un blanc del radar i es defineix com [5]:

$$\sigma = \frac{(4\pi R^2)(P_r)}{P_i} \quad (3-20)$$

on P_r és la densitat de potència re-radiada cap al radar i P_i és la densitat de potència incident al blanc.

També es pot escriure com:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} \quad (3-21)$$

on E_r i E_i són les intensitats del camp elèctric reflectit (*scattered*) i incident respectivament.

Les unitats de la RCS son (metres)² i es poden donar en escala logarítmica:

$$\sigma(\text{dBsm}) = 10 \log_{10} \left(\frac{\sigma(\text{m}^2)}{1 \text{ m}^2} \right) \quad (3-22)$$

Cal dir, que durant aquest projecte també es parla de la RCS relacionada amb el coeficient de retro-dispersió o *backscattering* (σ^0) que pot tenir un blanc distribuït sobre una superfície. Aquest coeficient de retro-dispersió és la relació de la secció recta radar d'un particular objecte entre la superfície associada aquest objecte (S_i).

$$\sigma = \sigma^0 S_i \quad (3-23)$$

La RCS dependrà tant de la freqüència de treball del radar o la seva inclinació com del material de l'objecte incident o la rugositat d'aquest. Així doncs, el terreny tindrà una gran rellevància i serà important conèixer el valor de la RCS ja que el radar serà capaç de detectar més senyal o menys segons la quantitat d'energia que arriba de la retro-dispersió.

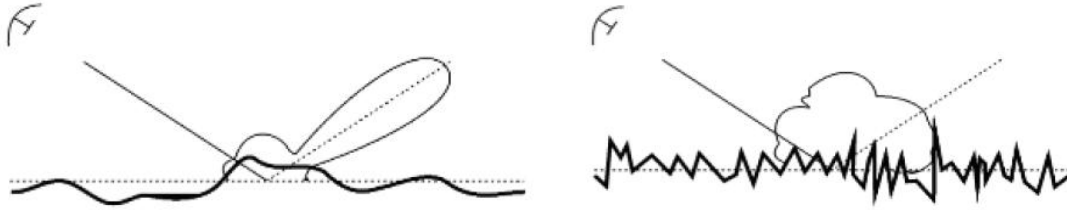


Figura 3.7: Dispersió segons la rugositat del terreny

En el primer cas de la figura anterior es tindrà un coeficient de retro-dispersió més petit que no pas a la segona imatge degut a la rugositat del terreny, que farà que es reflecteixi més o menys senyal cap al radar.

Caldrà doncs, per tal de dissenyar un bon radar, fer un estudi del medi i la seva reflectivitat ja que és un factor molt important de cara a tenir una bona imatge de la zona. Aquest estudi del medi es realitza a l'apartat 4.

3.3.3 SNR en Radar

En aquesta part es deriva a partir de l'anterior equació radar la relació senyal soroll *SNR*. Tenint en compte que la potència de soroll es pot determinar com:

$$P_n = k T_a B_N \quad (3-24)$$

on

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \frac{J}{K}$$

T_a = temperatura de soroll de l'antena

B_N = ample de banda del receptor no pas l'ample de banda del senyal FMCW.

El soroll a la sortida del receptor es pot considerar com la potència de soroll tèrmic obtingut des d'un receptor ideal multiplicat per un factor anomenat factor de soroll *F*:

$$F = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad (3-25)$$

on T_e és la temperatura equivalent de soroll i T_o la temperatura de soroll estàndard.

Així doncs, la *SNR* es converteix en:

$$\text{SNR} = \frac{S}{N} = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 k T_o F B_N L} \quad (3-26)$$

Aquest càlcul de la SNR serà vàlid quan s'estigui calculant per un blanc puntual amb una RCS concreta (una persona per exemple). Si es tracta d'un blanc superficial, com seria la neu, s'haurà de tenir en compte el coeficient de retro-dispersió del terreny i la superfície observada pel radar.

En aquest cas, la superfície il·luminada queda determinada per la longitud de l'obertura sintètica i la resolució del radar:

$$S = \Delta R_g L_s = \frac{c}{2B \sin \varphi} R \theta_h \quad (3-27)$$

I de nou, aplicant la RCS amb aquesta superfície a la fórmula de la SNR s'obté:

$$\text{SNR} = \frac{P_t G^2 \sigma^0 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^3 k T_o F B_N L} \theta_h \frac{c}{2B \sin \varphi} \quad (3-28)$$

En el cas del SAR, s'haurà de tenir en compte que existeix un guany de processat resultant de dividir la PRF (*Pulse Repetition Frequency*), resultat de fer l'inversa del temps de modulació T_m , per l'ample de banda *Doppler*:

$$\text{SNR} = \frac{P_t G^2 \sigma^0 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^3 k T_o F B_N L} \theta_h \frac{c}{2B \sin \varphi} \frac{\text{PRF}}{B_{\text{Dop}}} \quad (3-29)$$

3.3.4 NESZ

Una vegada s'han presentat les equacions per calcular la relació senyal soroll és possible aïllar el paràmetre NESZ per tal de poder calcular el coeficient de retrodispersió en el que apareix el soroll de fons si no hi hagués cap blanc a l'escena. Aquest paràmetre serà essencial per poder calibrar les imatges del *drone* en capítols posteriors.

Considerant, per tant un blanc superficial i a partir de l'equació (3-29), s'obté el coeficient NESZ:

$$\sigma_{NESZ}^0 = \frac{(4\pi)^3 R^3 k T_o F B_N L 2B \sin \varphi B_{\text{Dop}}}{P_t G^2 \lambda^2 \theta_h c \text{PRF}} \quad (3-30)$$

4 Característiques de la neu a freqüències de microones

Com es comenta a la introducció del projecte, l'objectiu d'aquest sistema radar és ser capaç de detectar persones atrapades a la neu després d'una allau. Per tant, s'ha de fer un estudi de la neu, ja que serà el medi on el *drone* treballarà.

La neu consisteix bàsicament de gel, aire i aigua líquida, on la quantitat d'aquests components canvia segons factors externs com la temperatura de l'aire, les precipitacions, la temperatura solar, etc. En aquest capítol s'estudiaran algunes de les propietats de la neu com poden ser la densitat o la profunditat així com també com implica treballar en aquest medi pel SAR.

4.1 Propietats dels allaus

Es defineix un allau com el despeniment sobtat d'una capa del terra del costat d'una muntanya. Es pot tractar d'un allau de neu o fang, i pot incorporar part del substrat (terra ferma) i de la vegetació. La gravetat d'aquest tipus d'esdeveniment dependrà sobretot de la superfície que es desprèn, la inclinació i la velocitat amb la que descendeix.

Bàsicament, el despeniment vindrà provocat per canvis de temperatura o humitat i pel sobrepès. El terra es pot despendre ja sigui per una combinació de superfície humida amb superfície seca o degut a una sobrecàrrega en un punt o un pla de superfície.

Pel que fa a la magnitud dels allaus de neu, es pot determinar en funció a tres factors:

- Zona d'inici: pot iniciar-se en un punt o en un pla o zona de despeniment
- Tipus de neu: pot ser seca o humida
- Posició del pla de lliscament: la capa que es desprèn pot ser superficial o profunda

Fent una combinació d'aquestes tres classificacions, es podran produir sis tipus d'allaus:

- **Despeniment superficial de neu seca a partir d'un punt:** aquest tipus té lloc quan la temperatura és baixa i la neu encara està caient. Són relativament petits despeniments a partir d'un arbre, roca o un punt d'inflexió de la pendent.
- **Despeniment superficial de neu seca a partir d'un pla:** aquest tipus és més greu perquè implica una superfície més gran de despeniment. A mesura que la neu descendeix, acumula més i més neu que pot arribar quilòmetres més enllà del peu de la muntanya.

- **Despreniment profund de neu seca a partir d'un pla:** es tracta d'uns dels allaus més perillosos degut a que el despreniment profund pot implicar, a més d'una gran quantitat de neu, també gran part de terra ferma i vegetació. La massa que es desprèn pot avançar quilòmetres més enllà del peu de la muntanya.
- **Despreniment superficial de neu humida a partir d'un punt:** són petits allaus que es produeixen quan les temperatures comencen a pujar, sobretot en les parts de les muntanyes més exposades al sol i al vent càlid.
- **Despreniment superficial de neu humida a partir d'un pla:** aquest tipus es similar a l'anterior amb la diferència que pot implicar una quantitat de neu superior. No produeix un gran núvol del neu i no avança molt més enllà del peu de la muntanya.
- **Despreniment profund de neu humida a partir d'un pla:** aquests allaus són de gran escala, en els quals una gran massa de neu cau degut a una forta pluja o un dia calorós d'hivern. La pluja, humitat i la calor penetren a les esquerdes de la superfície i causen el despreniment que normalment arrossega també part del substrat i vegetació.

La diferència entre la neu seca i la neu humida es la temperatura i la seva densitat.

	Temperatura	Densitat
Neu Seca	< -5 °	Entre 40 i 1000 kg/m ³
Neu Humida	≈ 0 °	> 1500 kg/m ³

Taula 4.1: Diferència en les densitats segons el tipus de neu

4.1.1 Relació amb la penetració del radar

S'ha de tenir en compte el grau de reflectivitat que tindrà la neu quan les ones del radar impactin sobre la seva superfície. Així doncs, no s'obtidran els mateixos resultats si es tracta d'un allau amb neu seca que un allau amb neu humida.

Per les característiques de la neu humida, la penetració de les microones serà menor que en la neu seca, a més d'una atenuació d'ona més gran degut a la humitat del medi. Serà per tant més difícil obtenir ecos de la persona soterrada. És per aquest motiu que en aquest projecte es suposarà que la neu dels allaus on el sistema radar treballarà és neu seca per tal de facilitar l'obtenció dels ecos de les interfícies aire-neu, neu-persona o neu-sòl en el cas del terreny o roques.

4.2 Bandes disponibles. Regulació

Tal com es comenta a l'apartat 2.1 quan es parla de la caracterització dels diferents radars, l'ample de banda disponible és un aspecte clau per determinar la resolució del radar. D'aquesta manera s'estudien les diferents bandes de treball per sistemes radar que delimiten el tipus d'aplicació en el que es faran servir i l'ample de banda disponible. En general, segons la regulació de l'ús de l'espectre es tindrà més ample de banda a freqüències més elevades.

Banda freqüencial	Banda de freqüència (GHz)	Longitud d'ona λ
HF	0.003 - 0.03	10 - 100 m
P	< 0.3	> 1 m
VHF	0.05 - 0.33	0.9 - 6 m
UHF	0.3 - 1	0.3 - 1 m
L	1 - 2	15 - 30 cm
S	2 - 4	7.5 - 15 cm
C	4 - 8	3.75 - 7.5 cm
X	8 - 12.4	2.5 - 3.75 cm
Ku	12.4 - 18	1.67 - 2.5 cm
K	18 - 26.5	1.11 - 1.67 cm
Ka	26.5 - 40	0.75 - 1.11 cm
mm	40 - 300	7.5 - 1 mm
Q	40 - 60	7.5 - 5 mm
V	50 - 75	6 - 0.4 mm
E	60 - 90	6 - 3.33 mm
W	75 - 110	4 - 2.7 mm

Taula 4.2: Diferència en les densitats segons el tipus de neu

Les bandes on el *drone* treballarà i per tant, s'estudien en aquesta secció són les bandes P, L i S. Aquesta elecció es basa en que tindran una bona penetració a la neu per tal de detectar la persona atrapada i ofereixen l'ample de banda disponible per obtenir una bona resolució.

Per tal de tenir les mínimes interferències possibles, corresponents per exemple a les bandes de freqüències utilitzades per telefonia, es decideix fer un primer anàlisi a la banda S.

Segons la taula de freqüències permeses de la Unió Europea, aprovada en maig de 2015 [6], l'ample de banda permès per la banda S per radiolocalització es troba entre els 2700

MHz i els 2900 MHz, disposant per tant de 200 MHz d'ample de banda disponible. Segons aquest mateix document, aquest marge és utilitzat per aplicacions com navegació aeronàutica, radiolocalització civil o radars amb fins climatològics.

2700 MHz - 2900 MHz

AERONAUTICAL RADIONAVIGATION 5.337 Radiolocation 5.423 5.424	AERONAUTICAL RADIONAVIGATION 5.337 Radiolocation 5.423	ECC/REC/(02)09	Aeronautical navigation Radiolocation (civil) Weather radar	Radar and navigation systems
---	--	----------------	---	------------------------------

Cal dir que existeixen algunes regulacions per tal de no causar interferències amb radars de vaixells, aeronàutics del servei de radionavegació o sistemes radar amb fins meteorològics, o simplement perquè es tracten de bandes compartides amb serveis militars, com és el cas de la banda que va des dels 2900 fins als 3100 MHz.

2900 MHz - 3100 MHz

RADIOLOCATION 5.424A RADIONAVIGATION 5.426 5.425 5.427	RADIOLOCATION 5.424A RADIONAVIGATION 5.426 5.425 5.427	EU2 EU27	Radiolocation (civil) Radiolocation (military)	EN 302 248 EN 302 752 Radar and navigation systems
---	---	-------------	---	--

Tenint en compte que el *drone* només operarà en situacions urgents (després d'un esdeveniment important com és un allau) i per tant durant un curt espai de temps degut a que el temps de resposta ha de ser mínim i tenint present tota aquesta normativa i regulació, es decideix utilitzar una freqüència de treball de 2.8 GHz pel sistema radar, disposant d'aquesta manera d'uns 200 MHz d'ample de banda disponible.

4.3 Comportament *backscatter* de la neu

Les propietats dielèctriques d'un medi que influeixen a la propagació de microones són la permitivitat dielèctrica (ϵ), la permeabilitat magnètica (μ) i la conductivitat elèctrica (σ). Tant ϵ com μ es poden dividir en un valor absolut $\epsilon_0=8.85418 \cdot 10^{-12} \text{ Fm}^{-1}$ i $\mu_0=4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ NA}^{-2}$ i en una part relativa (ϵ_r, μ_r) que dependrà del medi.

L'índex de refracció n d'un medi es defineix com $n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} = c_0 c_{\text{med}}^{-1}$ o com el rati entre la velocitat de la llum i la velocitat de fase del medi [7]. Pels medis naturals, incloent la neu o el gel, que són materials no magnètics $\mu_r=1$ i per tant $n = \sqrt{\epsilon_r}$. La conductivitat descriu la tendència d'un material per absorbir energia d'una ona de propagació a través de mecanismes de pèrdues dissipant-se en forma de calor.

En general, ϵ és un complexa i per tant es podrà separar en la seva part real ϵ' i imaginària ϵ'' .

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad (4-1)$$

Com s'explica al principi d'aquest apartat, la neu està formada per aire, gel i aigua líquida. Per tant, la constant dielèctrica de la neu també dependrà de quatre factors: la constant dielèctrica de l'aire, del gel i del volum de gel i aigua presents a la neu. Degut a la suposició que es fa que la neu de l'allau serà seca i no pas humida, es suposa que no n'hi haurà aigua líquida present. D'aquesta manera, la fracció de volum de gel a la neu v_i està directament relacionada amb la densitat de la neu ρ_s de la següent forma:

$$v_i = \frac{\rho_s}{0.9167} \quad (4-2)$$

En el cas del gel, segons Mätzler [8], la ε'_i del gel és independent de la freqüència en tota la banda al igual que la seva temperatura, obtenint un valor de $\varepsilon'_i=3.17$. Tenint en compte que $\varepsilon_{\text{air}} = 1 - j0$ el model de Tinga-Voss-Vlossey és capaç d'obtenir una expressió per la constant dielèctrica de la neu seca (ε_{ds} de l'anglès *dry snow*):

$$\varepsilon_{\text{ds}} = 1 + \frac{3v_i(\varepsilon_i - 1)}{(2 + \varepsilon_i) - v_i(\varepsilon_i - 1)} \quad (4-3)$$

Degut a que $\varepsilon'_i \gg \varepsilon''_i$, es té que $\varepsilon_i = \varepsilon'_i - j\varepsilon''_i = 3.17$ de manera que es si s'expressa la part real de l'equació anterior s'obté:

$$\varepsilon'_{\text{ds}} \approx \frac{1 + 0.84v_i}{1 - 0.42v_i} \quad (4-4)$$

Després d'una sèrie de mesures experimentals en un marge de bandes de freqüència es considera l'equació anterior com una aproximació de la constant dielèctrica fins l'any 2006, on Mätzler enuncia una nova fórmula més precisa:

$$\varepsilon'_{\text{ds}} = \begin{cases} 1 + 1.4667v_i + 1.435v_i^3 & \text{per } 0 \leq v_i \leq 0.45 \\ (1 + 0.4759v_i)^3 & \text{per } v_i \geq 0.45 \end{cases} \quad (4-5)$$

A partir de les equacions (4-1) i (4-4) el model TVB també proporciona una expressió per $\varepsilon''_{\text{ds}}$. Aquesta expressió és,

$$\varepsilon''_{\text{ds}} = \frac{0.34v_i\varepsilon''_i}{(1 - 0.42v_i)^3} \quad (4-6)$$

Per tal de calcular ϵ_i'' s'haurà de conèixer amb un gran nivell de precisió dels impureses del gel. Degut a que el valor ϵ_{ds}'' serà molt menor a ϵ_{ds}' es suposarà que $\epsilon_{ds} = \epsilon_{ds}'$

En el cas del terra que es troba sota la capa de neu, es faran tots els càlculs i simulacions suposant que es tracta d'un terreny sec (*dry soil*) i basats en les mesures experimentals de Dobson et al. (1985) suposarem que $2 \leq \epsilon'_{terra} \leq 4$ i $\epsilon''_{terra} < 0.05$. Cal dir que es tracta d'un cas pitjor doncs si es tractés d'un terreny humit presentaria una constant dielèctrica més semblant a l'aigua líquida, augmentant el contrast dielèctric amb la neu.

La situació en la que el *drone* treballarà serà la següent:

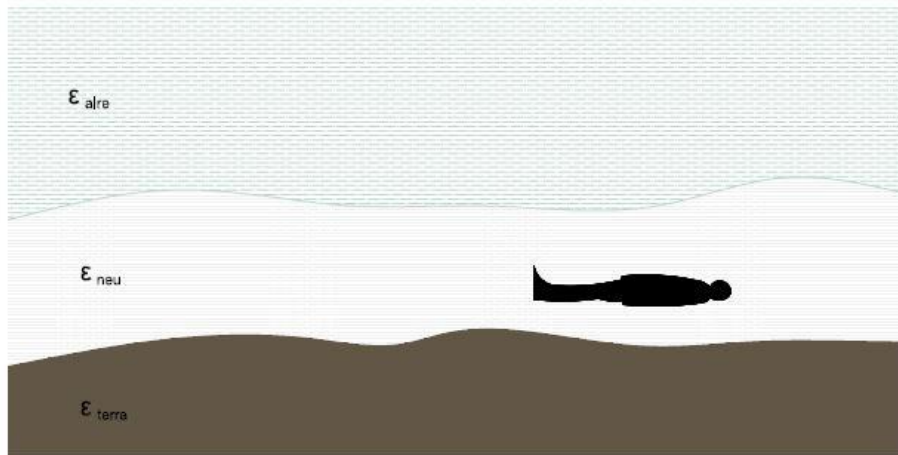


Figura 4.1: Exemple de l'escena

Un factor també important de cara a localitzar la persona soterrada és la profunditat de penetració del radar a la neu seca. Aquesta penetració a la neu es pot calcular utilitzant la següent expressió:

$$\delta_p = \frac{\lambda \sqrt{\epsilon'_{ds}}}{2\pi \epsilon''_{ds}} \quad (4-7)$$

Segons mesures experimentals [9], aquesta profunditat a la neu seca pot variar entre els 100 i 1000 m (per banda L) i els 40 i 800 m (per radars en banda C), per densitats de la neu que van des de 0.25 als 0.6 g/cm⁻³. A partir d'aquestes mesures, representades a la Figura 4.2, es pot suposar que la penetració per un radar en banda S es trobarà entre els 70 i 500m.

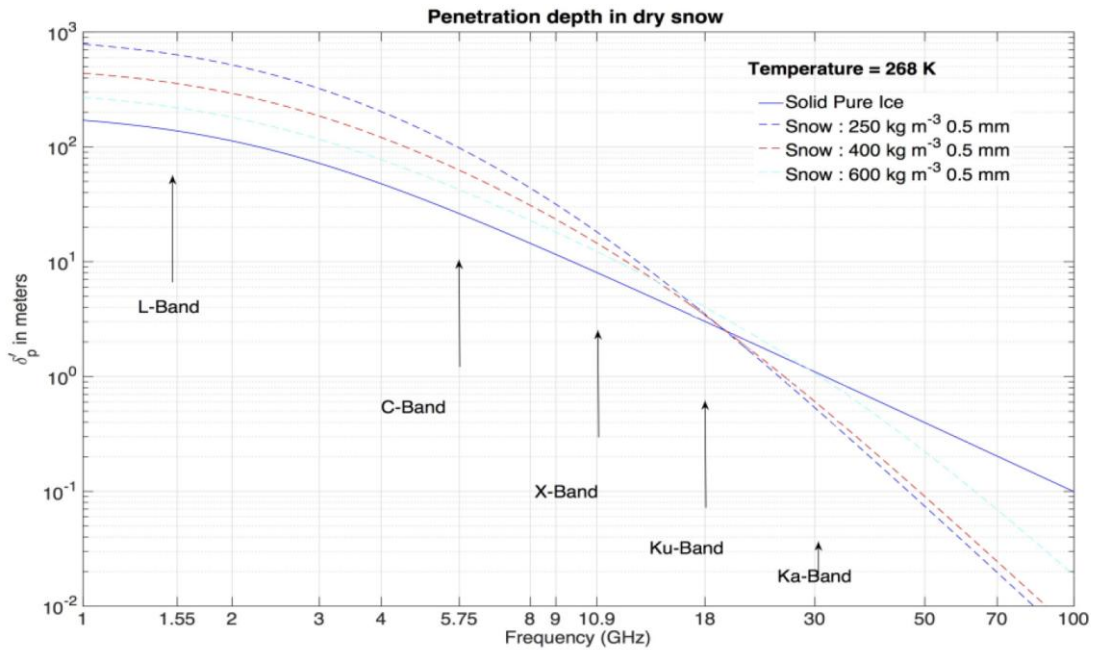


Figura 4.2: Profunditat de penetració en neu seca

Un aspecte important que s'haurà de tenir en compte al treballar a la neu és que la velocitat de les microones en aquest medi no serà igual a c i per tant la resolució que es menciona a l'equació (3-1) només serà vàlida per a la superfície del terreny. A l'interior del medi, en aquest cas la neu, la resolució es veurà afectada per la permitivitat ϵ'_{ds} de la següent manera:

$$\Delta R = \frac{c}{2B\sqrt{\epsilon'_{ds}}} \quad (4-8)$$

Aquest canvi de resolució permetrà distingir diferències de distància entre objectes més petites ja que no es perd resolució, obtenint una ΔR més petita.

La Figura 4.3 mostra el coeficient de retro-dispersió que s'obté al radar amb un angle d'incidència de 50° en funció de la profunditat de la neu. Es pot veure com a freqüències baixes com 1.2 GHz σ^0 és totalment independent de la profunditat de la neu. En canvi, per freqüències més altes, σ^0 sembla incrementar el seu valor amb la profunditat de la neu fins arribar a un punt de saturació, d'aproximadament 40 cm pel cas de 35 GHz.

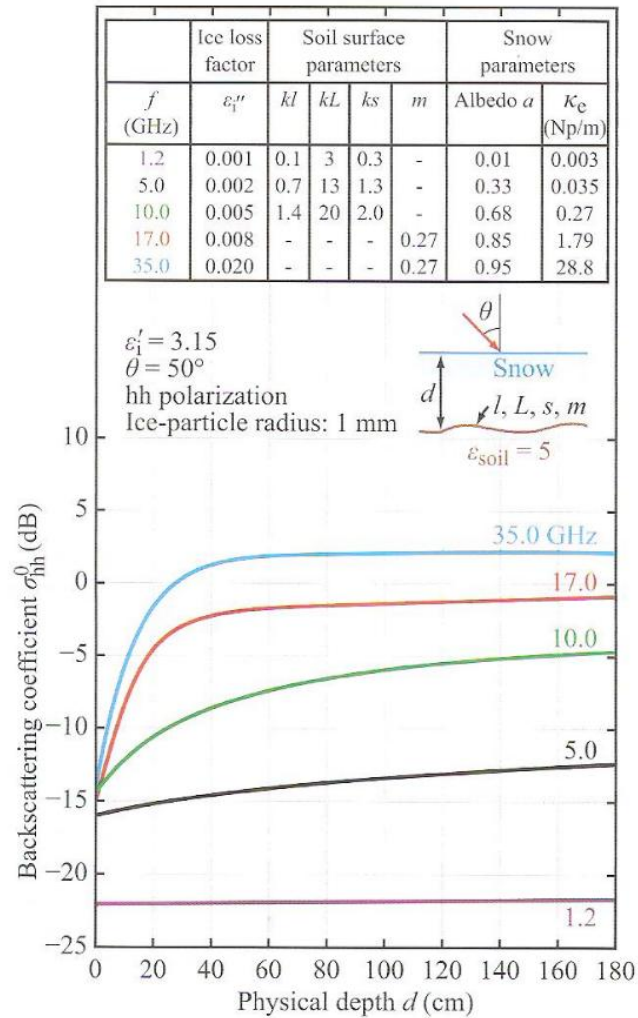


Figura 4.3: Coeficient de retro-dispersió mesurat per neu seca en funció de la profunditat de la neu

Degut a que l'angle d'incidència amb el que el drone treballarà està entre els 40° i el 50° , la Figura 4.4 mostra el coeficient de retro-dispersió corresponent a una capa de neu de grossor de 58 cm per una banda de freqüències d'entre 1.6 GHz i 35.6 GHz en funció de l'angle d'incidència.

Aquests dos estudis serviran de referència per tenir una aproximació del coeficient de retro-dispersió amb el qual es treballarà.

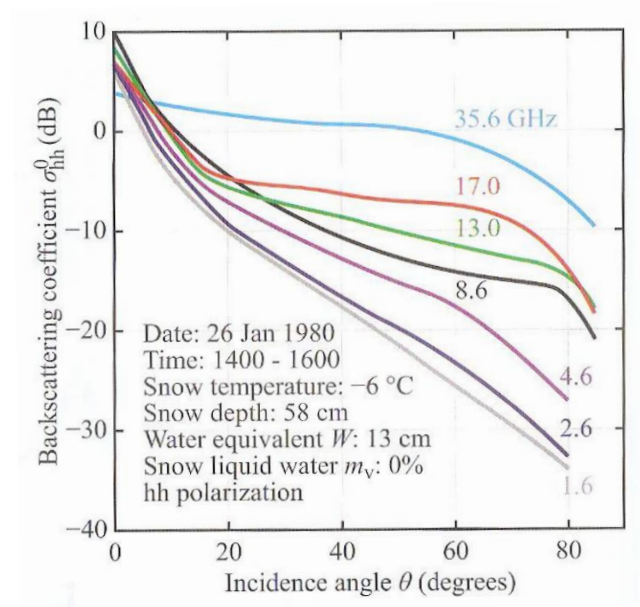


Figura 4.4: Coeficient de retro-dispersió mesurat per neu seca [Stiles et al., 1981]

Com es comentava a l'apartat 4.2, la banda que es decideix fer servir és la S, corresponent a freqüències entre 2 i 4 GHz. Es pot observar que el valor aproximat de σ^0 per la neu seca en aquest cas serà d'uns -20 dB. Així doncs, d'aquí en endavant es suposa que aquest és el coeficient de retro-dispersió amb el que el sistema radar treballarà.

Un altre factor que s'hauria de tenir en compte és el coeficient d'atenuació que patiria el senyal a la neu. Aquest coeficient es coneix com coeficient d'extinció k_e (*extinction coefficient*) i un valor gran d'aquesta atenuació equivaldrà a unes pèrdues més grans que no pas si el coeficient és petit, que significarà que el medi és relativament transparent al senyal. De nou a partir de les mesures obtingudes a la Figura 4.3, es suposa un valor d'atenuació de 0.0158 Nep/m pel cas de la neu seca. S'haurà de tenir en compte doncs la quantitat de metres que el senyal viatja a la neu i obtenir el valor en decibels de les pèrdues corresponents (1Nep = 8.868 dB).

En una escena amb dos medis com són la neu i el terra, al radar arribaran una sèrie d'ecos provinents de la interfície aire-neu, neu-terra, de la persona en concret i altres reflexions produïdes pel volum de neu. D'aquesta manera, s'estudien les reflexions de l'energia reflectida pels diferents medis.

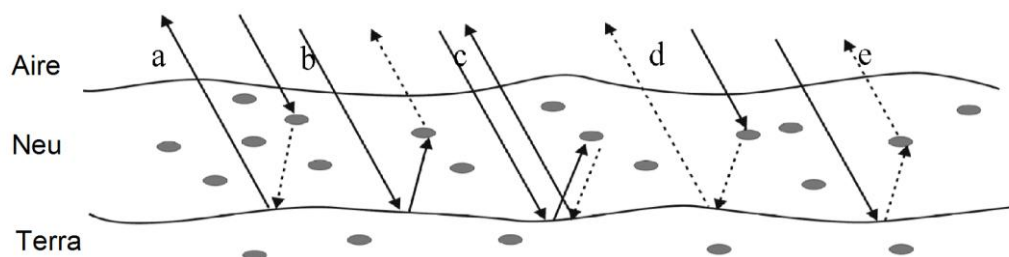


Figura 4.5: Representació de les diferents reflexions de l'escena

Assumint que no hi han pèrdues atribuïbles al medi es té que:

$$R_{ab}^2 + T_{ab}^2 = 1 \quad (4-9)$$

on R_{ab} és el coeficient d'intensitat de reflexió de la interfície ab i T_{ab} el coeficient de transmissió.

El coeficient de reflexió es defineix com:

$$R_{ab} = \left| \frac{n_a \cos \vartheta_b - n_b \cos \vartheta_a}{n_a \cos \vartheta_b + n_b \cos \vartheta_a} \right| \quad (4-10)$$

on n_a i n_b són els índex de refracció de la capa a i b respectivament, ϑ_a és l'angle incident i ϑ_b l'angle de refracció. Aquest angle de refracció es calcula mitjançant la llei de Snell:

$$n_a \cos \vartheta_a = n_b \cos \vartheta_b \quad (4-11)$$

Si per simplicitat es suposa un angle d'incidència normal (ϑ_a i ϑ_b valdrien zero) el coeficient de reflectivitat seria:

$$R_{ab} = \left| \frac{n_a - n_b}{n_a + n_b} \right| \quad (4-12)$$

D'aquesta manera, en una situació en la que la primera interfície és l'aire i la segona la neu, l'índex de refracció de l'aire seria igual a 1. Per la banda de la neu, el seu índex de refracció dependrà de la seva constant dielèctrica. En el cas de ser neu seca, s'obindrà un índex de refracció més petit que no pas si la neu és humida. Això comportarà un coeficient de reflexió més petit pel cas de neu seca, és a dir, un coeficient de transmissió més gran per tal de poder detectar la persona en la interfície corresponent a la neu.

La potència retornada pel cos de la persona equivaldrà al producte del coeficient de transmissió de la primera interfície aire neu pel coeficient de reflectivitat de la pròpia persona amb la neu:

$$\rho = T_{\text{aire-neu}} \cdot R_{\text{neu-cos}} \cdot T_{\text{neu-aire}} \quad (4-13)$$

Si amb neu humida es té un coeficient de transmissió $T_{\text{aire-neu}}$ més petit que amb neu seca, serà més difícil poder rebre l'eco corresponent a la persona, a més de tenir un coeficient d'extinció més gran, afegint més atenuació al senyal.

5 Anàlisi del sistema radar

El disseny d'un sistema consisteix en una sèrie d'iteracions de manera que es compleixin tots els requisits de l'usuari, donant lloc a un sistema tècnica i econòmicament viable. A partir d'aquesta idea, tenint clar quins són els requisits que es volen assolir, es duu a terme un estudi de com afecta cada component d'un sistema radar per adequar-lo a les necessitats del projecte. Així doncs, l'anàlisi d'un SAR per missions de rescat en zones de neu comença a partir de l'estudi del sistema radar actual que disposa el departament de Teoria del Senyal i Comunicacions de la Universitat Politècnica de Barcelona.

El capítol estarà dividit principalment en tres seccions. Es començarà presentant el radar actual que s'integra en el *drone* del departament per tal d'analitzar el sistema transmissor i receptor en les seccions posteriors. A més, en les seccions d'anàlisi del sistema transmissor i receptor, es plantegen quins serien els canvis per tal de fer servir el sistema amb la finalitat que aquest projecte proposa. A partir d'aquest anàlisi s'ha realitzat un primer disseny del qual s'analitzaran les característiques més importants.

5.1 Introducció al sistema radar actual

El primer sistema radar que s'analitza és l'implementat en el projecte ARBRES (*AiR-Based REmote Sensing*) [10]. Aquest projecte realitzat pel Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions de la UPC integra un sistema compacte CW/FM en un UAV (*Unmanned Aerial Vehicle*) de dimensions petites. Les avantatges que es comentaven a l'introducció del projecte són un clar motiu pel que es realitza el muntatge d'un sistema SAR en un vehicle espacial controlat. ARBRES permet obtenir imatges d'un terreny o un model topogràfic, monitoritzar conreus, detectar canvis o la presència de vehicles, persones o animals. La formació de les imatges posteriors es realitza mitjançant un algorisme de retro-propagació (*back propagation*) [11].

El projecte consisteix en dos sistemes independents transmissor/doble receptor que poden operar en banda C i X. En banda X i amb un ample de banda de 100 MHz és capaç d'oferir una resolució al terra d'aproximadament 1.5 m i un *swath* de 3.75 km. Les antenes que utilitza el sensor estan escollides per tenir una bona eficiència amb una mida i pes reduïts per tal de facilitar el vol de l'avió controlat remotament. Aquest és un aspecte que coincidirà amb el sistema que es vol dissenyar, per tant, la primera idea és fer servir el mateix tipus d'antenes. Els dos sensors del projecte ARBRES fan servir parells d'agrupacions de quatre pegats *microstrip* amb un ample de feix en azimuth i elevació de 45°.

Un dels resultats experimentals realitzats amb aquest sistema ofereix un primer paràmetre digne d'estudi com és la sensibilitat del SAR. Expressada amb el *Noise Equivalent Sigma Zero*, s'obté un valor -32 dB realitzant la mesura de la potència de soroll de la imatge quan no s'esperen ecos. Aquest valor de sensibilitat del SAR servirà de referència per tal d'obtenir un NESZ aproximat alhora de realitzar els càlculs i simulacions de l'apartat 6 pel sistema radar dissenyat.

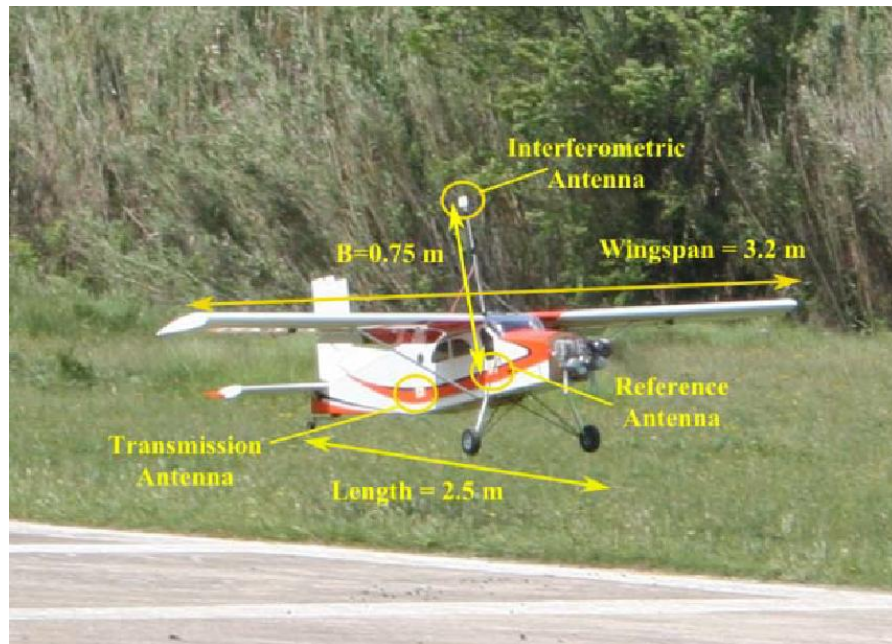


Figura 5.1: UAV amb l'ARBRES incorporat [10]

Actualment, el muntatge del SAR és realitzat en un *drone*. Els avantatges de realitzar les captures SAR amb un *drone* per sobre d'un avió com el de la figura anterior són bastant clares. En primer lloc, la facilitat de pilotar un *drone* per sobre d'un avió controlat és molt més gran, evitant les complicades situacions d'aterratge i enlairament. Aquest aspecte ja és una millora en el temps de reacció, ja que el *drone* pot estar a metres d'alçada en pocs segons. Un altre motiu pel qual serà preferible és perquè podrà operar amb trajectòries arbitràries, cosa que un avió no pot fer per raons d'aerodinàmica. Amb un sistema de navegació precís es podrà aconseguir una bona estabilitat del *drone*, factor que facilitarà molt el post-processat de la imatge, ja que serà més fàcil saber en quina posició de la trajectòria es troba en cada moment.

Així doncs, es començarà amb l'anàlisi de tot el sistema que incorpora el radar del *drone* i a partir d'aquest punt s'analitzaran els paràmetres que s'haurien de canviar per tal d'adequar-se a les necessitats que planteja aquest projecte.



Figura 5.2: Drone octocòpter amb SAR incorporat

El sistema radar actual del *drone* presenta el següent diagrama de blocs:

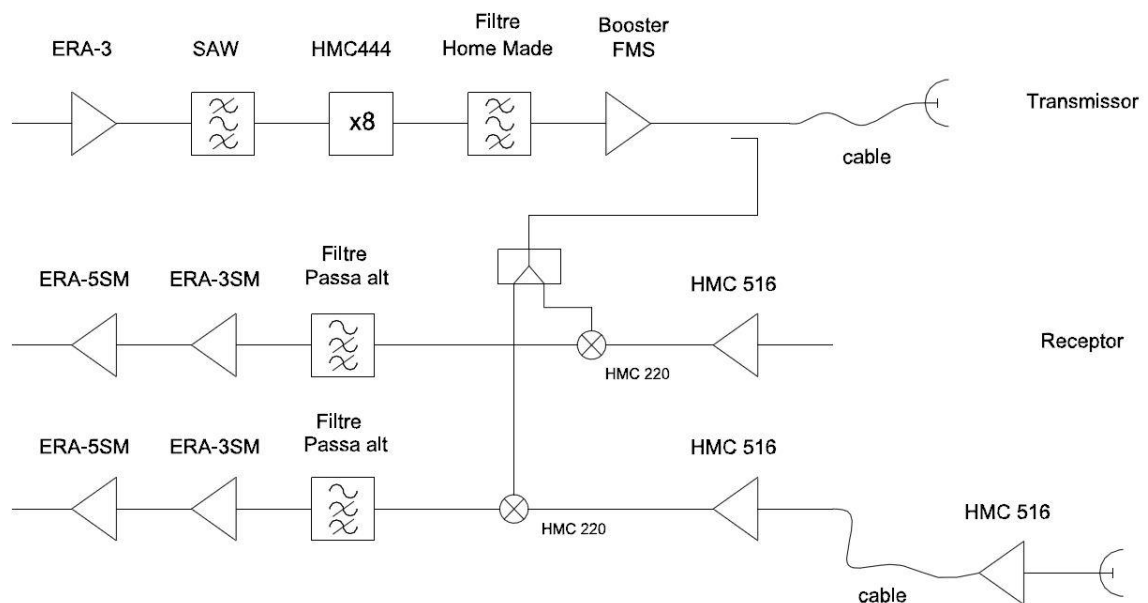


Figura 5.3: Diagrama de blocs del transmissor/receptor radar

L'etapa transmissora consisteix en injectar un *chirp* referència per després amplificar-lo i multiplicar la seva freqüència per 8 obtenint la freqüència de treball, en aquest cas, de 9.65 GHz.

D'altra banda, la part receptora té dos canals independents que amplifiquen el senyal mitjançant un LNA (*Low Noise Amplifier*) per després introduir-lo al mesclador amb el senyal transmès. La sortida d'aquest procés, anomenada senyal de freqüència intermèdia, es filtra per un filtre passa-alt per tal d'eliminar el possible acoblament del senyal i evitar saturar l'adquisició de mostres. Després que el senyal passi pels amplificadors es mostreja per dur a terme el processat de la imatge mitjançant la FFT. Normalment, abans de mostrejar el senyal es filtra amb un pas baix per tal de complir el criteri de Nyquist.

El filtre passa-alt està format per una bobina de 4.7 μm connectada a massa i un condensador en sèrie de 1 μF . La freqüència de tall es troba 2 MHz aproximadament i la banda de pas va fins 25 MHz. Es suposen unes pèrdues d'inserció i factor de soroll de 0.5 dB. Aquest filtre proporciona una certa compensació de la pèrdua d'amplitud dels ecos amb la distància a la que està el blanc. Si la distància al blanc és gran, la freqüència de batut corresponent serà alta, però amb poca amplitud. Si en canvi es tracta d'un blanc proper, la freqüència de batut serà baixa i amb molta amplitud.

Els valors dels components utilitzats al diagrama de blocs de la Figura 5.3 que s'utilitzaran més endavant pels diferents càlculs són:

Components	Caracterització
ERA-5SM	Guany = 23.4 dB
	Factor de soroll = 2.7 dB
ERA-3SM	Guany = 20.2 dB
	Factor de soroll = 3.5 dB
Mesclador HMC-220	Conversion Loss = 7 dB
	Factor de soroll = 7 dB
LNA HMC-516	Guany = 20 dB
	Factor de soroll = 1.8 dB
Filtre Passa-alt	Pèrdues d'inserció = 0.25 dB
	Factor de soroll = 0.25 dB
Cable transmissió	Pèrdues = 1.4 dB
Cable recepció	Pèrdues = 1.2 dB

Taula 5.1: Caracterització components sistema radar

Una vegada presentat el sistema radar del que disposa el *drone*, s'analitzaran les configuracions i valors que s'hauran de tenir en compte en el transmissor i receptor per tal de satisfer els requisits que planteja l'escenari del projecte.

5.2 Anàlisi del transmissor

En aquest apartat no es pretén explicar quines són les parts del hardware que componen el sistema transmissor sinó més bé s'analitzen i es calculen tots aquells factors que s'han de tenir en compte per generar el senyal transmès i la seva propagació. D'aquesta manera es tindran tots els factors per poder calcular la potència que es rep al sistema receptor i dur a terme les diferents simulacions del nou sistema.

Alguns dels aspectes del transmissor del sistema SAR que s'estudiaran per tal de fer les simulacions posteriors són:

1) La freqüència d'operació

El sistema actual treballa a la banda X, amb una freqüència de 9.65 GHz i un ample de banda de 100 MHz. Per part del sistema que es vol dissenyar, com es comenta a l'apartat 4.2, la banda en la que el *drone* treballarà és la banda S, corresponent a freqüències entre 2 i 4 GHz. Així doncs, s'escull una freqüència de treball del radar de 2.8 GHz, amb un ample de banda disponible de 200 MHz.

2) Resolució espacial

Relacionada directament amb l'ample de banda disponible, serà important conèixer de quina resolució és el sistema radar. La resolució d'un SAR depèn principalment dels requisits de l'aplicació. La següent taula mostra algunes aplicacions de la ciència i resolucions de sistemes aeris:

Disciplina	Resolució
Classificació de vegetació	5 - 20m
Humitat i salinitat del terra	5 - 50m
Hidrologia	5 - 20m
Oceanografia	5 - 200m
Arqueologia	2 - 20m

Taula 5.2: Diferència en la resolució per diferents aplicacions

En el cas en el que es vol detectar una persona atrapada sota una capa de neu, s'espera una resolució mínima de 1.5m.

3) Modulació

S'analitzaran els diferents paràmetres de la modulació FM que es realitza a la freqüència de treball com són el període d'escombrat del senyal *chirp* o el marge de freqüències corresponent a l'escombrat.

4) El coeficient de retro-dispersió

Com es comenta a l'apartat 3.3.4 on s'explicava el NESZ, la sensibilitat del sistema es un aspecte important de cara a poder mapejar i detectar diferents objectius alhora de processar la imatge. S'analitzarà doncs la resposta del radar per diferents objectes com pot ser una persona, la neu, una muntanya o vegetació, per exemple.

5) La plataforma d'operació

Els sistemes SAR es poden separar en dos grups segons on estiguin integrats: en una plataforma espacial com un satèl·lit o en una plataforma aèria com seria un avió o un *drone*, com és el cas d'aquest projecte. Serà important doncs, determinar quina es la altura de la plataforma, la velocitat amb la que es mou o l'angle d'incidència que forma amb l'escena, així com esmenar com afecta cada paràmetre al sistema.

6) Antena

Les aplicacions SAR poden tenir diferent tipus d'antenes com poden ser Yagi, *slotted-waveguide*, microstrip, etc. En el cas d'un sistema SAR que treballa en banda S normalment s'utilitzen *microstrip* ja que proporcionen millor rendiment a més d'un pes reduït (són antenes petites) aspecte important alhora de equipar l'antena en una plataforma aèria com és el *drone*. S'haurà d'analitzar doncs les característiques de les antenes per tal de tenir el guany desitjable.

5.2.1 Ample de banda

Per tal d'aconseguir una alta resolució alta, és necessari que l'ample de banda sigui gran. Segons la regulació analitzada a l'apartat 4.2, per la banda de freqüències en la que el radar treballaria, estarien disponibles uns 200 MHz. Així doncs, tenint en compte les equacions (3-1) i (3-2):

$$\Delta R = \frac{c}{2B} = \frac{3e8}{2 * 200e6} = 0.75\text{m} \quad (5-1)$$

Aquesta seria la *slant resolution*, si considerem que l'apuntament en elevació és d'uns 45° sobre el terra aproximadament, el radar seria capaç d'oferir una resolució al terra de:

$$\Delta R_g = \frac{\Delta R}{\sin \theta_{inc}} = \frac{0.75}{\sin 45} = 1.06\text{m} \quad (5-2)$$

També s'haurà de tenir en compte que la resolució dins del medi, en aquest cas la neu, serà diferent degut a que la velocitat de propagació de les microones es veu afectada per la permitivitat, tal i com s'explica a l'equació (4-8).

Degut a que les condicions de la neu son desconegudes en el moment de realitzar aquest estudi no és possible saber quina és la densitat de la neu ρ_s ni tampoc la seva densitat v_i , aspectes claus per conèixer ϵ'_{ds} . D'aquesta manera, s'utilitzaran les dades obtingudes per estudis en bandes semblants a la que es treballa per tal de poder estimar un valor pel coeficient de permitivitat.

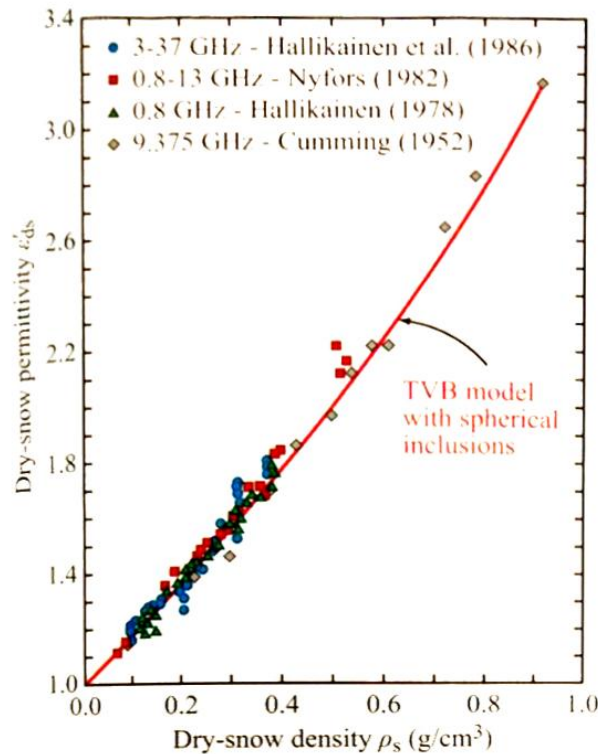


Figura 5.4: Permittivitat mesurada de neu seca com a funció de la densitat [8]

De cara a totes les simulacions, s'assumeix que el valor de la densitat de la neu en un allau serà de 0.4 g/cm^{-3} . D'aquesta manera s'obtidria, segons l'estudi anterior, una permitivitat de valor $\epsilon'_{ds} = 1.8$. Així doncs, la resolució en la neu serà:

$$\Delta R_{\text{neu}} = \frac{c/\sqrt{\epsilon'_{ds}}}{2B \sin \theta_{\text{inc}}} = 0.79\text{m} \quad (5-3)$$

Es dona la situació que amb l'ample de banda disponible de 200 MHz, la resolució dins del medi és de 0.79m. Com es pot comprovar a la següent figura, un augment de B implicaria una millor resolució i per tant, el radar tindria més capacitat de detectar dues persones que estiguessin molt juntes u objectes que pogués portar amb ella com podrien ser per exemple uns esquís que estiguessin molt a prop.

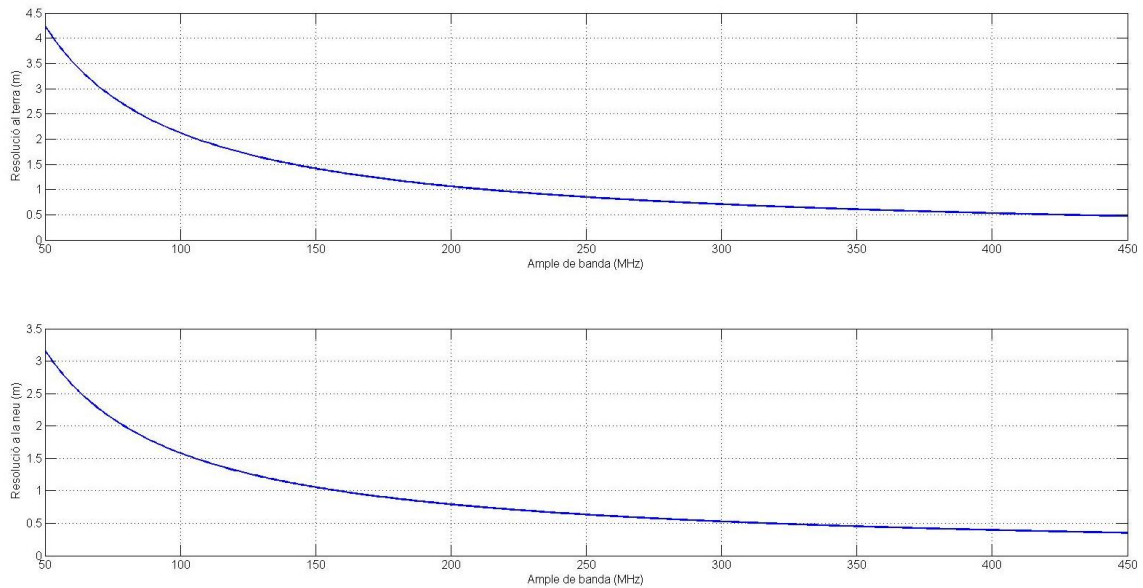


Figura 5.5: Relació ample de banda amb la resolució

5.2.2 Paràmetres de l'antena

Com es comenta a la introducció d'aquest apartat, una mida reduïda de l'antena és important per un sistema aeri per tal de no introduir-hi massa pes al sistema i no afectar a la seva aerodinàmica. És per aquest motiu que es fan servir antenes del tipus *patch* o *microstrip*.

Com s'ha vist, en el cas de l'ARBRES s'utilitzaven un parell d'agrupacions de quatre *microstrip* pegats (2 x 2) perquè ofereixen uns lòbuls laterals reduïts en la direcció de radiació i a més tenen una dimensió petita. Degut aquesta mida reduïda el guany serà també petit, però suficient pel tipus d'aplicació que s'utilitzen.

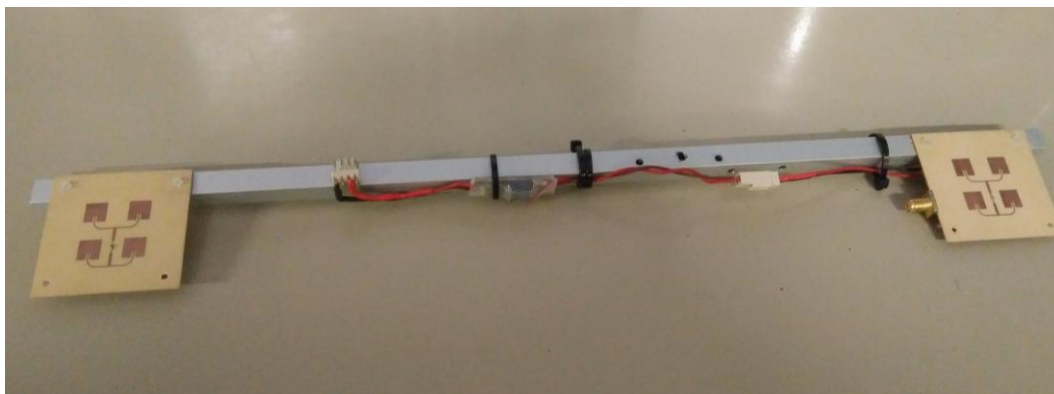


Figura 5.6: Antenes transmissora i receptora del sistema del *drone* actual

El guany de l'antena és un paràmetre determinant a l'equació radar, s'haurà d'intentar que sigui lo més gran possible per tal de incrementar la potencia rebuda. El disseny inclou dues antenes de la mateixa mida i eficiència.

Assumint que les antenes del sistema actual són d'aproximadament 0.045 x 0.045m i amb un 70% d'eficiència aproximadament, el guany de l'antena ve donada per:

$$G = \frac{4\pi A_{\text{eff}}}{\lambda^2} = \frac{4\pi(0.045^2 \cdot 0.7)}{\left(\frac{3e8}{9.65e9}\right)^2} = 18.43 \quad (5-4)$$

$$G = 12.65 \text{ dB} \quad (5-5)$$

Per tal d'obtenir el mateix guany a la freqüència en la que el nou sistema treballaria, s'aïllen les dimensions que les antenes haurien de tenir, obtenint una mida de l'agrupació d'aproximadament 20 x 12 cm.

Ara per tant es pot determinar quins son els amples de feix a -3 dB en azimuth ϑ_h i elevació ϑ_v que es mostren a la Figura 3.1:

$$\vartheta_h = \frac{\lambda}{L_h} = \frac{3e8/2.8e9}{0.2} = 0.53 \text{ rad} \equiv 30.69^\circ \quad (5-6)$$

$$\vartheta_v = \frac{\lambda}{L_v} = \frac{3e8/2.8e9}{0.12} = 0.89 \text{ rad} \equiv 51.15^\circ \quad (5-7)$$

Un inconvenient que pot tenir aquesta antena són unes dimensions que poden presentar problemes d'arrossegament lateral en cas de vents (situació que pot succeir perfectament en les zones de muntanya on actuaria el radar). Per aquest motiu, un disseny alternatiu que presentés característiques similars en guany i diagrama de radiació es podria fer amb dipòls, fet que suposaria una fricció amb el vent molt menor.

5.2.3 Plataforma mòbil

L'altura a la que pot volar un *drone* està limitada per regulacions de les diferents zones on es trobi. Degut a les necessitats del projecte, l'altura recomanable es troba entre els 100 i els 300m d'altura. Aquesta altura no hauria de ser un problema en zones on s'acaba de produir un allau i ja que es tractaria d'una situació d'emergència amb un temps de vol curt s'entén que en alguns casos es podria excedir la màxima altura permesa de la zona per

vehICLES aeris no tripulats. Tot i això, de cara a tenir una bona SNR interessarà volar relativament prop de la superfície observada.

Tenint això present, i degut a que un *drone* pot realitzar passades a varies altures de manera molt senzilla, oferint més informació alhora de processar els resultats i formar l'escena, el paràmetre de l'altura no és un valor estàtic sinó que està obert a possibles canvis. Pel cas d'aquest anàlisi es parteix d'una altura mínima de 153m.

Una vegada es coneixen l'altura de vol, l'angle d'incidència i l'ample de feix en elevació de l'antena es possible calcular quin serà el *swath* que el nostre sistema radar il·lumina. Per raons de simplicitat es suposa que l'estudi es fa sobre una zona plana, tot i que els resultats seran fàcilment extensibles a zones inclinades on típicament caldria operar.

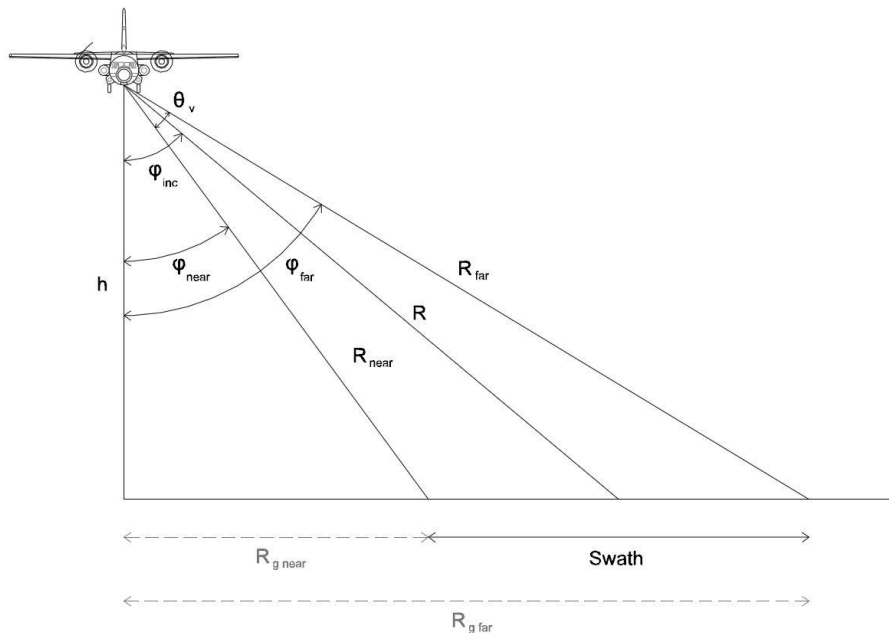


Figura 5.7: Relació ample de feix en azimuth amb les distàncies al terra

La distància al terra respecte la vertical del *drone* es calcularà de la següent manera:

$$R_{g, near} = h \cdot \tan \varphi_{near} = h \cdot \tan\left(\varphi_{inc} - \frac{\vartheta_v}{2}\right) = 53.95\text{m} \quad (5-8)$$

$$R_{g, far} = h \cdot \tan \varphi_{far} = h \cdot \tan\left(\varphi_{inc} + \frac{\vartheta_v}{2}\right) = 433.95\text{m} \quad (5-9)$$

Restant les dues distàncies s'obté quin és el *swath* del sistema:

$$SW = R_{g, far} - R_{g, near} = 380 \text{ m} \quad (5-10)$$

La distància del *drone* al terra es pot calcular de la manera següent:

$$R = \frac{h}{\cos \varphi_{\text{inc}}} = \frac{h}{\cos \varphi_{\text{inc}}} = 216.37\text{m} \quad (5-11)$$

Per últim, serà important conèixer quina es la velocitat amb la que es mou el radar. Un *drone* pot operar amb una velocitat màxima de 50 m/s segons els motors i característiques. Pel que fa al *drone* del laboratori, la velocitat amb la que es mou és d'uns 8.8 m/s i per tant, la que es farà servir en primer lloc pels càlculs de la plataforma. De la mateixa manera que amb l'altura de vol, la velocitat de la plataforma pot ser variable i canviar segons la necessitat. Degut a que es voldrà escanejar la zona d'interès de manera més precisa pot ser que sigui preferible tenir una velocitat inferior que en zones irrellevants com podria ser el trajecte fins arribar a la zona on hagués passat l'allau.

5.2.4 Paràmetres d'emissió

Com es comenta a l'apartat 2.2, quan s'explica com funciona un radar FMCW, el senyal emès és una portadora modulada en freqüència amb una forma d'ona en dent de serra o triangular. En el cas del radar que disposa el laboratori, s'utilitza una modulació amb forma d'ona triangular ja que és preferible davant la modulació amb dents de serra pels canvis abruptes en la freqüència d'aquesta, que crearien impulsos no desitjats en el senyal rebut. La relació entre la durada del senyal *chirp* i la PRF.

$$\text{PRI} = \frac{1}{\text{PRF}} = T_m = 2 * T_{\text{chirp}} \quad (5-12)$$

Pel cas de la simulació que es duu a terme més endavant (apartat 6), es farà servir només una de les rampes de la variació de la freqüència (l'ascendent), per tal d'evitar les ambigüitats que provocaria fer servir dos freqüències iguals en dos instants de temps diferents (rampa ascendent i rampa descendent).

La variació de la rampa en freqüències serà la corresponent a l'ample de banda del que disposem, tenint per tant un $\Delta f = 200$ MHz. Per tal de poder donar un valor de PRF i T_{chirp} pel sistema en banda S, es comença analitzant el període d'escombrat del senyal *chirp* que s'utilitza actualment en el *drone* del departament, amb un valor:

$$T_{\text{chirp}} = 91.78 \mu\text{s} \quad (5-13)$$

I per tant, obtenint un interval de repetició de polsos i una PRF:

$$PRI = 2 * T_{chirp} = 183.56 \mu s \quad (5-14)$$

$$PRF = \frac{1}{PRI} = 5447.38 Hz \quad (5-15)$$

Un aspecte important del sistema radar que disposa el departament és la longitud de l'obertura sintètica. Com es comentava a l'apartat 3.2, la resolució pot estar limitada pel feix de l'antena o l'obertura sintètica segons on es trobi l'objecte a estudiar. Pel cas del sistema radar actual del departament s'ha de tenir en compte que la longitud de l'obertura sintètica està truncada pel temps d'adquisició de dades del sistema. La memòria disponible del sistema d'emmagatzemar dades per després processar-les està limitada a un temps d'adquisició, fet que trunca l'obertura sintètica. Aquest temps d'adquisició és equivalent a la multiplicació de l'interval de repetició de polsos pel número de polsos que s'envien. Si el número de polsos que s'envien són 25000 s'obté:

$$T_{adq} = \frac{1}{PRF} \cdot \#polsos = 4.59 s \quad (5-16)$$

A partir d'aquest temps que el radar pot estar processant dades i la velocitat amb la que es mou el *drone*, es calcula la longitud de l'obertura sintètica truncada:

$$L_s = T_{adq} \cdot v_{drone} = 40.40 m \quad (5-17)$$

Aquesta longitud de l'obertura L_s afectarà a la resolució en azimuth Δz del sistema. Fent l'anàlisi per saber quina és la distància crítica a partir de la qual es perd resolució:

$$\frac{L_H}{2} = \frac{R_c \lambda}{2 L_s} \quad (5-18)$$

on L_s és la longitud truncada obtinguda i la resta de paràmetres del radar en banda X. Aïllant la distància crítica R_c :

$$R_c = \frac{2 L_s L_H}{\lambda} = 58.45 m \quad (5-19)$$

Amb la següent figura s'entén que a partir d'aquesta distància crítica, el radar en banda X deixa d'estar limitat en feix per passar a estar limitat per la longitud d'obertura truncada obtinguda a l'equació (5-17).

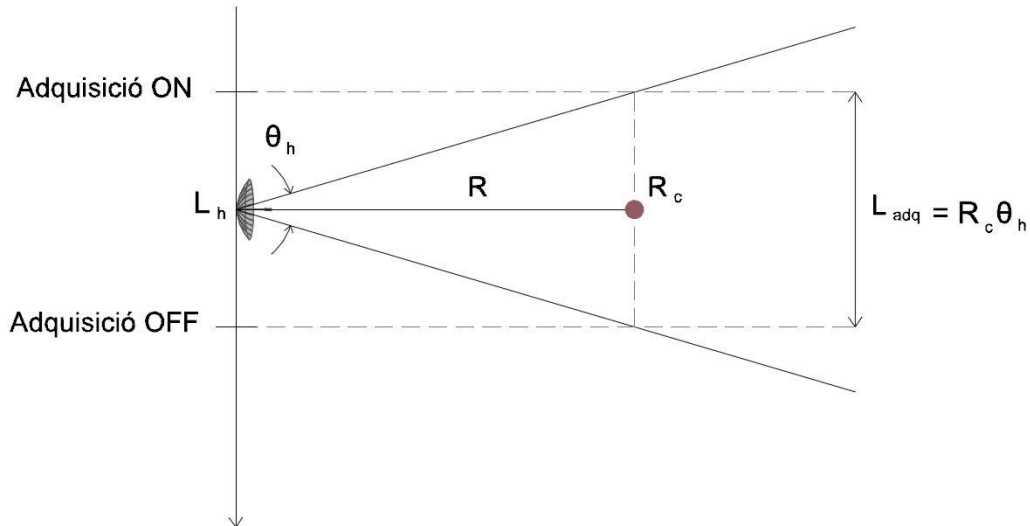


Figura 5.8: Resolució lateral limitada per l'adquisició

Es comprova amb la següent figura com la distància amb el blanc, obtinguda a (5-11), està per sobre de la distància crítica, empitjorant la resolució lateral del sistema.

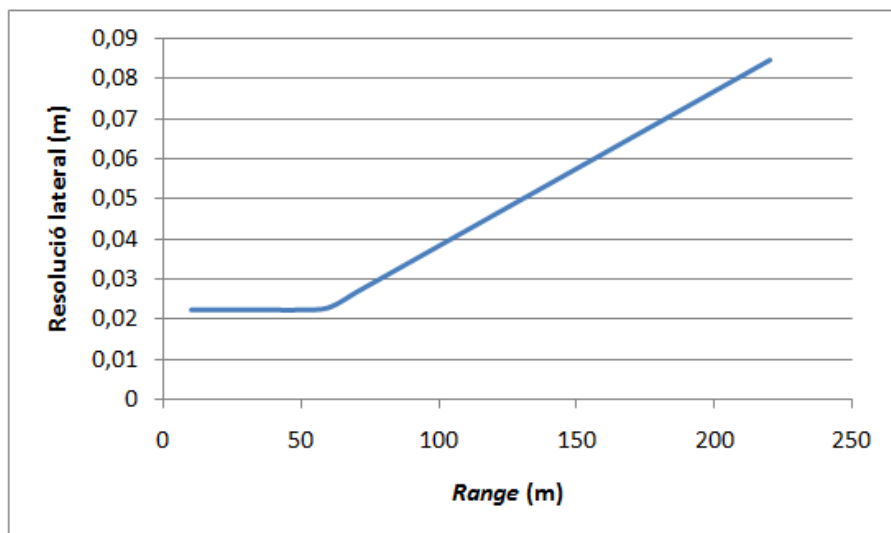


Figura 5.9: Resolució lateral del sistema en banda X en funció de la distància

Fent servir el mateix anàlisi amb el nou sistema que es vol dissenyar en banda S, es comença definint com distància crítica la distància amb el blanc, obtinguda a (5-11), per tal d'obtenir la millor resolució lateral possible. Fent servir l'equació (3-10) es troba quina ha de ser la longitud de l'obertura sintètica necessària:

$$\frac{L_H}{2} = \frac{R_c \lambda}{2 L_s} \quad (5-20)$$

$$L_s = \frac{R_c \lambda}{L_H} = 115.91 \text{ m} \quad (5-21)$$

És a dir, amb una longitud de l'obertura sintètica de 115.91 metres s'aconseguiria la millor resolució lateral possible:

$$\Delta z = \frac{R \lambda}{2 L_s} = 0.10 \text{ m} \quad (5-22)$$

Si es realitzés la mateixa gràfica que a la Figura 5.9 amb la longitud obtinguda necessària es tindria:

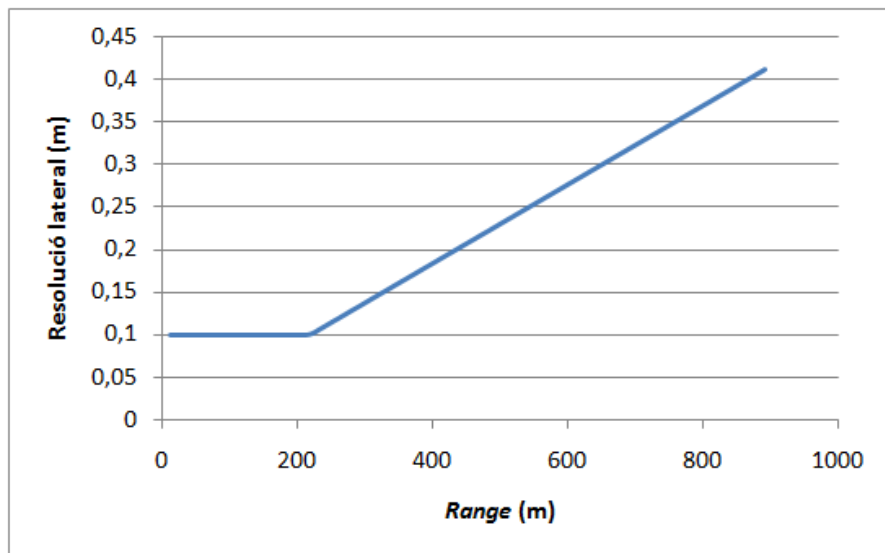


Figura 5.10: Resolució lateral del sistema en banda S en funció de la distància

Per tal d'obtenir aquesta resolució lateral a la distància que es troba el radar, fent servir de nou la fórmula de l'equació (3-11), es pot trobar quin serà el nou temps d'adquisició:

$$T_{\text{adq}} = \frac{L_s}{v_{\text{drone}}} = 13.17 \text{ s} \quad (5-23)$$

És a dir, es necessitaria un sistema que fos capaç de processar les dades provinents dels ecos durant 13.17 segons. Mantenint el mateix nombre de polsos que s'envien durant l'obertura (25000 polsos), l'interval de repetició de polsos que s'hauria de configurar seria de 527 μs , equivalent a una PRF de 1897.53 Hz.

D'aquesta manera, els nous paràmetres d'emissió obtinguts pel sistema radar en banda S serien:

$$\text{PRF} = 1897.53 \text{ Hz} \quad (5-24)$$

$$T_m = 527 \mu\text{s} \quad (5-25)$$

$$T_{\text{chirp}} = 263.5 \mu\text{s} \quad (5-26)$$

5.2.5 Calibratge del *drone*

Com s'explica durant l'apartat 3.3, la potència de retro-dispersió dependrà de les propietats dels objectes. Aquests objectes tindran una reflectivitat diferent segons la seva mida o la seva orientació en relació amb el radar.

Els objectes es podran categoritzar segons dos tipus:

1. Blancs distribuïts
2. Blancs puntuals

La RCS d'una superfície ve donada per la següent expressió

$$\sigma = \sigma^o \cdot A_c \quad (5-27)$$

on σ^o és el coeficient de retro-dispersió que es descriu a la secció 3.3.2 i A_c representa l'àrea del *clutter*³.

Blancs distribuïts

En el cas d'aquest estudi l'únic blanc distribuït que analitza el sistema és la neu, que ja està caracteritzada a l'apartat 4.3. Tot i que durant aquest anàlisi només és té en compte aquest medi, també és possible que l'escena contingui altres blancs com podrien ser el tipus de vegetació (si és molt o poc present), el tipus de terra, roques, els arbres o plantes, etc.

³ Clutter: terme per referir-se als ecos no desitjats en un sistema radar. Principalment provinents de retorns del terra, neu, mar, pluja, etc.

De cara a les simulacions i càlculs, es planteja una escena on només hi ha neu, però en un cas real s'hauria de tenir present que existiran rebots d'arbres, roques o plantes durant el processat de la imatge per tal de localitzar la persona atrapada. De la mateixa manera també és possible que a la imatge apareguin els retorns corresponents a estructures creades per l'home, com podria ser el cas de l'estudi d'un allau en una estació d'esquí. D'aquesta forma, seria necessari conèixer quins són els coeficients d'aquests blancs en la freqüència de treball que ens trobem, per tal de poder especificar de manera correcta quins són els retorns corresponents a cada blanc en la imatge final. Una manera podria ser fer una imatge de cada zona del domini esquiable per tenir una referència amb que comparar la imatge post-allau.

La superfície observada pel radar serà aproximadament un rectangle amb un àrea:

$$A_c = R \cdot \vartheta_h \cdot \Delta R_g \quad (5-28)$$

Una vegada es forma la imatge, després de la compressió de polsos i l'obertura sintètica, aquesta àrea es veu reduïda a l'àrea corresponent d'una cel·la de resolució:

$$A_c = \Delta z \cdot \Delta R_g \quad (5-29)$$

Calibradors

Un calibrador consisteix en un objecte amb una RCS alta coneguda, que apunta en la direcció del radar per tal de poder reflectir el senyal que li arriba de tornada al radar. En aquest projecte s'analitzen dos tipus de calibradors: un triedre reflector (calibrador passiu) i un ARC (*Active Reflector Calibrator*).

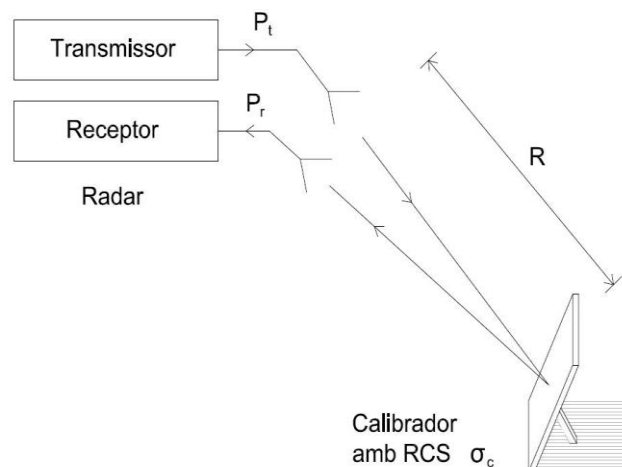


Figura 5.11: Exemple de calibrador passiu amb secció radar σ

Aquests calibratge consisteix en apuntar el radar cap al calibrador i mesurar la potència retornada. Una vegada el processador SAR realitza la imatge, és fàcil reconèixer els punts corresponents al calibrador, amb una RCS molt alta. Fent una comparació amb el valor real que obtenim en la imatge i el valor teòric de RCS és possible calibrar la imatge.

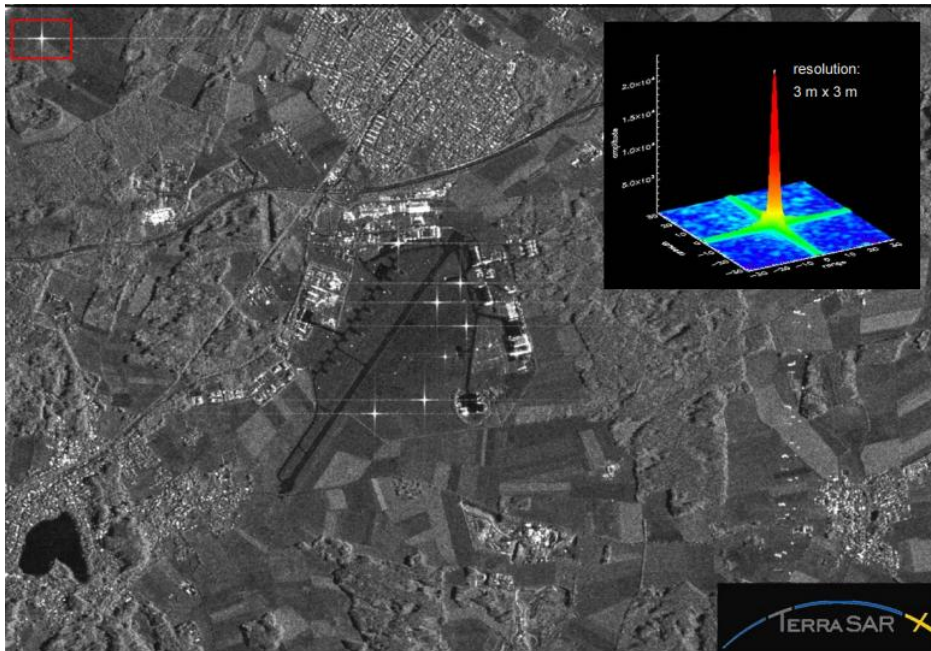


Figura 5.12: Exemple d'una imatge SAR amb una sèrie de calibradors [12]

Un calibrador actiu fa servir una sèrie d'amplificacions al senyal incident per tal de radiar-la de nou al radar. El calibrador actiu és capaç d'oferir una RCS alta però amb un ample de feix estret.

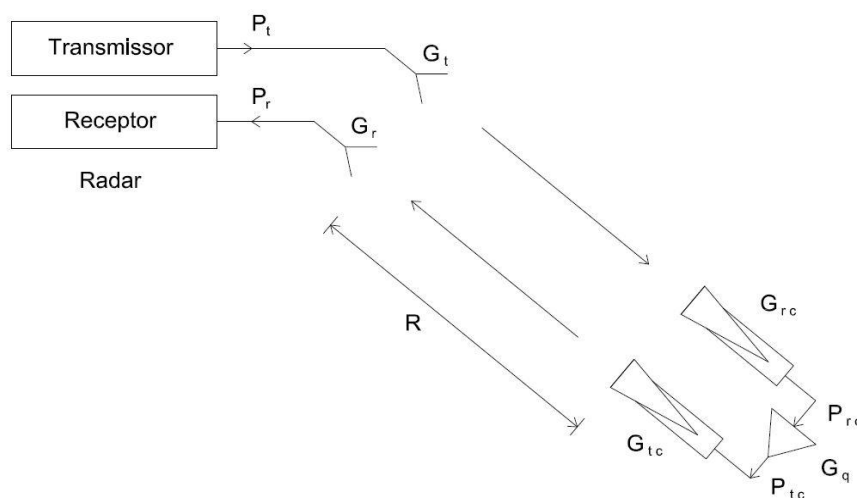


Figura 5.13: Exemple d'active radar calibrator (ARC)

Aquest tipus de calibrador ofereix un guany més elevat que no pas un calibrador passiu, tot i que es tracta d'un sistema més complex que unes plaques metàl·liques. Un exemple d'aquesta diferència de RCS amb una placa metàl·lica es mostra en la següent figura, corresponent a una mesura a 5 GHz [Brunfeldt and Ulaby, 1984].

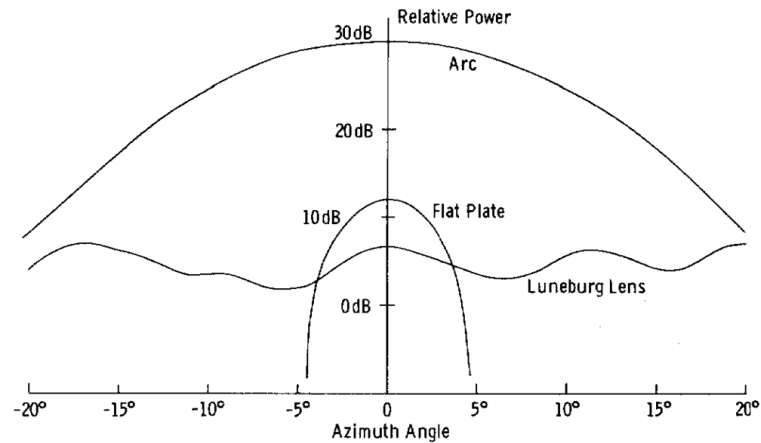


Figura 5.14: Comparació potència rebuda ARC

El PARC que actualment utilitza el *drone* per fer el calibratge es correspon amb el següent diagrama:

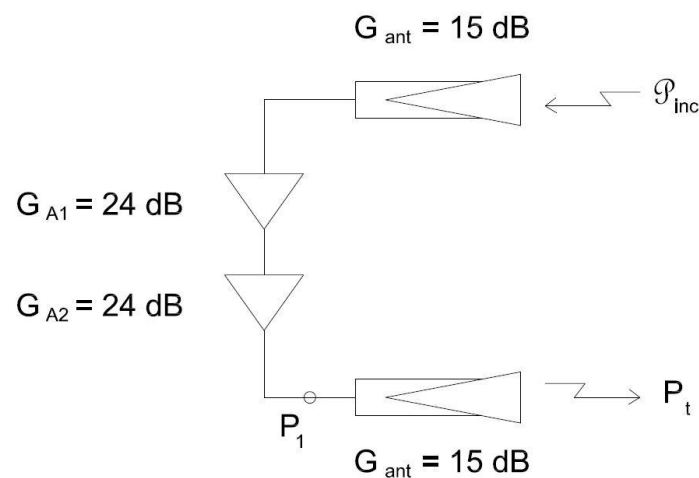


Figura 5.15: Diagrama de blocs de l'ARC

Obtenint una RCS:

$$\sigma = \frac{P_t}{P_{inc}} \quad (5-30)$$

$$P_t = G \cdot P_1 \quad (5-31)$$

$$= G_{\text{ant}} \cdot G_{A1} \cdot G_{A2} \cdot \mathcal{P}_{\text{inc}} \cdot A_{\text{eff}} \quad (5-32)$$

$$\sigma = \frac{P_t}{\mathcal{P}_{\text{inc}}} = G_{\text{ant}} \cdot G_{A1} \cdot G_{A2} \cdot A_{\text{eff}} \quad (5-33)$$

Tenint en compte que el guany de les dues antenes és de 15 dB, dels amplificadors 24 dB i que es pot expressar l'àrea efectiva com:

$$A_{\text{eff}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G \quad (5-34)$$

S'obté una RCS, corresponent a una freqüència de 9.65 GHz:

$$\sigma = 30 + 48 + 10 \log_{10} \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) = 37 \text{ dBsm} \quad (5-35)$$

D'altra banda, la opció de fer servir un calibrador passiu consisteix en un triedre mitjançant la unió de tres plaques metàl·liques com en la Figura 5.16, formant un angle de 90° entre elles. És possible formar un triedre amb plaques triangulars o quadrades. La part positiva d'aquest tipus de calibrador és que el seu feix és monoestàtic, és a dir, el raig transmès i rebut són paral·lels. A més, a diferència del calibrador actiu, l'ample de feix és més ample.

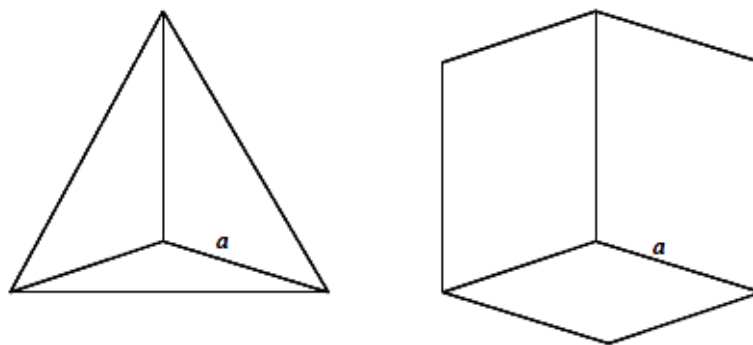


Figura 5.16: Diferents configuracions per un calibrador en forma de triedre

Per tal d'obtenir una RCS igual a la que es té amb un ARC, les dimensions dels calibradors haurien de complir [5]:

$$\sigma_{\text{triangle}} = \frac{4\pi a^4}{3 \lambda^2} \quad (5-36)$$

$$\sigma_{\text{quadrat}} = \frac{12\pi a^4}{\lambda^2} \quad (5-37)$$

S'obtenen unes mesures de $a=1.03\text{m}$ pel triedre triangular i de $a=59\text{cm}$ pel triedre amb plaques quadrades. S'ha de tenir en compte que aquestes mesures s'han realitzat pel sistema radar actual del *drone*, equivalent a una freqüència de treball de 9.65 GHz. Aquestes mesures serviran per obtenir una RCS suficientment gran per poder aparèixer a la imatge SAR tenint en compte la superfície en la que es troba.

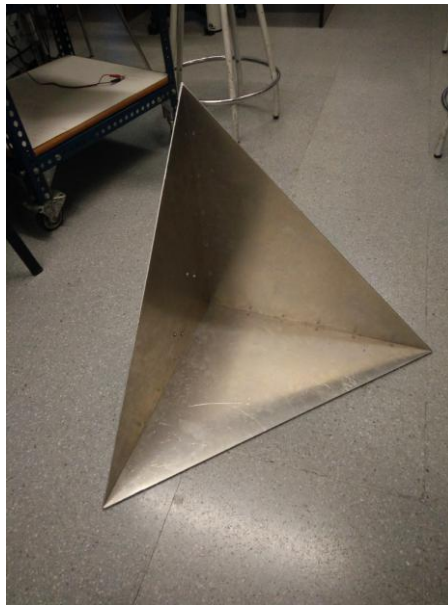


Figura 5.17: Exemple d'un calibrador en forma de triedre del laboratori

En el cas del radar en banda S que es vol dissenyar s'hauria de tenir en compte que el terreny on s'ubicaria és diferent. Així doncs, per tal que el calibrador aparegui després de la compressió de polsos i abans de formar la imatge amb l'obertura sintètica, haurà de complir una relació mínima senyal a *clutter* abans de la compressió de polsos de 10 dB. Amb un calibrador dissenyat amb aquest criteri es podria posteriorment calibrar la imatge, doncs el calibrador estaria per sobre del nivell de *clutter* superficial. Així doncs, es comença dissenyant un calibrador pel cas de persones atrapades per allaus a partir de la relació senyal a *clutter* després de la compressió de polsos:

$$S/C = \frac{\sigma_{\text{cal}}}{\sigma^{\circ} R \vartheta_n \Delta R_g} \quad (5-38)$$

Tenint en compte que el *clutter* és una capa de neu amb un coeficient de retro-dispersió d'aproximadament -20 dB com s'indica a la Figura 4.4, s'obté:

$$\sigma_{\text{cal}} = \sigma^0 R \vartheta_h \Delta R_g \frac{S}{C} = 12.15 \text{ m}^2 \equiv 10.84 \text{ dBsm} \quad (5-39)$$

Degut a que és possible trobar-se amb dificultats de disseny de l'amplificador si el calibrador és actiu, si s'escull un calibrador passiu com els analitzats anteriorment, s'obtidrien unes mesures de $a=0.42\text{m}$ pel cas del triedre amb plaques triangulars i $a=0.24\text{m}$ amb plaques quadrades per oferir una RCS de 10.84 dBsm.

El fet d'utilitzar aquests calibradors té molt sentit en casos on puguin ser transportables fins l'escena que es vol analitzar o bé ubicar-los en llocs específics de la zona com podria ser el terrat d'un edifici per exemple. A més, una millora d'aquests calibradors passius podria ser oferir una visibilitat completa del calibrador per part del *drone*. Els calibradors presentats anteriorment només són visibles per part del sistema radar durant un cert temps i amb un cert angle d'incidència. El fet de no haver de moure el calibrador segons la posició del *drone* suposaria una gran ajuda en l'adquisició de dades i un estalvi de temps i recursos per tal de canviar el calibrador d'una zona a altra per calibrar la imatge posterior. Així doncs, es duu a terme el disseny d'un calibrador que fos visible pel *drone* en qualsevol posició de vol a més d'intentar que el muntatge sigui senzill i fàcilment transportable.

En el cas del calibrador que s'hauria de fer servir en una situació de rescat per allaus com es planteja en aquest projecte, el canvi de calibrador segons la zona a estudiar és totalment inviable. D'aquesta manera, una possible solució seria tenir una sèrie de calibradors fixes establerts en zones que siguin propícies a poder succeir aquest tipus d'esdeveniments. Un exemple podria ser ubicar un calibrador a l'edifici d'una estació d'esquí o en una zona coneguda rodejada de neu amb condicions similars a una zona post-allau, per tal de fer servir els resultats obtinguts pel calibrador com a referència quan s'analitzi l'escena de l'allau.

D'aquesta manera es realitza un esbós de com s'hauria de dissenyar aquest calibrador per banda X que es detalla a l'annex A.

5.3 Anàlisi del receptor

Aquest capítol pretén analitzar com és el receptor per tal de tenir una referència del factor de soroll que s'hauria de tenir en compte alhora de realitzar l'estudi de la relació senyal soroll.

5.3.1 Ample de banda del receptor

Per tal de calcular el nivell de soroll corresponent a la sortida del receptor i així poder calcular la relació senyal soroll de la que es parla a l'equació (3-29), és necessari primer estimar quin és l'ample de banda de soroll.

L'ample de banda del receptor B_N del SAR es correspon amb l'ample de banda més restrictiu de tot el sistema radar. En el cas del receptor d'un radar bàsic com el de la Figura 5.18, l'ample de banda més restrictiu és el de la FFT que correspon a un banc de filtres pas banda amb B_{FFT} .

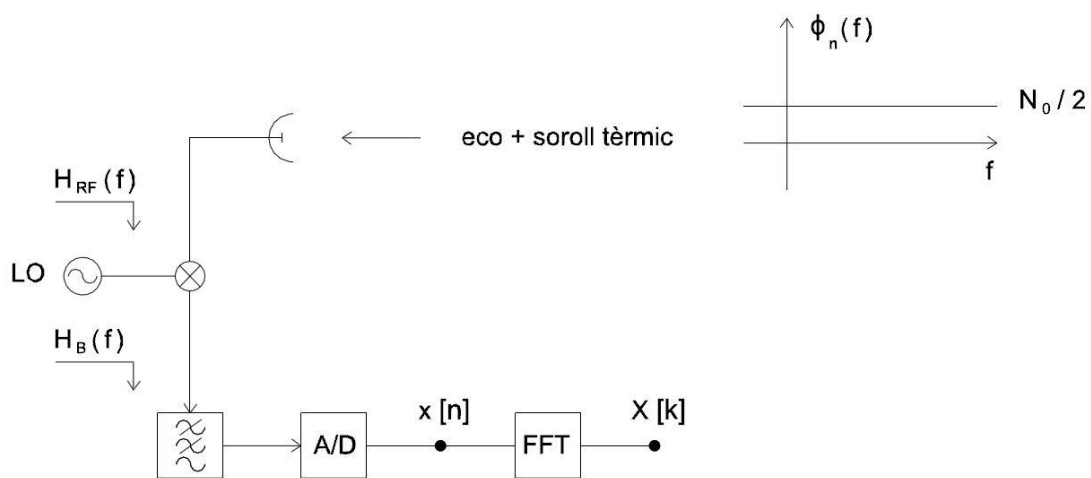


Figura 5.18: Esquema sistema receptor simple

En un esquema receptor com l'anterior, abans de l'etapa del convertidor analògic digital s'obté la sinusoide corresponent a la freqüència de batut f_b . La durada d'aquesta sinusoide serà el temps de *chirp* $\frac{T_m}{2} - t_r$, també anomenat temps d'observació. D'aquesta manera, la resolució serà l'inversa d'aquest valor, corresponent a la freqüència del bloc FFT.

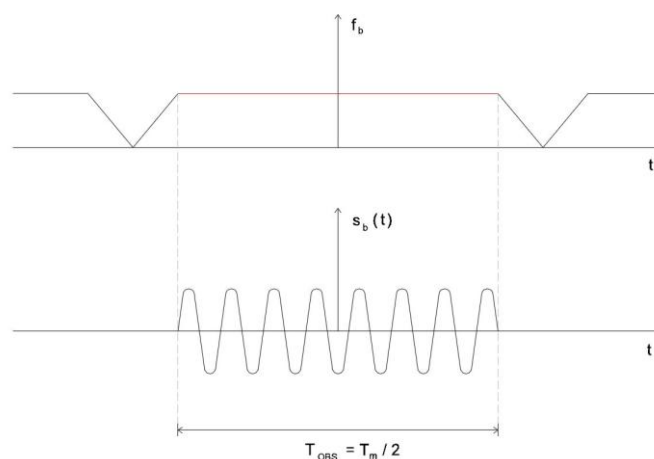


Figura 5.19: Temps d'observació del sistema radar

El fet de fer servir un únic mesclador significarà que el receptor opera en DSB (*Double Side Band*). Així doncs, la resposta del filtre adaptat $H_B(f)$ avaluat a la sortida de la FFT seria:

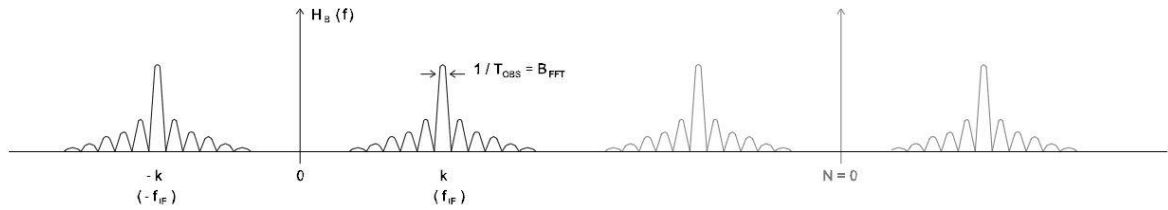


Figura 5.20: Espectre corresponent a $H_B(f)$

La resposta del receptor a la part RF de la cadena serà per tant,

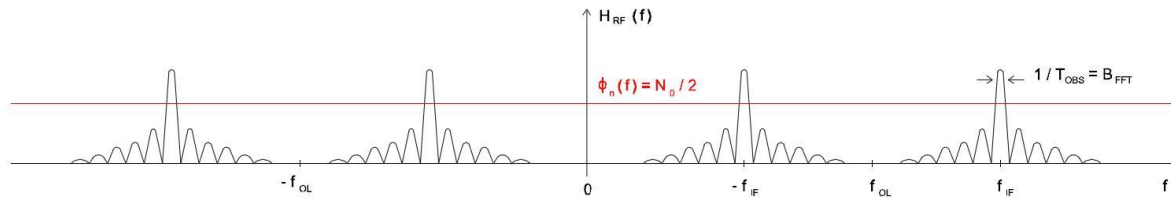


Figura 5.21: Espectre corresponent a $H_{RF}(f)$

Es pot comprovar a la figura anterior el factor DSB que tindria el receptor, equivalent a una potència de soroll N_{DSB} ,

$$N_{DSB} = N_o 2B_{FFT} \tag{5-40}$$

Per tant, el nivell de soroll del receptor s'obtidria a partir de la següent expressió:

$$B_N = 2 B_{FFT} = 2 \frac{1}{T_{obs}} = 2 \frac{1}{T_{chirp}} \tag{5-41}$$

Una manera per tal d'evitar aquesta repetició de lòbuls positius i negatius en l'espectre de l'eco rebut i així mateix, millorar la relació senyal soroll SNR un valor de 3 dB, seria utilitzar un detector IQ al receptor.

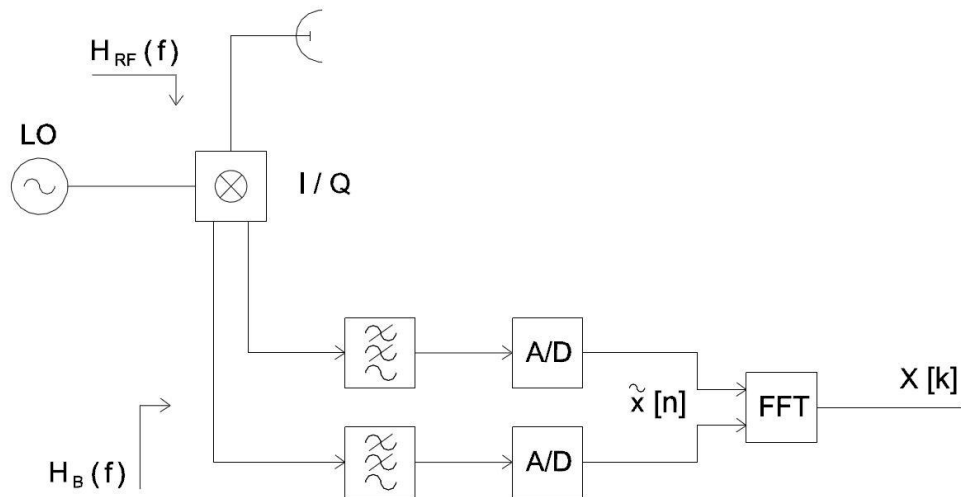


Figura 5.22: Esquema sistema receptor amb mesclador IQ

La utilització d'aquest modulador IQ evitaria la repetició de la imatge a l'espectre negatiu de $S_B(f)$, obtenint una resposta $H_B(f)$ amb la imatge només a l'espectre positiu degut al caràcter complex del senyal que entraria a la FFT. Per tant, de la mateixa manera que a la Figura 5.21, l'espectre en l'etapa RF del mesclador seria de la forma:

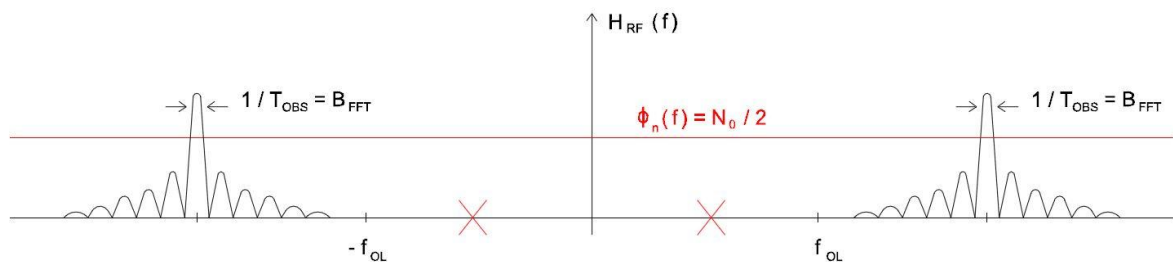


Figura 5.23: Espectre corresponent a $H_{RF}(f)$ amb mesclador IQ

Per tant, una inclusió al receptor d'aquest mesclador IQ implicaria operar en SSB (*Single Side Band*), reduint a la meitat la potència de soroll i incrementant 3 dB la relació senyal soroll.

$$N_{SSB} = N_0 B_{FFT} \quad (5-42)$$

El problema de fer servir aquest receptor és la necessitat de tenir dos convertidors analògic digital per la component I i la component Q. Per tal d'evitar aquesta situació més complexa i més cara, és possible mantenir l'opció d'un mesclador simple, operant en DSB i fent el *sampling* a l'etapa IF del mesclador en comptes de fer-ho en banda base. Això s'aconsegueix afegint al disseny original un segon oscil·lador local en el receptor que segueix la modulació FM del transmissor amb un *offset* de freqüència suficient per evitar el pas per zero de la freqüència de batut. D'aquesta forma el filtre a la sortida del mesclador és

pas banda en lloc de pas baix i cada filtre del banc que implementa la FFT només s'obre una única finestra en el domini espectral al soroll tèrmic present a l'entrada del receptor.

Aquestes diferents tècniques tenen una major complexitat que no pas el receptor actual de manera que es suposa que de cara al nou disseny s'utilitzaria el mateix receptor, amb l'ample de banda de soroll que suposa, calculat a (5-41).

5.3.2 Soroll tèrmic

Amb un model de receptor de guany unitat, la potència de soroll tèrmic a l'entrada de l'ADC (*Analogic Digital Converter*) es pot expressar com:

$$N_t = k T B_N \quad (5-43)$$

on $T = T_{ant} + T_{rec}$. La temperatura de l'antena no serà equivalent a la temperatura ambient de 290 K ja que la superfície estarà al voltant de 0°C en una zona de neu. La temperatura del receptor serà:

$$T_{rec} = T_o(F - 1) \quad (5-44)$$

Per tant, la potència de soroll serà:

$$N_t = k T F B_N \quad (5-45)$$

Per tal de calcular quin és el guany del receptor i el seu factor de soroll es presenta el següent esquemàtic amb els valors comentats a l'apartat 5.1.

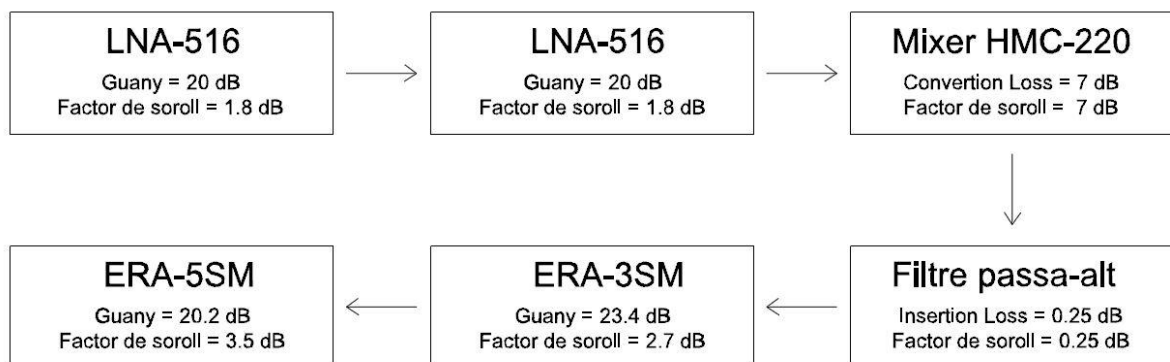


Figura 5.24: Descripció esquemàtica de la cadena receptora completa

Tenint en compte la fórmula de Friis pel càlcul del nivell de soroll,

$$F_{\text{tot}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (5-46)$$

Així doncs, s'obté uns valors de guany i factor de soroll de:

$$G = 76.35 \text{ dB} \quad (5-47)$$

$$F = 2.55 \text{ dB} \quad (5-48)$$

El guany del receptor sense incloure el primer LNA connectat a l'antena seria de 56.35 dB amb un factor de soroll de 1.91 dB.

Degut a que el *front-end* té dues antenes diferents per transmetre i rebre existirà un soroll de fase degut a l'acoblament del mesclador. La potencia de soroll de fase relacionat amb l'acoblament del mesclador seria [14]:

$$N_{\text{ph}} = \frac{P_{\text{LO}} N_{\text{OSC}}(f_{\text{ofs}})}{\mathcal{X}} \quad (5-49)$$

on P_{LO} és la potència de l'oscil·lador local, N_{OSC} és el soroll de fase a la freqüència d'offset f_{ofs} relativa a la freqüència portadora i, per últim, \mathcal{X} és l'aïllament entre el senyal RF i LO del mesclador. El valor del soroll de fase es reduït si una part del senyal transmès es fa servir com senyal LO [15]. És per això que en aquest estudi no es tindrà en compte aquest soroll en el còmput global a l'entrada de l'ADC.

Per últim, també s'haurà d'estimar quin és el soroll de quantificació (*quantization noise*). Aquest soroll es pot expressar de la següent manera [13]:

$$N_q = \frac{q^2}{12} \quad (5-50)$$

Si el marge dinàmic de l'ADC és de $2.0 V_{\text{pp}}$ i s'utilitzen 12 bits ($q = 2V/2^{12}$), de l'equació anterior s'obté el valor del soroll per quantificació en una cel·la de resolució.

Per simplicitat, alhora de realitzar els càlculs només es calcularà la potència de soroll N_t , que tenint en compte els resultats de factor de soroll i ample de banda del receptor calculats anteriorment donaria un valor de:

$$N_t = k T B_N = -161.21 \text{ dB} = -131.21 \text{ dBm} \quad (5-51)$$

5.3.3 Resolució ADC

La màxima potència de senyal que pot arribar a l'entrada de l'ADC es pot calcular mitjançant l'equació radar (3-19). Substituint el paràmetre RCS pel valor que s'obtindria d'un calibrador de 36 dB de secció recta radar (RCS) com el que s'ha explicat anteriorment (potència transmesa de 1W i la resta de paràmetres que s'han anat presentat en aquest capítol per la banda en la que treballa el sistema actual) s'obtindria:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L} = \frac{1 \cdot 18.43^2 \cdot 10^{37/10} \cdot \left(\frac{c}{9.65e9}\right)^2}{(4\pi)^3 \cdot 216.37^4 \cdot 10^{(1.2+1.4)/10}} \quad (5-52)$$

$$P_r = -96.84 \text{ dBW} \quad (5-53)$$

Tenint en compte que el guany del receptor és de 76.65 dB, a l'entrada de l'ADC s'obtindrien una potència màxima de -20.19 dB, corresponent a un voltatge de:

$$P_{\text{rms}} = \frac{1}{2} \frac{A^2}{50} \quad (5-54)$$

$$A_s = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot P_{\text{rms}}} = 0.978 \text{ V} \quad (5-55)$$

De la mateixa manera es calcula el voltatge de soroll, obtenint un valor de:

$$A_n = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot N_t} = 0.60 \text{ mV} \quad (5-56)$$

El número de nivells es calcularà de la manera següent:

$$\text{nivells} = \frac{A_s - A_n}{A_n} = 1612.75 \approx 1613 \quad (5-57)$$

Per tant, el mínim número de bits que necessitarà l'ADC serà:

$$\#bits = \frac{\log_{10} 1613}{\log_{10} 2} = 10.65 \approx 11 \text{ bits} \quad (5-58)$$

Es comprova d'aquesta manera que el número de bits de l'ADC que té el sistema és suficient.

De la mateixa manera, si es fa el mateix procés per freqüència 2.8 GHz i el valor RCS calculat per aquesta banda, corresponent a 10.84 dBsm segons el càlcul de (5-39), s'obté que el número mínim de bits del convertidor ADC hauria de necessitar un mínim de 9 bits, per tant, serviria el que incorpora el sistema actualment.

6 Simulació

Una vegada s'han presentat les diferents característiques dels dos sistemes radar, tant l'actual com el nou que s'estudia, aquest capítol presenta una sèrie de simulacions relacionades amb la potència rebuda al radar, la relació senyal soroll, la sensibilitat que s'obté, etc. D'aquesta manera es presentaran els primers càlculs teòrics que s'obtenen de configurar el sistema radar com es comenta a l'apartat anterior i veure de quina manera afecten als resultats obtinguts.

Així mateix, es calcularà quina és la sensibilitat del radar actual obtinguda a partir d'una imatge processada per tal de comprovar que el càlcul teòric és correcte i poder validar d'aquesta manera tots els càlculs simulats.

Per últim, es farà una simulació simple de les imatges que obtindria el radar per tal de tenir una primera idea del que s'esperaria rebre en una situació d'una capa de neu amb una persona atrapada a una certa profunditat.

Totes les simulacions que es faran són segons les característiques dels dos sistemes radar descrites anteriorment, resumides en la següent taula:

Paràmetres	Radar en banda X	Radar en banda S
Potència transmesa	1 W	1 W
Guany antena	12.65 dB	12.65 dB
Ample de banda	100 MHz	200 MHz
Altura inicial	153 m	153 m
Angle d'incidència	45°	45°
Longitud obertura sintètica	40.40 m	115.91 m
Ample de feix en azimuth	39.58°	30.69°
Ample de feix en elevació	39.58°	51.16°
Factor de soroll	2.55 dB	2.55 dB
Pèrdues del sistema radar	2.6 dB	2.6 dB
PRF	5447.38 Hz	1897.53 Hz

Taula 6.1: Paràmetres del radar en banda X i banda S

Cal dir, com es comentava a l'apartat 5, que alguns d'aquests valors no es mantenen fixos i poden arribar a canviar durant les simulacions del capítol.

6.1 Simulació de la potència rebuda per objectes puntuals

El primer paràmetre que es vol calcular per tenir una referència del seu valor és la potència que es rep al radar. D'aquesta manera, a partir de la fórmula de l'equació radar, es simula quines serien les diferents potències rebudes per diferent objectes.

Aquests objectes tenen una RCS coneguda en banda X [16] que es mostra a la següent taula:

Objectius	RCS [m ²]
Ocell	0.01
Persona	1
Automòbil	100
PARC a 9.65 GHz	5011.87 ⁴

Taula 6.2: RCS d'objectes específics en banda X

Així doncs, es realitza la simulació rebuda pel sistema actual treballant a 9.65 GHz

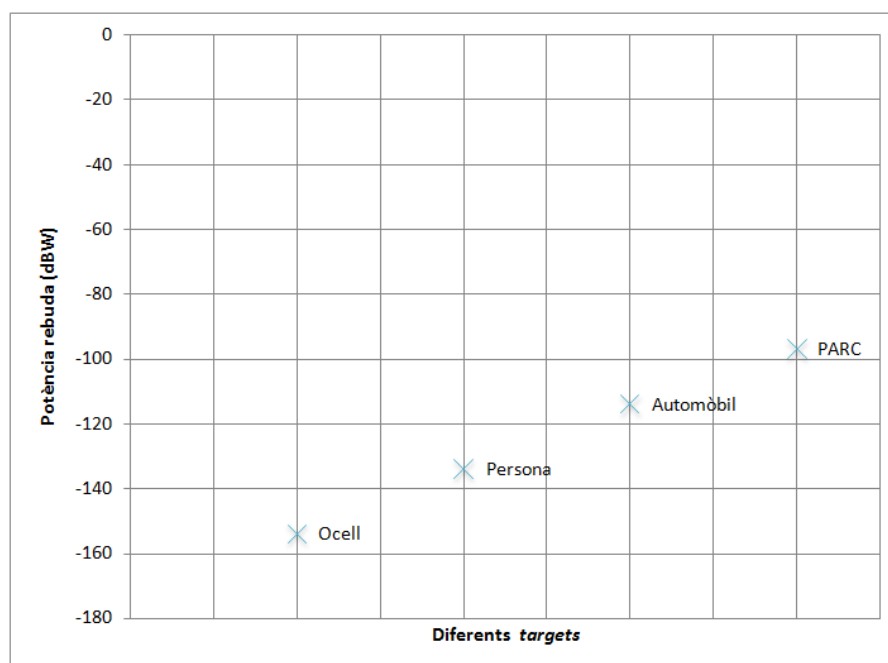


Figura 6.1: Potència rebuda en funció dels objectes en banda X

Com es pot veure a la gràfica superior, el nivell de potència rebuda per l'antena per part del PARC és molt més gran que qualsevol altra objecte estudiat. Per altra banda, s'observa

⁴ Correspondent al valor RCS de 37 dBsm calculat anteriorment

que el valor de potència per part d'un eco corresponent a una persona és -133 dBW en el cas de banda X. De la mateixa manera es farà el mateix estudi en el cas de fer servir el *drone* en banda S que s'analitza en el projecte.

Aproximadament el valor RCS d'una persona, ocell o automòbil és el mateix que en banda X [13]. Per part del calibrador dissenyat per banda S, el seu valor de RCS a partir del càlcul de l'equació (5-39) és de 10.84 dBsm. Per tant, amb les característiques del nou sistema s'obtidria la següent gràfica:

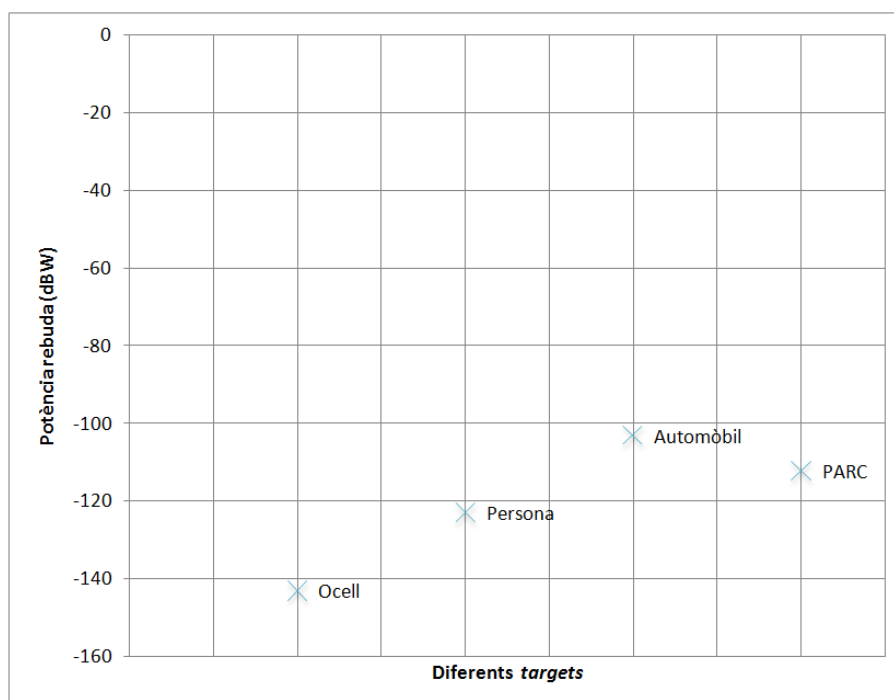


Figura 6.2 Potència rebuda en funció dels objectes en banda S

S'observa que en el cas de treballar en banda S, la potència rebuda per una persona pel sistema radar és més gran que no pas en banda X, tenint un valor d'aproximadament -123 dBW, 10 dB per sobre.

Per tal de poder fer una comparació de la potència que rep el radar del punt més brillant, en aquest cas el PARC, es realitza la relació de la senyal al *clutter*.

Radar actual en banda X

Pel cas del sistema radar en banda X, es suposa com *clutter* els ecos provinents d'un terreny d'herba i terra, amb un coeficient de retro-dispersió d'entre 0 i -10 dB en banda X [8]. D'aquesta manera es pot calcular la relació senyal-*clutter* pel radar actual de la següent manera:

$$S/C = \frac{\sigma_{cal}}{\sigma^0 R \vartheta_h \Delta R_g} \quad (6-1)$$

Es pren com un valor acceptable una relació senyal *clutter* després de la compressió de polsos per sobre dels 10 dB. La gràfica corresponent a la S/C del calibrador obtinguda en funció del coeficient de retro-dispersió σ^0 d'un terreny d'herba i terra és:

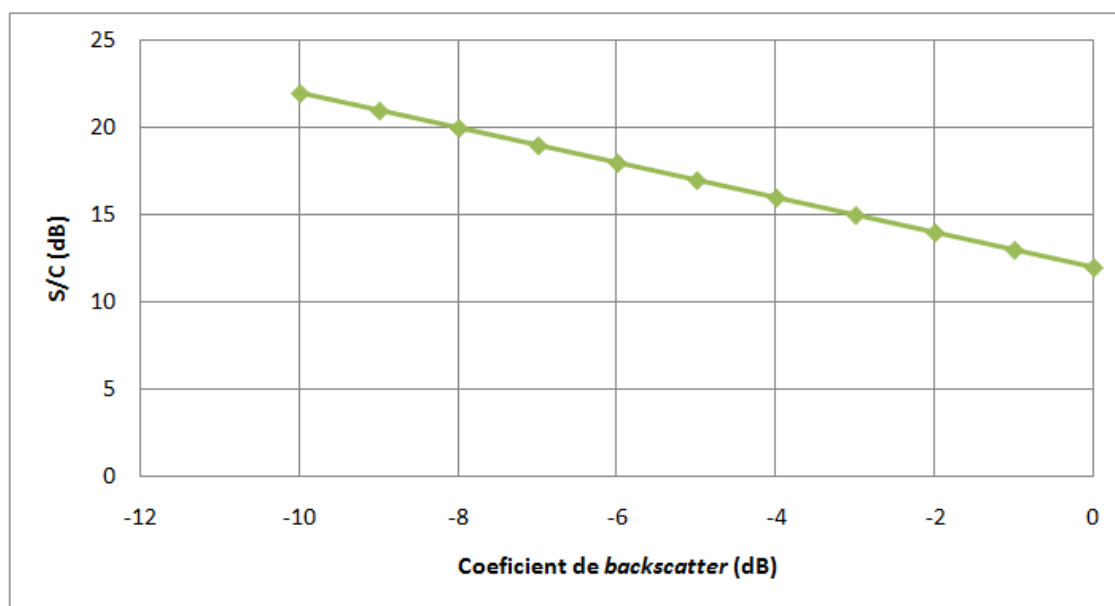


Figura 6.3: Relació senyal *clutter* per banda X en funció de σ^0 del terreny

S'observa que pel valor RCS del calibrador que es fa servir actualment (37 dBsm) no hi hauria cap problema per poder identificar el PARC abans de formar la imatge amb l'obertura sintètica. Una vegada es formés la imatge amb la compressió en azimuth donaria una S/C pel calibrador encara més alta, permetent valorar la bondat de l'enfocament i calibrar els valors de reflectivitat radar de la imatge.

Radar proposat en banda S

A continuació es fa el mateix estudi en la situació en la que es trobaria el nou sistema. És a dir, un PARC amb RCS de valor 10.84 dBsm, on el *clutter* és una capa de neu amb un coeficient de retro-dispersió d'aproximadament -20 dB (com s'indica a la Figura 4.4) i el valor de longitud de l'obertura sintètica per tal d'obtenir la màxima resolució lateral possible.

$$S/C = \frac{\sigma_{cal}}{\sigma^0 R \vartheta_h \Delta R_g} = \frac{10^{1.084}}{10^{-2.0} \cdot 115.91 \cdot 1.06} \quad (6-2)$$

$$S/C = 9.94 \text{ dB} \quad (6-3)$$

Si de la mateixa manera es realitza el càlcul de la relació senyal *clutter* però després de formar la imatge amb l'obertura sintètica, l'àrea del *clutter* serà la corresponent a l'àrea d'una cel·la de resolució: $\Delta R_g \cdot \Delta z$. D'aquesta manera s'obtindria una S/C pel calibrador a la imatge:

$$S/C = \frac{\sigma_{cal}}{\sigma^0 \Delta z \Delta R_g} = \frac{10^{1.084}}{10^{-2.0} \cdot 0.1 \cdot 1.06} \quad (6-4)$$

$$S/C = 40.58 \text{ dB} \quad (6-5)$$

Un resultat més que suficient per poder fer el calibratge posterior. Si es fa servir més d'un calibrador, es podran observar les fluctuacions de fase i així determinar amb precisió la trajectòria de l'antena radar i enfocar la imatge amb gran precisió.

Si es realitzen els mateixos càlculs pel cas que s'estudia, és a dir, una persona atrapada sota una capa de neu s'obtindrien els resultats de la Figura 6.4. En aquesta gràfica es representa la relació S/C que s'obtindria després de formar la imatge en funció de la secció recta radar d'una persona. Es fa un escombrat d'aquesta RCS perquè com la persona es trobaria sota una capa de neu, el valor RCS pot no ser exactament igual a 1 m^2 degut a les pèrdues introduïdes per l'atenuació del senyal a la neu.

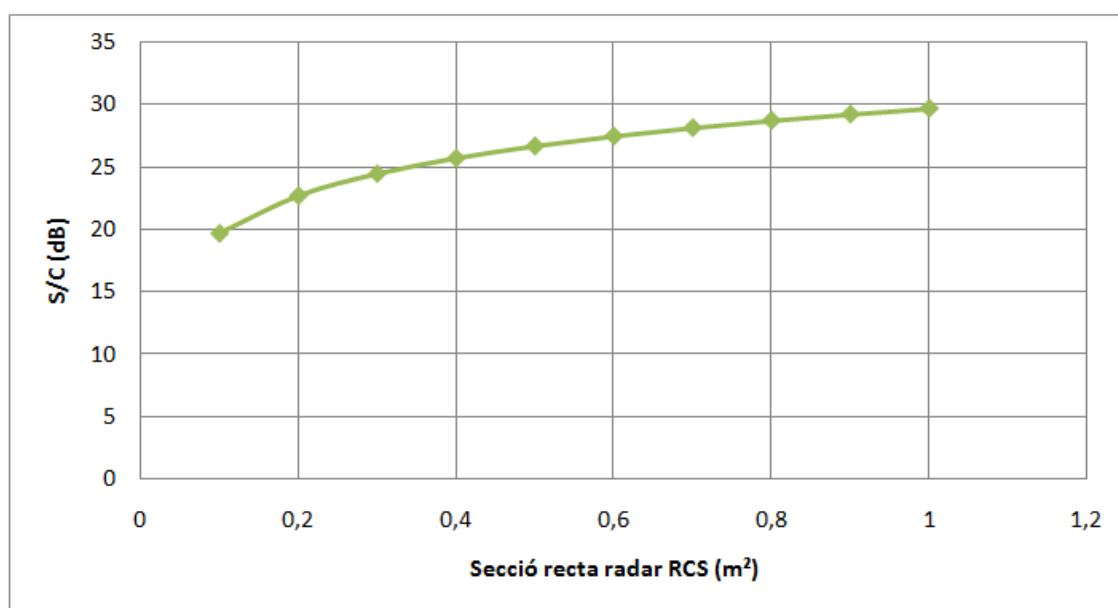


Figura 6.4: Relació senyal *clutter* per banda S en funció de la RCS de la persona

Per tant, s'obtidria una molt bona relació entre el senyal provinent de la persona i els ecos que pertanyen a la neu. Això voldrà dir que una vegada s'ha fet la imatge, després de la compressió de polsos i formar l'obertura sintètica, es podrà distingir on es troba la persona.

6.2 Sensibilitat NESZ del sistema

Igual d'important és en un radar oferir una bona resolució per detectar objectes a poca distància i gran precisió com obtenir una bona relació senyal soroll per tal d'obtenir una bona imatge on el soroll no emmascari el senyal rebut corresponent a l'escena.

Per quantificar quina és aquesta relació i veure si el sistema proposat a més d'oferir una bona resolució, calculada en capítols anteriors, també és capaç de tenir una SNR prou bona es realitzarà la simulació del càlcul a partir de l'equació (3-29).

Tot i això, es pretén analitzar primer quina seria la sensibilitat NESZ del radar actual i comparar-la amb l'obtinguda experimentalment al projecte Arbres que es menciona a l'apartat 5.1. Es comença calculant el valor teòric de la sensibilitat a partir de l'equació (3-30):

$$\sigma_{NESZ}^o = \frac{(4\pi)^3 R^3 k T_o F B_N L 2B \sin \varphi B_{Dop}}{P_t G^2 \lambda^2 \theta_h} \frac{1}{c} \frac{1}{PRF} \quad (6-6)$$

Radar actual en banda X

Tenint en compte les característiques del radar actual en banda X presentades a la Taula 6.1 s'obté:

$$\sigma_{NESZ}^o = -60.76 \text{ dB} \quad (6-7)$$

Cal dir que aquest valor teòric no és totalment exacte ja que les pèrdues del radar que s'han tingut en compte només inclouen les pèrdues pels cables en l'etapa transmissora i receptora quan és possible que aquest valor de pèrdues L sigui més gran.

Com s'ha dit en capítols anteriors, l'altura de vol és un paràmetre que pot canviar per tal d'obtenir millors resultats. Així doncs, en la figura següent es representa el valor de sensibilitat anterior en funció de l'altura del *drone* i de les pèrdues del receptor:

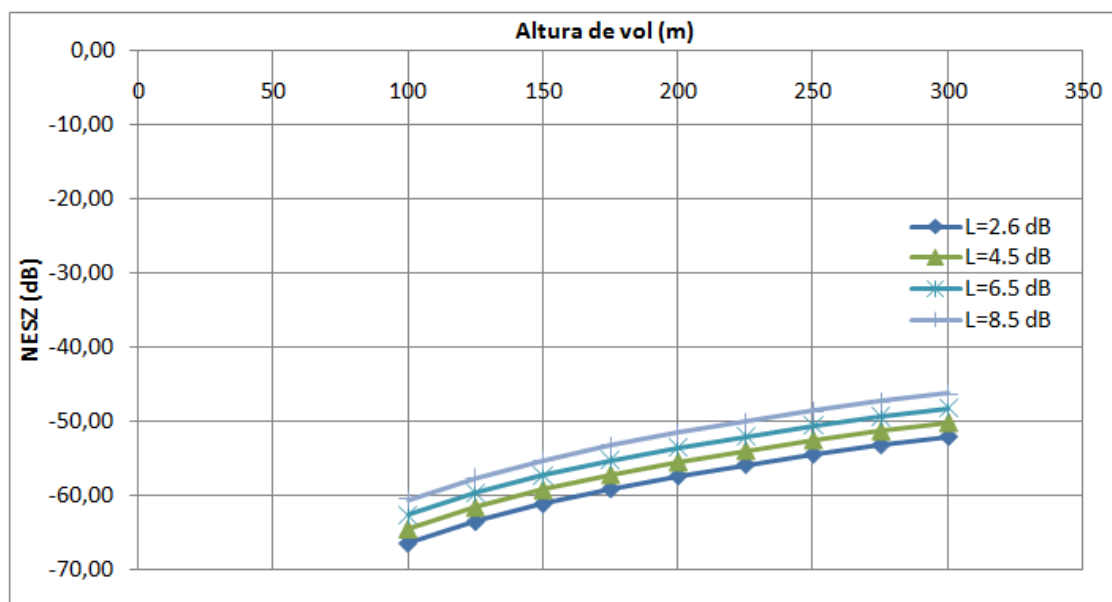


Figura 6.5: NESZ per radar banda X en funció de h i L

Projecte ARBRES

Si es realitza el mateix càlcul pels paràmetres del projecte Arbres [10] s'obté un valor de sensibilitat:

$$\sigma_{NESZ}^o = -43.97 \text{ dB} \tag{6-8}$$

El valor que s'obté difereix en 10 dB aproximadament respecte el que es comentava en l'apartat 5.1 que pot ser degut a que alguns dels paràmetres com el factor de soroll o les pèrdues del sistema no són els valors reals, sinó s'han suposat d'aquest valor.

Radar proposat en banda S

De la mateixa manera es calcula quina seria la sensibilitat NESZ en el sistema en banda S amb les característiques de la Taula 6.1:

$$\sigma_{NESZ}^o = \frac{(4\pi)^3 R^3 k T_o F B_N L 2B \sin \varphi B_{Dop}}{P_t G^2 \lambda^2 \theta_h c PRF} \tag{6-9}$$

$$\sigma_{NESZ}^o = -73.96 \text{ dB} \tag{6-10}$$

S'obté en aquest cas un valor de sensibilitat molt més baix que no pas al sistema radar en banda X. S'obtindria d'aquesta manera una imatge ben definida on es diferenciarien molt bé els punts més brillants de l'escena.

6.2.1 Validació de la sensibilitat NESZ

Per tal de comprovar si el valor teòric obtingut de la sensibilitat en el sistema radar actual del departament és correcte i validar d'aquesta manera la formulació per obtenir-la, el que es proposa fer és analitzar la sensibilitat a partir d'una imatge processada obtinguda del radar.

Els dos possibles mètodes que es plantegen per obtenir la sensibilitat a partir de les dades del *drone* són les següents:

- Realitzar una adquisició "fosca", és a dir, una mesura del senyal rebut quan l'antena transmissora no està enviant res però el receptor sí està actiu.
- Mesurar el nivell de potència en zones on no hi ha senyal, és a dir, en el moment de temps que s'envia el primer pols fins que es rep el primer eco serà una zona sense senyal.

Degut a que la segona opció és més senzilla ja que només es necessita una imatge processada pel radar que no pas posar en funcionament i realitzar l'adquisició "fosca" es decideix fer-ho d'aquesta manera.

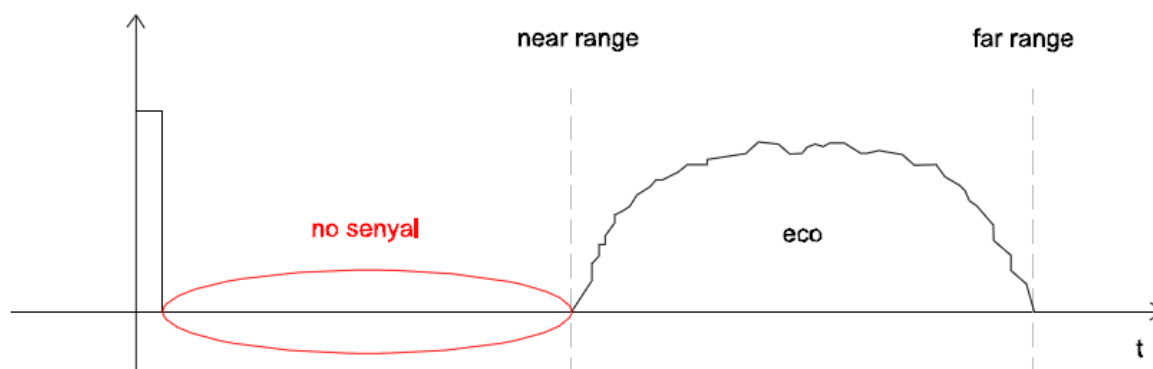


Figura 6.6: Període de temps on el radar no rebria cap senyal

Així doncs, es parteix de les dades obtingudes pel sistema radar actual i del codi necessari per processar-les i formar la imatge SAR mitjançant l'algorisme *Back Propagation*, ambdues proporcionades per Marc Lort, membre del Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions.

La imatge que s'obté es correspon amb una passada del *drone*, amb les característiques de la Taula 6.1 per banda X, capturada en un vol a l'aeroport d'aeromodelisme de Ripollet.



Figura 6.7: Imatge obtinguda pel radar amb la trajectòria feta



Figura 6.8: Visió aèria de la zona

La imatge que s'obté processant les dades *raw data* amb el codi facilitat proporcionen la següent imatge:

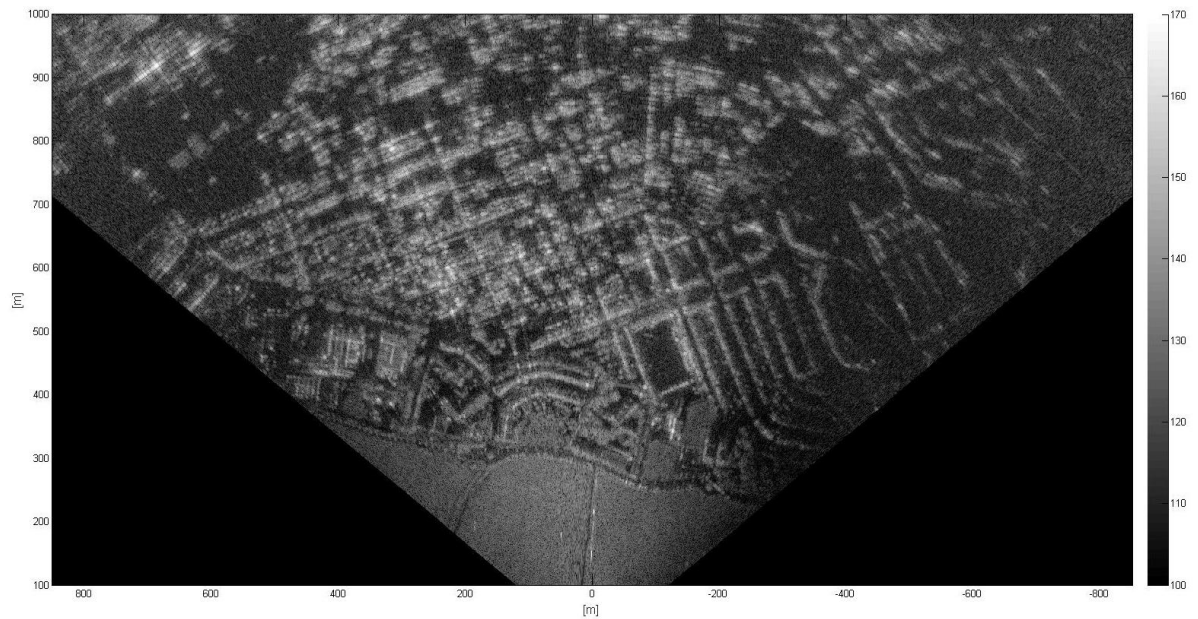


Figura 6.9: Imatge obtinguda després del processat SAR

En la imatge es poden veure els tres PARCs situats per tal de calibrar la imatge a la zona inferior. Fent un zoom a la imatge:

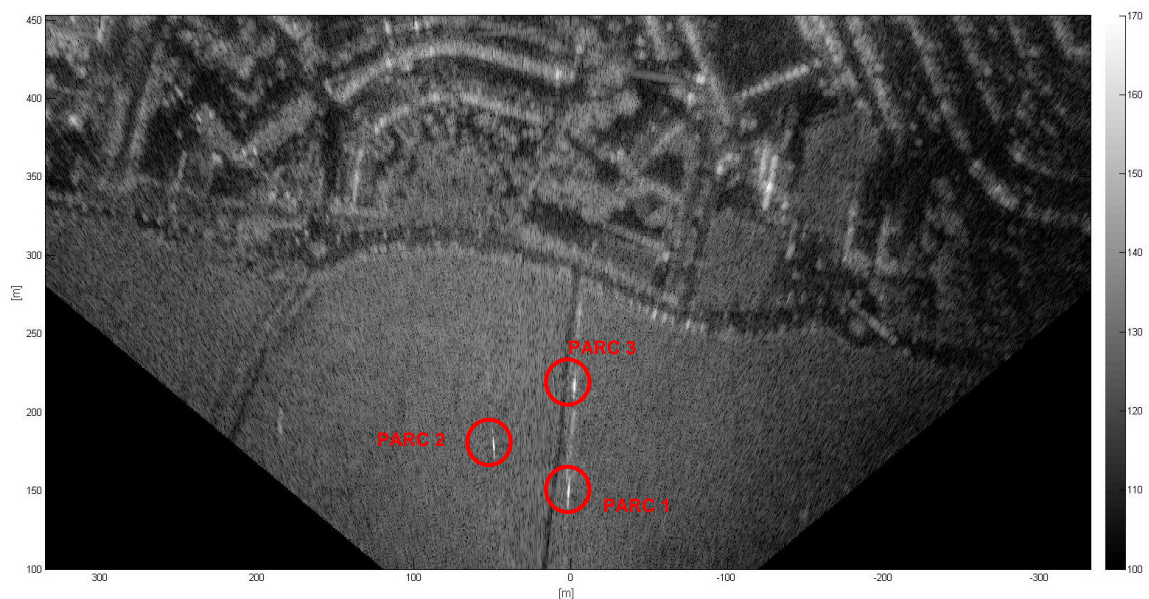


Figura 6.10: Posició dels diferents PARCs a la imatge

Si es fa servir el codi per tal de formar la imatge amb la zona on no arribaria cap senyal provinent dels ecos en el marge de 0 a 100m, com s'indica a la Figura 6.6, s'obté la següent imatge:

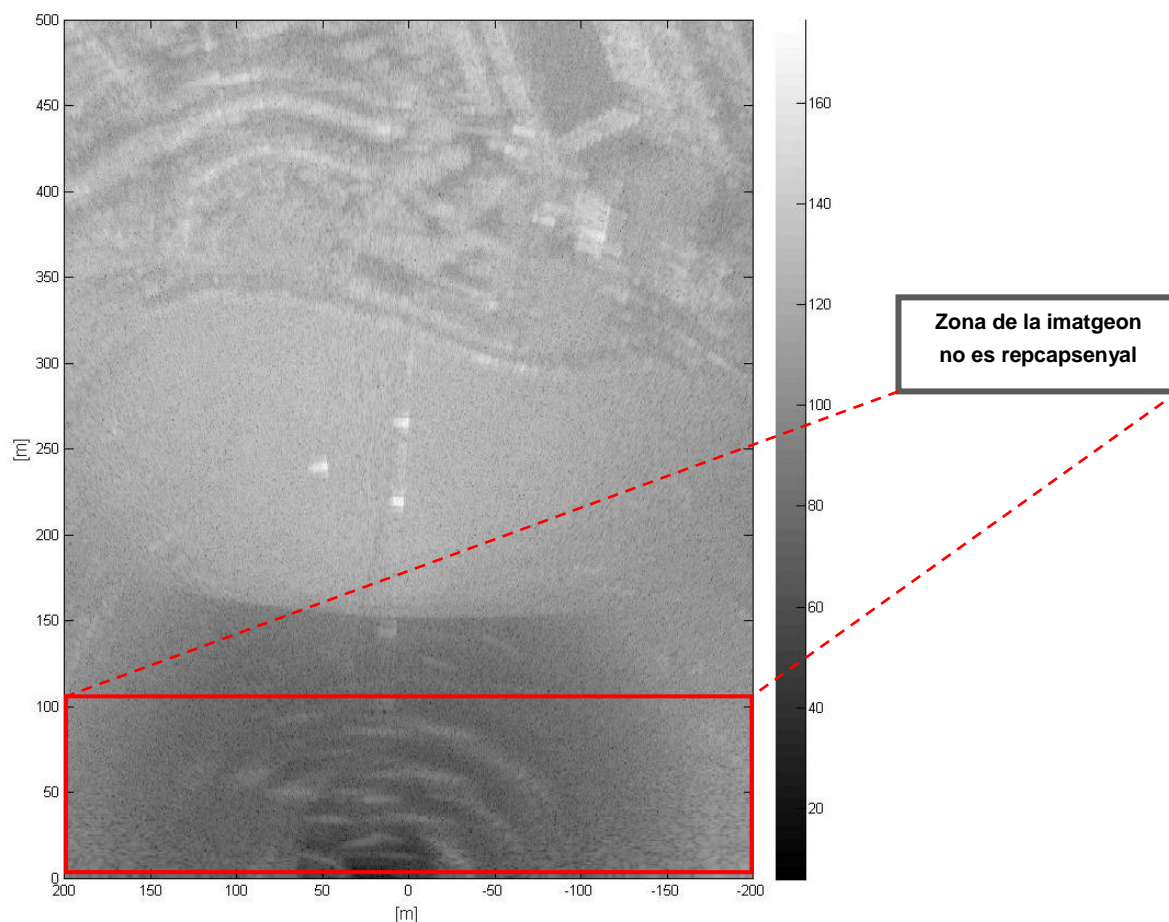


Figura 6.11: Imatge corresponent a la zona d'abans del *near range*

S'ha de tenir en compte que la imatge anterior es troba desenfocada. Les diferències de tenir una imatge així respecte una ben enfocada són:

1. L'amplitud en la imatge d'un blanc puntual (un calibrador en aquest cas) es redueix degut a que l'energia d'eco es difumina en un àrea més extensa que no pas la resolució 2D teòrica del SAR.
2. El nivell de *clutter* es manté doncs la pèrdua del cas anterior es compensa amb una major àrea de la cel·la de resolució, que serà més gran al desenfocar l'obertura.
3. El nivell de soroll i per tant la sensibilitat NESZ es mantenen per blancs superficials (terreny, neu, etc).
4. La relació S/C d'objectes puntuals es redueix com a conseqüència de 1 i de 2.

Per aquests motius, aquesta darrera imatge només es farà servir per calcular la sensibilitat NESZ i no pas per dur a terme el calibratge a partir de les amplituds dels PARCs. Aquest calibratge es farà a partir d'una imatge més enfocada com és el cas de la Figura 6.10 i es duu a terme en tres passos:

1. S'analitza el codi Matlab per saber quin factor d'autocorrecció fa servir.

2. A partir del valor conegut dels calibradors que s'utilitzen a l'escena (obtinguts a l'equació (5-35)) i el factor d'autocorrecció que aplica el codi es calcula la constant de calibratge B_{cal} per obtenir el valor real del PARC.
3. A partir de la B_{cal} obtinguda s'aplica aquest algoritme de correcció mitjançant un codi de Matlab per tal que retorni els valors de la imatge corregits.

Anàlisi del codi Matlab

Analitzant el codi proporcionat per Marc Lort, es comprova que en la fase de compressió en distància durant l'algoritme *Back Projection* és realitza un factor d'autocorrecció de $R^{3/2}$.

Algoritme de calibratge

Per tar de calibrar la imatge es parteix de la següent equació:

$$RCS_{real} = \text{ValorPixel} \cdot B_{cal} \quad (6-11)$$

on el valor del píxel es correspon amb el valor del PARC retornat per la imatge i on B_{cal} és la constant de calibratge que es pretén trobar. Aquesta constant de calibratge haurà de desfer la autocorrecció que aplica el codi i recuperar el senyal original. De manera esquemàtica es tindrà:

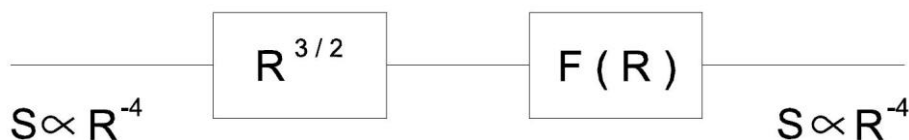


Figura 6.12: Recuperació del senyal després de l'autocorrecció del codi

D'aquesta manera s'obté $H(R) = R^{-3/2}$ i per tant, a partir de la fórmula (6-8) l'algoritme de calibratge serà:

$$RCS_{real} = \text{ValorPixel} \cdot k \cdot R^{-3/2} \quad (6-12)$$

De l'equació anterior són coneguts tant el valor del píxel com la distància R a la que es troba, per tant es podrà trobar quina és la k per tal que el valor de RCS_{real} en la posició dels PARCs coincideixi amb el valor teòric.

S'analitzen per tant, els resultats dels tres PARCs de la imatge enfocada de la Figura 6.10:

	RCS teórica	Valor Pixel	Range
PARC1	37 dBsm	180,2 dBsm	152 m
PARC2	37 dBsm	180,4 dBsm	181 m
PARC3	37 dBsm	181,6 dBsm	219 m

Taula 6.3: Característiques dels PARCs en la imatge

A partir de l'anterior taula es calcula el valor de k per tal de complir l'equació (6-8), obtenint un valor diferent per cadascun dels PARCs:

$B_{cal1} =$	$-143,2$	dB	\longrightarrow	$k1 =$	$-110,47235$	dB
$B_{cal2} =$	$-143,4$	dB	\longrightarrow	$k2 =$	$-109,53482$	dB
$B_{cal3} =$	$-144,6$	dB	\longrightarrow	$k3 =$	$-109,49334$	dB

Taula 6.4: Resultats de la k obtinguda

Es fa una mitjana de les tres k que s'han obtingut per tal de poder fer-la servir a l'algoritme de calibratge de la imatge. El valor obtingut de la k és de -109.83 dB. D'aquesta manera es troba un algoritme per calibrar la imatge a partir del valor del píxel que retorna i la seva posició:

$$RCS_{real} = ValorPixel \cdot 10^{-10.983} \cdot R^{-3/2} \quad (6-13)$$

Els valors que l'algoritme retorna amb el valors del píxel de cada PARC i la seva posició són:

PARC	RCS corregida
PARC 1	37,63884424 dBsm
PARC 2	36,70131943 dBsm
PARC 3	36,65983633 dBsm

Taula 6.5: Valor RCS dels PARCs mitjançant l'algoritme

Es comprova que retornen un valor no molt diferenciat del càlcul teòric de 37 dBsm.

Implementació del codi Matlab

Una vegada s'ha trobat l'algoritme per calibrar la imatge s'haurà d'aplicar en les zones on es vulgui obtenir el valor real per tal poder conèixer la sensibilitat presentada pel radar.

Amb l'objectiu d'aplicar aquesta correcció es decideix crear un programa Matlab que faci aquesta funció. El programa implementat en Matlab 'correction_image.m' funciona de la següent manera:

1. S'ha de seleccionar quina és la imatge per corregir.
2. Una vegada s'obre la imatge, es selecciona amb el cursor la zona que es vol estudiar per tal de calibrar el resultat.
3. El programa diferencia si la zona seleccionada conté un PARC per tal de tornar la seva RCS corregida o si bé es tracta d'una zona superficial on el que es busca trobar és el coeficient de retro-dispersió.
4. Aplica l'algoritme i diferencia segons la zona on es trobi:
 - 4.1. En el cas que la línia traçada contingui un PARC, aplica l'algoritme de la fórmula (6-11) a cadascun dels píxels de la traça seleccionada i retorna el valor del màxim. Després representa en una gràfica el valor dels píxels abans i després de l'algoritme.
 - 4.2. Si és l'altre cas, en el que la zona seleccionada es tracta d'un àrea com pot ser el terra o un ombra on no es troba el PARC, aplica l'algoritme a tots els punts de la traça i després els divideix per la superfície de la petjada del radar tal com es veu a la fórmula (3-27), obtenint d'aquesta manera el coeficient de retro-dispersió de la zona. El programa retorna el valor mig dels píxels corregits i representa els valors dels píxels abans i després de la correcció.

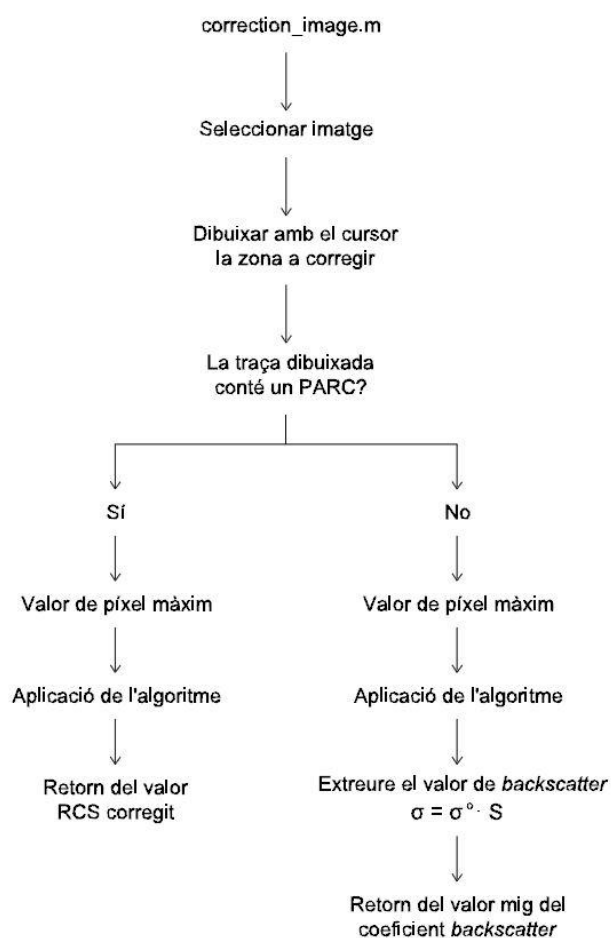


Figura 6.13: Esquema de funcionament del programa

6.2.2 Resultats de la simulació

Una vegada s'ha implementat el codi per dur a terme la correcció de la imatge, és possible analitzar la sensibilitat de la imatge de dues maneres possibles. El primer mètode, esmentat en el punt anterior, consisteix en aplicar el programa en les zones on no es rep senyal, és a dir, les provinents abans del *near range*. L'altre mètode seria fer-ho en les zones amb ombres de la imatge, ja que correspondrien a zones on tampoc arribaria senyal. Aquest segon mètode és menys precís i per aquest motiu es comença per la primera opció analitzant la Figura 6.11.

Així doncs, s'executa el programa, obrint la imatge corresponent a la Figura 6.11 i es selecciona amb el cursor la part per analitzar.

Zona d'abans del *near range*

Es selecciona la imatge corresponent a la Figura 6.11 per tal de veure el senyal rebut abans que arribi el primer eco:

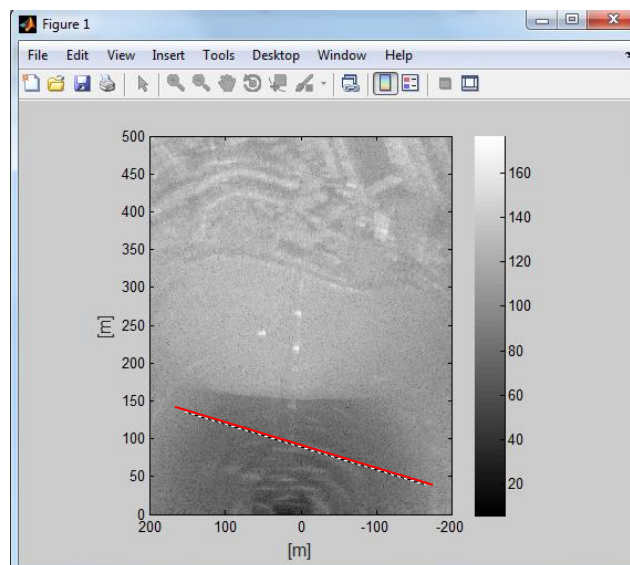


Figura 6.14: Selecció de la zona de correcció

La línia vermella és la traça seleccionada per tal de corregir els valors. En aquest cas, on no troba cap PARC a la traça la sortida del programa és:

```
The maximum intensity of selected area is: 107.54 dBsm
The range distance is 134.74 m and the azimuth position 171.65 m

-----
ALGORITHM 1:
The value of the mean of all corrected pixels is: -57.15 dB
```

Figura 6.15: Sortida del programa

I les gràfiques que representa:

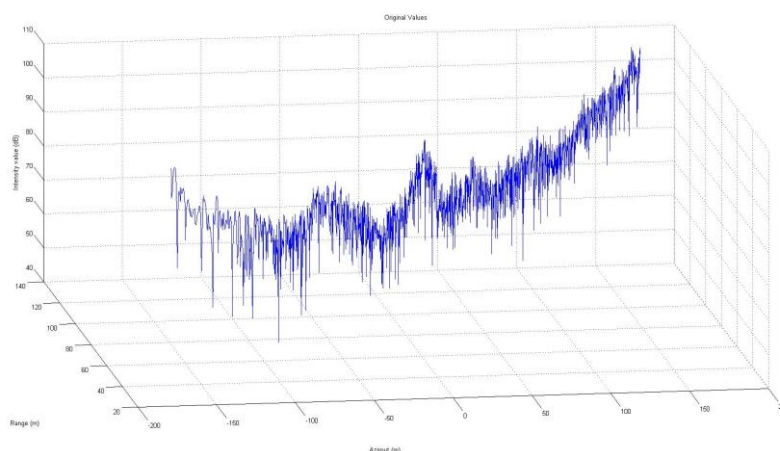


Figura 6.16: Representació dels píxels abans de la correcció

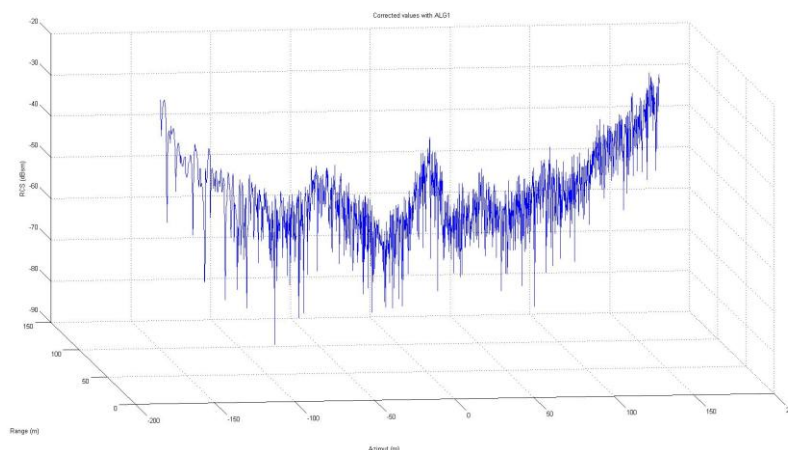


Figura 6.17: Representació dels píxels després de la correcció

Així doncs, s'obtenen els valors corregits mostrant la imatge un valor de sensibilitat NESZ de -57.15 dB de mitjana. Es comprova d'aquesta manera el resultat teòric obtingut a l'equació (6-7). Les possibles diferències entre els dos valors es poden deure a que la trajectòria del *drone* no és exactament coneguda, aspecte important per aplicar l'algoritme de *Back Projection*, que de no conèixer exactament la posició del sensor respecte els punts capturats hauria d'aplicar una correcció de la trajectòria. A més, és molt possible que la imatge estigui contaminada pels lòbuls secundaris de l'escena i desenfocada degut al problema de la trajectòria no perfectament coneguda.

Zona d'ombres

Com es comentava anteriorment, un altre mètode per trobar la sensibilitat del radar és aplicar el programa en una zona amb presència d'ombres a la zona. Aquest anàlisi es farà

seleccionant la imatge més enfocada de la Figura 6.9, escollint una zona d'ombra provocada pels edificis presents:

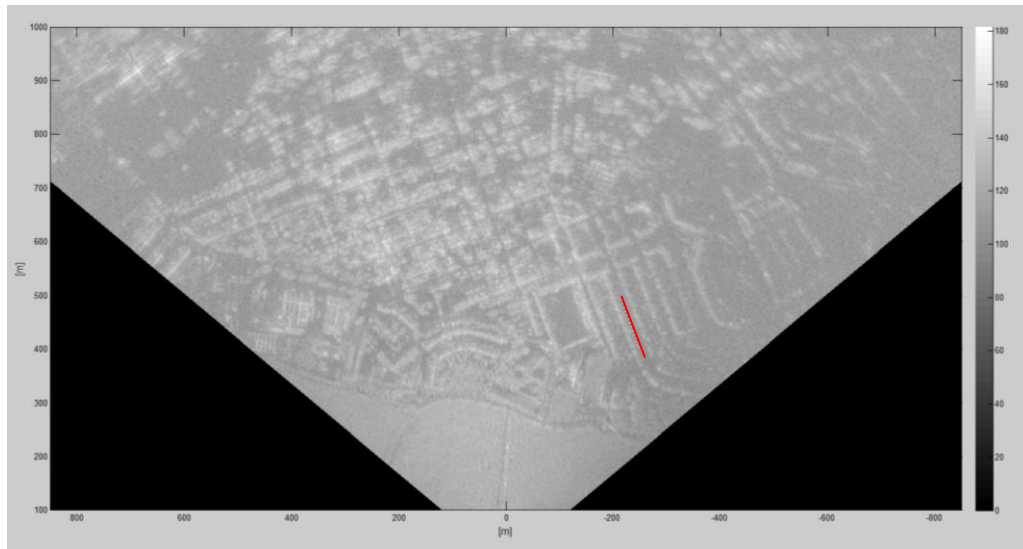


Figura 6.18: Selecció de la zona de correcció en l'ombra

En aquest cas el programa retorna:

```
The maximum intensity of selected area is: 114.32 dBsm
The range distance is 406.73 m and the azimuth position -254.75 m
-----
ALGORITHM 1:
The value of the mean of all corrected pixels is: -44.65 dB
```

Figura 6.19: Resultat del programa per la zona amb ombres

En aquest cas s'obté un valor de -44.65 dB, una sensibilitat molt més allunyada de la teòrica pels mateixos motius comentats en el cas anterior a més de ser una mètode menys precís alhora de seleccionar la zona amb ombres.

Zona de PARCs

En aquest cas, utilitzant la imatge de tota la escena ben enfocada es realitza la traça del programa passant per un dels PARC:

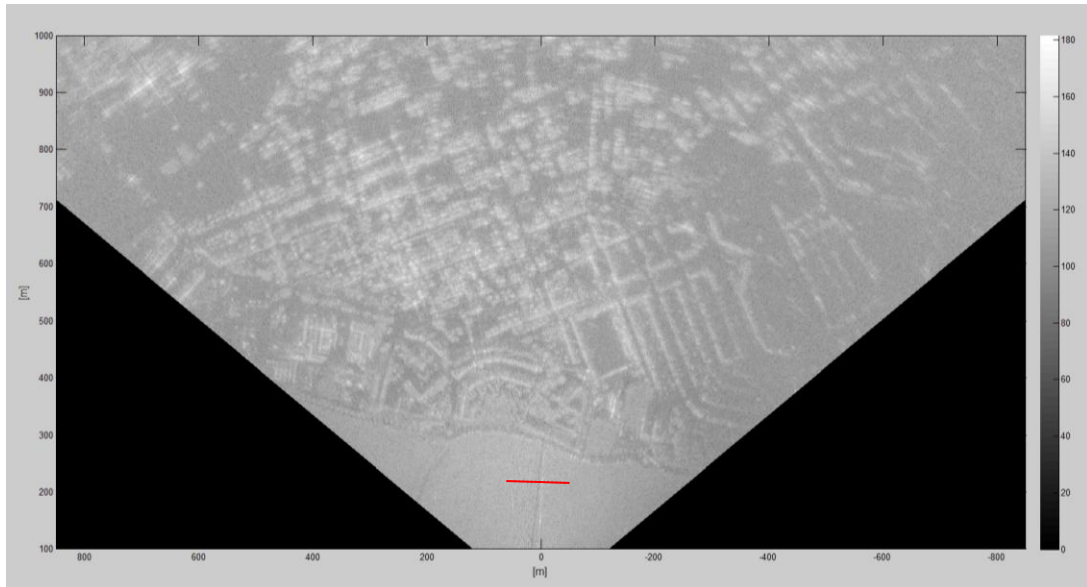


Figura 6.20: Selecció de la zona sobre el PARC 3

Obtenint una sortida del programa com la següent:

```
The maximum intensity of selected area is: 181.23 dBsm
The range distance is 217.45 m and the azimuth position -2.43 m
-----
ALGORITHM 1:
The value of maximum RCS corrected with algorithm 1 is: 36.34 dBsm
```

Figura 6.21: Resultat del programa per una zona amb PARC

Així mateix, el programa representarà el valor dels píxels corregits:

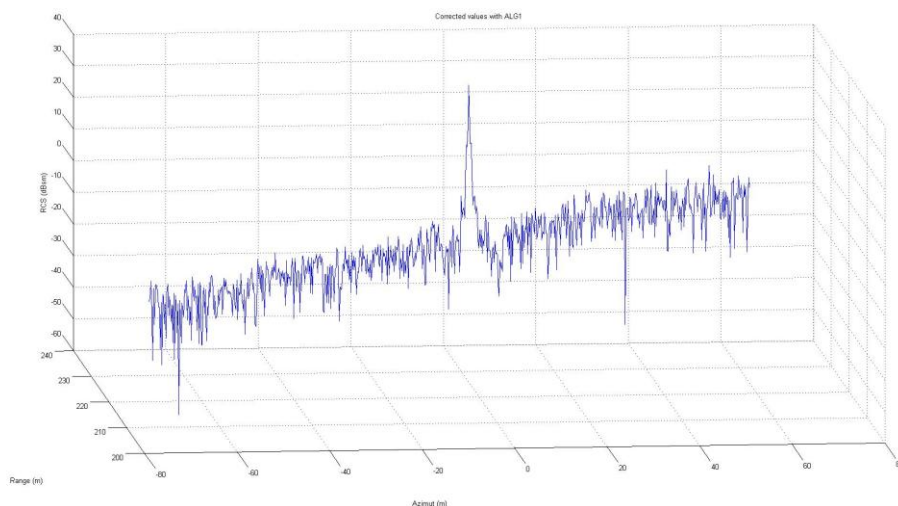


Figura 6.22: Representació dels píxels després de la correcció pel PARC 3

El programa també serà capaç de representar el nivell de lòbul principal a secundari i la resolució dels PARCs:

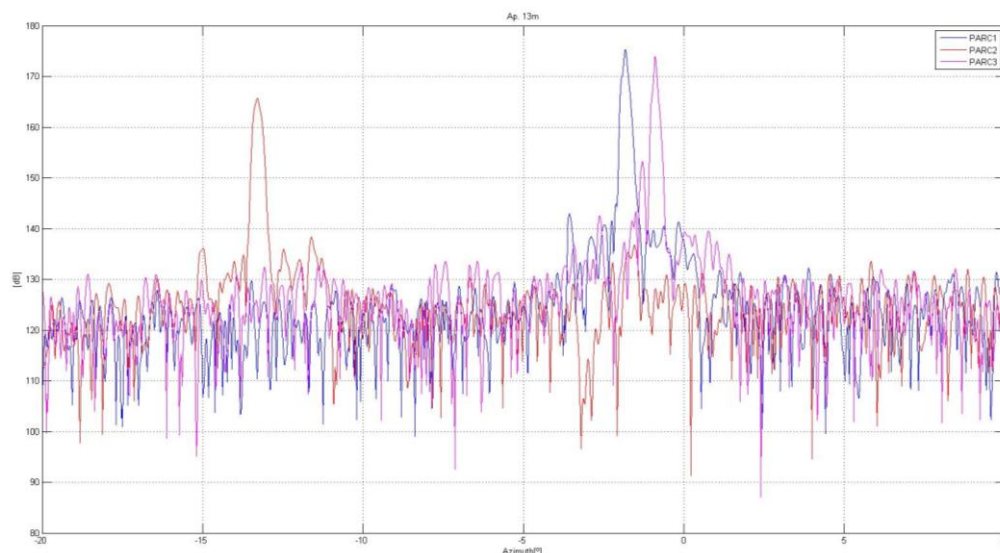


Figura 6.23: Resolució dels PARCs i NLPS

A partir de les anteriors figures es pot comprovar com la resolució lateral és més gran que la calculada teòricament pel cas del radar en banda X que s'obtenia amb la Figura 5.9. Aquest empitjorament de la resolució en azimut indicarà un desenfocament de l'obertura sintètica degut al problema de trajectòria no perfectament coneguda del que es parlava anteriorment.

D'aquesta manera es poden validar els resultats teòrics obtinguts a partir de la imatge processada. Una alternativa per validar aquesta sensibilitat NESZ, com es comentava al principi de l'apartat 6.2.1, d'una manera més experimental i precisa seria realitzar una sèrie de mesures del radar al laboratori. A partir de mesures com la resposta del radar a la càmera anecoica amb un escenari buit o obtenint la seva resposta davant diferents blancs es podria analitzar la precisió del radar FMCW.

6.3 Relació senyal soroll

Igual d'important és en un radar oferir una bona resolució per detectar objectes a poca distància i gran precisió com obtenir una bona relació senyal soroll per tal d'obtenir una bona imatge on el soroll no emmascari el senyal rebut corresponent a l'escena.

Per quantificar quina és aquesta relació i veure si el sistema proposat a més d'oferir una bona resolució, calculada en capítols anteriors, també és capaç de tenir una SNR prou bona es realitzarà la simulació del càlcul a partir de l'equació (3-29). Una vegada s'ha validat la fórmula amb la simulació anterior, es pot utilitzar aquesta fórmula amb els paràmetres del nou sistema en banda S per determinar quina és la relació SNR del sistema.

Tenint en compte el coeficient de retro-dispersió provinent de la neu seca, d'aproximadament -20 dB, s'obté una SNR:

$$\text{SNR} = \frac{P_t G^2 \sigma^0 \lambda^2}{(4\pi)^3 R^3 k T F B_N L} \theta_h \frac{c}{2B \sin \varphi} \frac{\text{PRF}}{B_{\text{Dop}}} \quad (6-14)$$

$$\text{SNR} = 53.96 \text{ dB} \quad (6-15)$$

Si es realitza el càlcul de la SNR després de formar la imatge, tenint en compte de nou com es feia a (6-4), que l'àrea del *clutter* serà ara $\Delta R_g \cdot \Delta z$ i per tant,

$$\sigma = \sigma^0 \Delta R_g \Delta z \quad (6-16)$$

S'obté un SNR a la imatge corresponent a la neu:

$$\text{SNR} = 23.319 \text{ dB} \quad (6-17)$$

Si de la mateixa manera es realitza el càlcul per una RCS d'una persona com es feia a l'apartat 6.1:

$$\text{SNR} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T F B_N L B_{\text{Dop}}} \frac{\text{PRF}}{B_{\text{Dop}}} \quad (6-18)$$

$$\text{SNR} = 53.06 \text{ dB} \quad (6-19)$$

En aquest cas, cal dir que la SNR calculada seria la corresponent a una persona sobre la capa de neu. En el cas d'estar atrapada sota la neu, s'hauria de tenir en compte el factor d'atenuació de les microones en un medi com la neu. Aquesta atenuació augmentaria el factor L, que en aquest cas només tenia en compte les pèrdues del sistema radar, factor que faria disminuir la relació senyal soroll calculada.

Prenent com les pèrdues que pateix el senyal en un medi com la neu són equivalents al coeficient d'extinció de la Figura 4.3, de valor 0.0158 Nep/m aproximadament, es representa la SNR que s'obtindria d'una persona atrapada en funció de la profunditat.

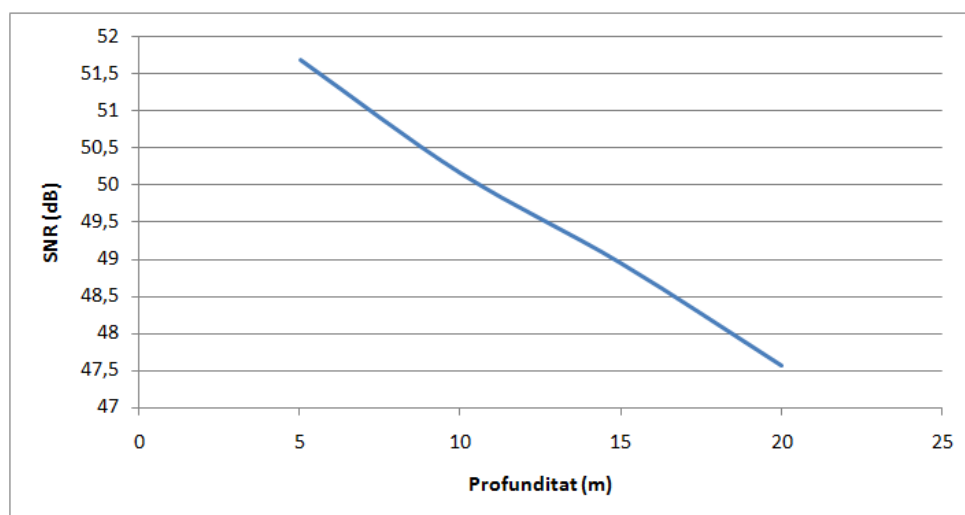


Figura 6.24: SNR de la persona en funció de la profunditat a la que es troba

Una relació senyal soroll tan gran voldrà dir que s'han sobredimensionat alguns aspectes del disseny. Degut a que les resolucions obtingudes anteriorment sí són les òptimes per un sistema com aquest, un paràmetre de disseny que es pot controlar és la potència del senyal emès. Així doncs, es representa la relació SNR que presentaria una persona a 10 metres de profunditat en funció d'aquesta potència P_t .

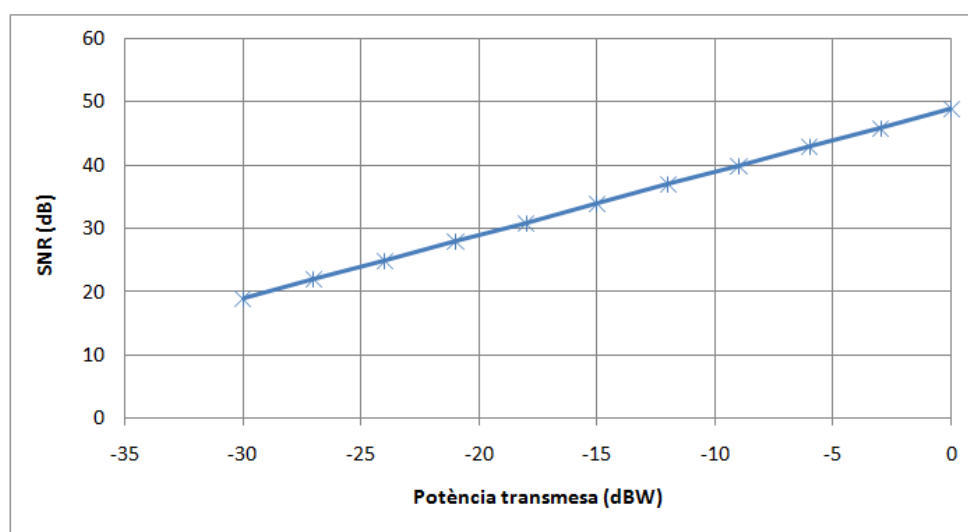


Figura 6.25: Relació SNR de la persona en funció de la potència transmesa

A partir de la gràfica anterior es pot prendre com un valor adequat per poder detectar la persona una SNR d'aproximadament 30 dB, que equivaldria a injectar una potència de 5 dBm. Tenint aquesta reducció de potència present, també es veuria reduïda la sensibilitat del sistema que es calculava a l'equació (6-10). El nou resultat NESZ serà:

$$\sigma_{NESZ}^0 = -46.22 \text{ dB} \quad (6-20)$$

Degut a que pot ser interessant canviar diferents paràmetres del radar per veure com afecta a la SNR, al soroll o a les característiques pròpies del sistema es realitza una interfície GUI Matlab per tal de poder canviar tots aquest paràmetres i veure el resultat.

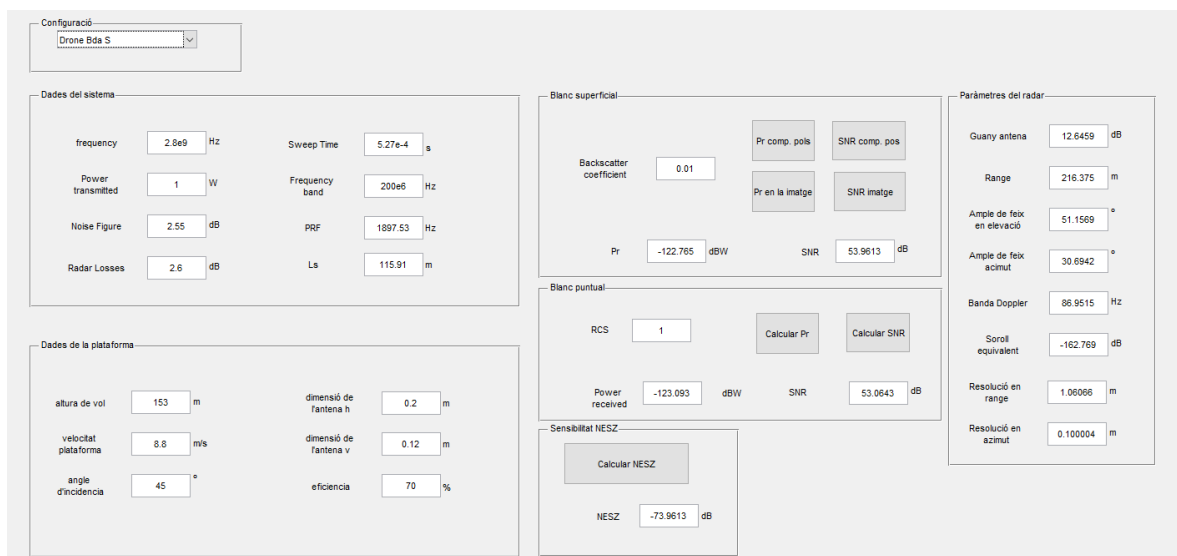


Figura 6.26: Interfície GUI del programa

El programa funciona de tal manera que introduint les dades del sistema radar calcularà la potència rebuda, la SNR per un coeficient de retro-dispersió o RCS que s'hagi especificat i la sensibilitat NESZ del sistema. A més, calcularà també algunes característiques pròpies del radar com poden ser les resolucions en azimuth i *range*, el soroll, etc.

6.4 Simulació del radar

Per últim, per tal de tenir una idea dels resultats que s'obtidrien en una situació on el SAR ha d'escanejar una zona de neu amb una persona atrapada sota la neu es decideix fer una simple simulació en Matlab. La simulació pretén generar una recepció provinent d'un o més ecos a partir d'un retard del senyal transmès. Introduint aquest senyal rebut al mesclador amb el transmès serà capaç de trobar la freqüència de batut i per tant, estimar la distància al blanc.

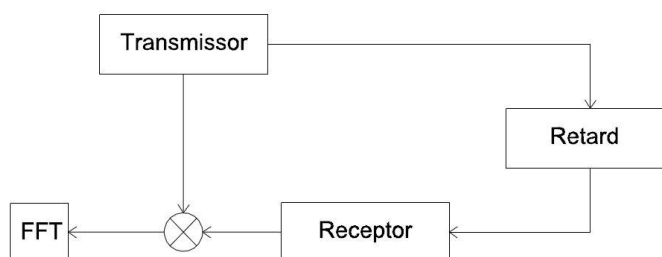


Figura 6.27: Funcionament bàsic del programa

Per tal d'evitar les possibles singularitats utilitzant les rampes ascendent i descendent del senyal modulad en forma de triangle, durant la simulació només es simula la rampa positiva. La resta de valors del sistema radar si que es mantenen igual.

Així doncs, es genera primer el senyal transmès modulad en freqüència:

$$s_t(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{chirp}}}\right) \cos(2\pi f(t)t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_{\text{chirp}}}\right) \cos(2\pi f_o t + 2\pi k_c t^2) \quad (6-21)$$

on k_c és la pendent del senyal *chirp*:

$$k_c = \frac{\Delta f}{T_{\text{chirp}}} \quad (6-22)$$

Introduint el retard provinent d'un eco en aquesta senyal s'obindrà el senyal rebut:

$$s_r(t) = K \cdot s_t(t - t_r) = \text{rect}\left(\frac{t - t_r}{T_{\text{chirp}}}\right) \cos(2\pi f_o(t - t_r) + 2\pi k_c(t - t_r)^2) \quad (6-23)$$

on K serà la amplitud corresponent al senyal rebut segons l'equació radar (3-19) i t_r el temps de retard del senyal rebut:

$$K = \sqrt{\frac{P_r}{P_t}} = \sqrt{\frac{G^2 \sigma \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4 L}} = \frac{G \lambda \sqrt{\sigma}}{(4\pi)^{3/2} R^2 \sqrt{L}} \quad (6-24)$$

$$t_r = \frac{2R}{c} \quad (6-25)$$

El mesclador multiplicarà ambdues senyals, obtenint $s_b(t)$. A partir de la següent propietat geomètrica per multiplicació de dos cosinus es pot trobar quin és el senyal resultant:

$$\cos \alpha \cdot \cos \beta = \frac{\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)}{2} \quad (6-26)$$

Per tant,

$$s_b(t) = \frac{K}{2} \text{rect}\left(\frac{t - \frac{t_r}{2}}{T_{\text{chirp}} - t_r}\right) \cos(-w_p t_r - 2\pi k_c t_r t + \pi k_c t_r^2) \quad (6-27)$$

on es pot extreure la freqüència de batut:

$$f_b = k_c t_r = \frac{\Delta f}{T_{chirp}} \frac{2R}{c} \quad (6-28)$$

Aquest senyal $s_b(t)$ es mostrejarà per posteriorment aplicar una FFT i obtenir aquesta freqüència de batut.

La simulació representarà el senyal transmès, rebut a més de la resposta del sistema després de fer la FFT. A partir d'aquesta última senyal es podrà saber les distàncies amb els blancs que s'hagin definit prèviament al codi.

6.4.1 Escenari sense cap persona atrapada sota la neu

Primer es configura el programa per a que només processï dos ecos: el primer degut a l'interfície aire neu i el segon corresponent al retorn propi del terra o roques al fons de la capa de neu.

La representació de les senyals transmès, rebut i el senyal corresponent després del mesclador és la següent:

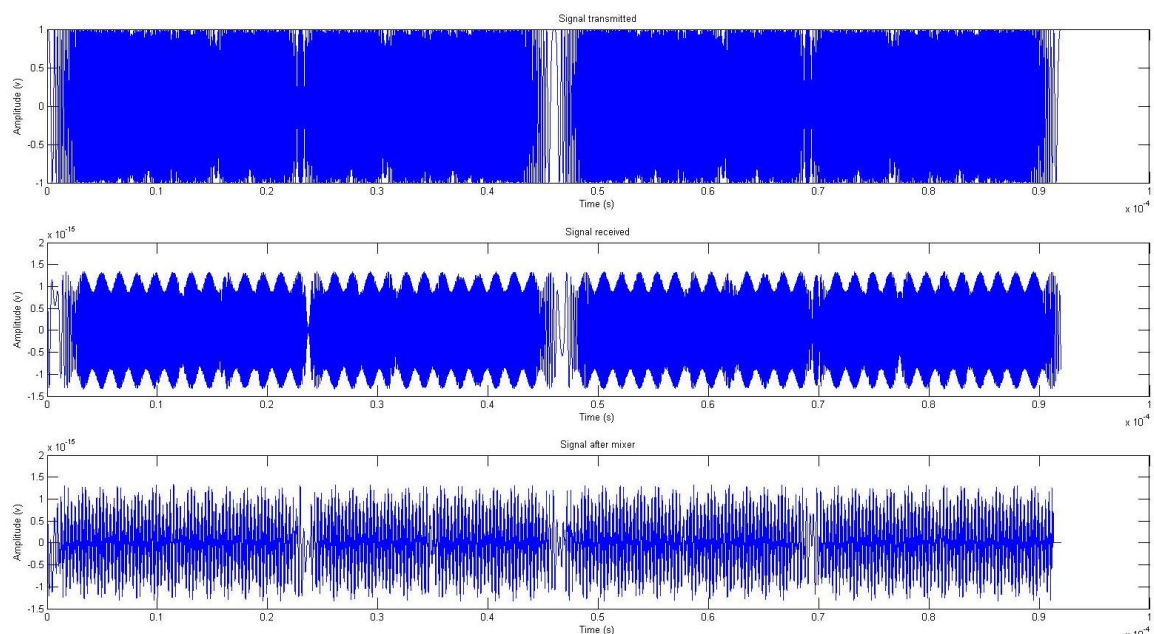


Figura 6.28: Representació senyals transmès, rebut i després del mesclador

El resultat després d'aplicar la FFT a l'últim senyal de la figura anterior representarà l'amplitud del senyal en funció de la freqüència de batut:

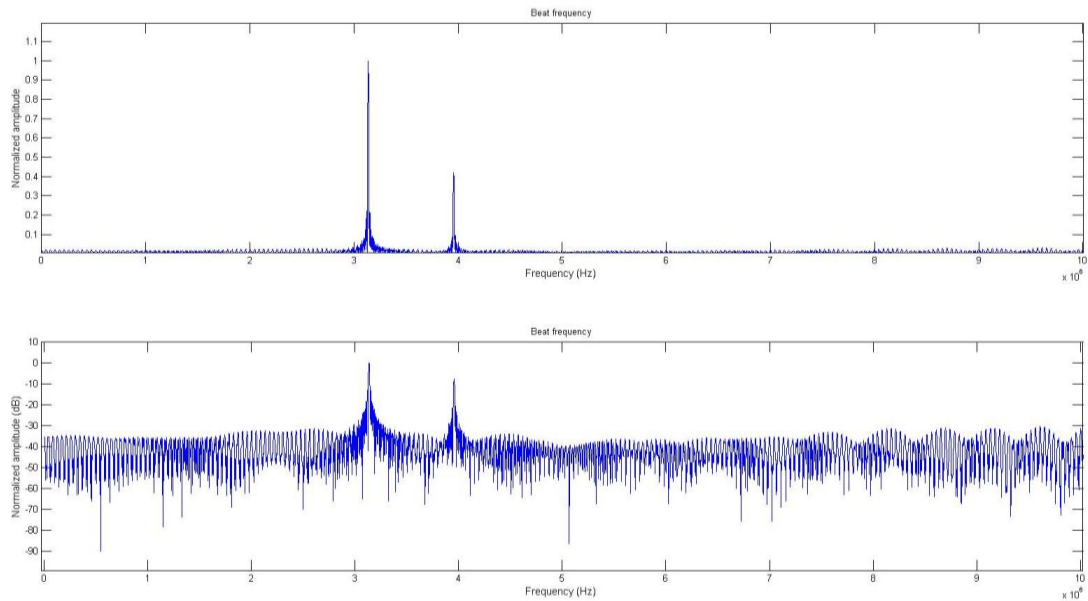


Figura 6.29: Simulació del retorn de la capa de neu i el fons del terra

Si es canvia l'eix horitzontal de la representació anterior per representar-la en funció del *range* a partir de la fórmula (2-4) serà possible saber la distància a la que es troba el segon retorn i mesurar d'aquesta manera la profunditat de la neu.

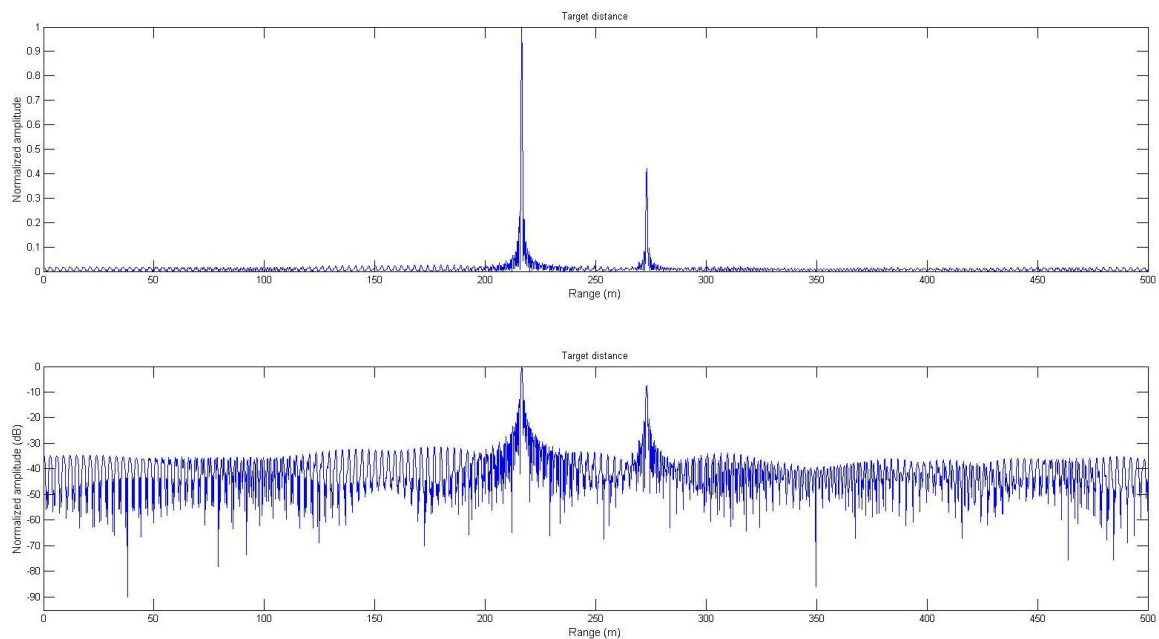


Figura 6.30: Simulació dels retorns en funció del *range*

Si es volgués calcular quina és la profunditat de la neu, s'hauria de tenir en compte que el *range* estarà determinat per l'altura de vol i l'angle d'incidència.

$$\cos \varphi_{\text{inc}} = \frac{h}{R} \tag{6-29}$$

$$\cos \varphi_{\text{inc}} = \frac{h + d}{R'} \quad (6-30)$$

on R és el valor del primer pic, R' del segon pic i d és la profunditat de la neu.

6.4.2 Escenari amb una persona atrapada sota la neu

En aquest cas es simularà que el radar rep tres ecos provinents de la interfície aire neu, de la capa de terra sota la neu i un altre corresponent a una persona atrapada sota la neu .

Es configura el programa de tal manera que els ecos provinents són d'una persona soterrada 10 metres en un capa de neu d'un total de 40 metres. A partir d'aquests valors es configuren els tres temps de retard amb els que arriben. De la mateixa manera que abans, els senyals corresponents a aquest sistema són:

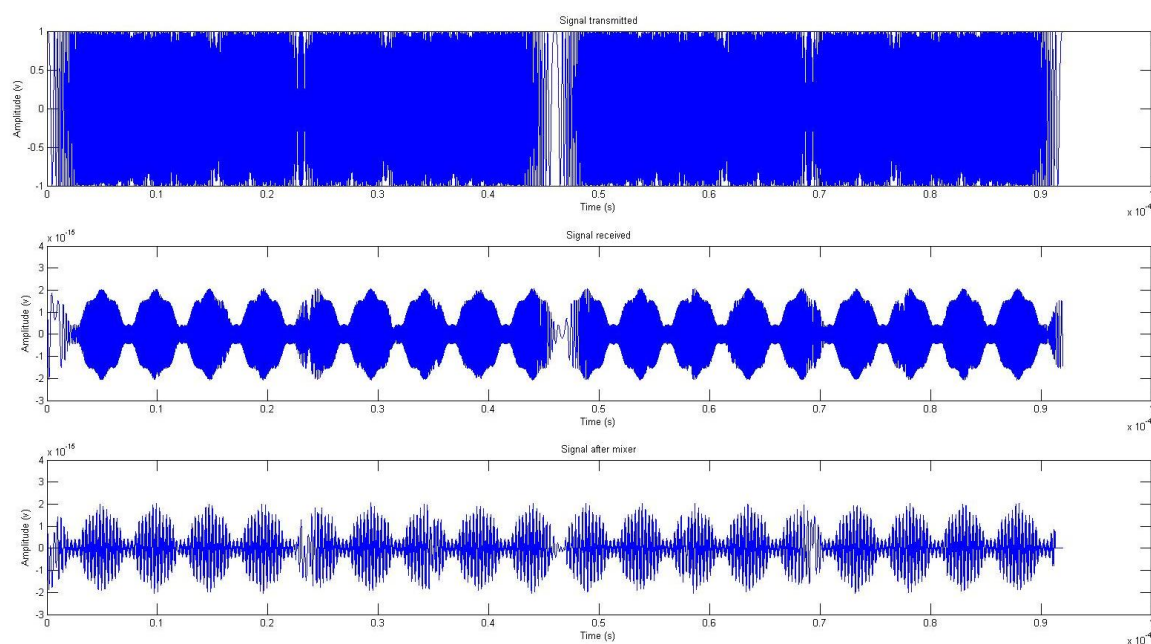


Figura 6.31: Representació senyals amb tres ecos

Si directament es representa el valor de l'amplitud normalitzada en funció del *range* es visualitzaran tres pics, corresponents a la interfície aire neu, a la persona i per últim a la capa de terra del fons de tota la neu.

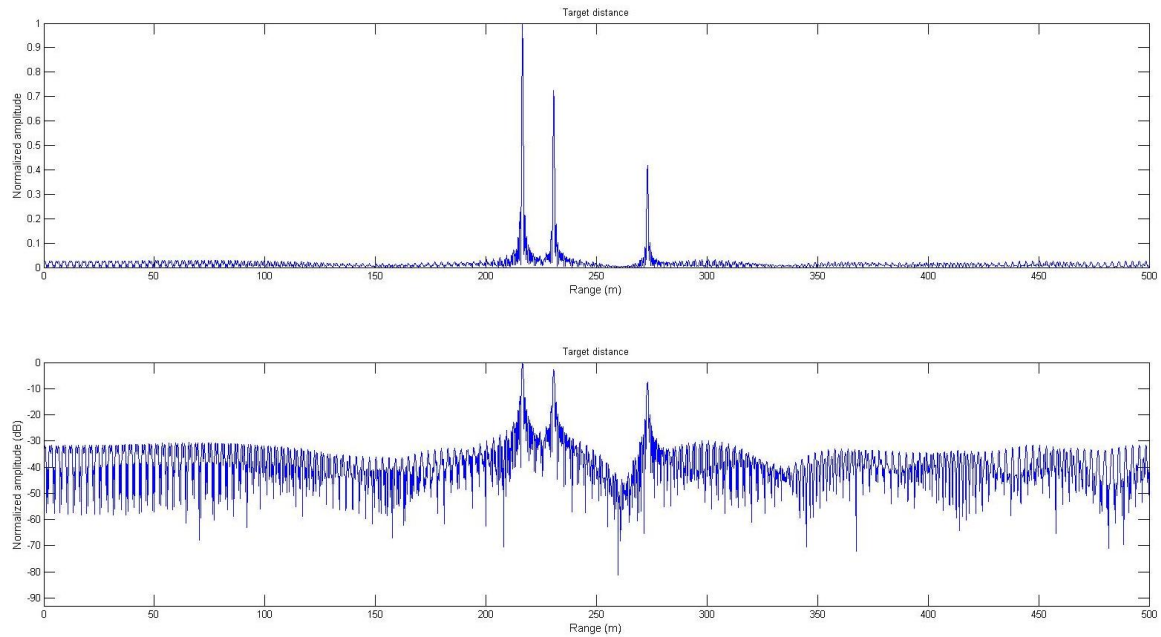


Figura 6.32: Simulació retorns amb tres ecos

En aquest cas, els tres pics estan a distàncies $R=216.5\text{m}$, $R'=230.6\text{m}$ i $R''=273\text{m}$. Si es fan servir de nou les relacions trigonomètriques de (6-29) i (6-30):

$$\cos \varphi_{\text{inc}} = \frac{h}{R} \quad (6-31)$$

$$\cos \varphi_{\text{inc}} = \frac{h + p}{R'} \quad (6-32)$$

$$\cos \varphi_{\text{inc}} = \frac{h + d}{R''} \quad (6-33)$$

on p és la profunditat a la que es troba la persona.

Si es solucionen les equacions per trobar les incògnites p i d s'obtenen els valors que s'havien configurat per configurar els retorns:

$$p = R' \cdot \cos \varphi_{\text{inc}} - h = 230.6 \cdot \cos 45 - 153 = 10.05 \text{ m} \quad (6-34)$$

$$d = R'' \cdot \cos \varphi_{\text{inc}} - h = 273 \cdot \cos 45 - 153 = 40.04 \text{ m} \quad (6-35)$$

6.4.3 Simulació de la imatge

Per últim, a partir del programa anterior es pretén simular com seria una imatge 2D proporcionada pel sistema radar on es pogués localitzar la persona atrapada. Per tal de fer-ho d'una manera simple i donar una primera idea de com seria aquesta imatge el que es fa es realitzar la simulació del codi anterior durant la llargada de l'obertura sintètica. D'aquesta manera es simula un escenari on el radar rep contínuament els dos ecos provinents de la superfície de la neu i el fons d'aquesta fins que arriba a la posició on està la persona en qüestió.

Així doncs, es configuren de la mateixa manera que en la simulació anterior els valors de profunditat de la neu i de la persona. A més, es selecciona la posició en azimuth on el radar trobaria la persona (paràmetre de la simulació *target_pos*).

Si de la mateixa manera que abans, la profunditat de la neu és de 40 metres i la persona es troba sota una capa de 10 metres de neu, i el radar rep l'eco provinent de la persona en els primers 14 metres de la seva longitud d'obertura, s'obtidria, de manera molt aproximada la següent imatge:

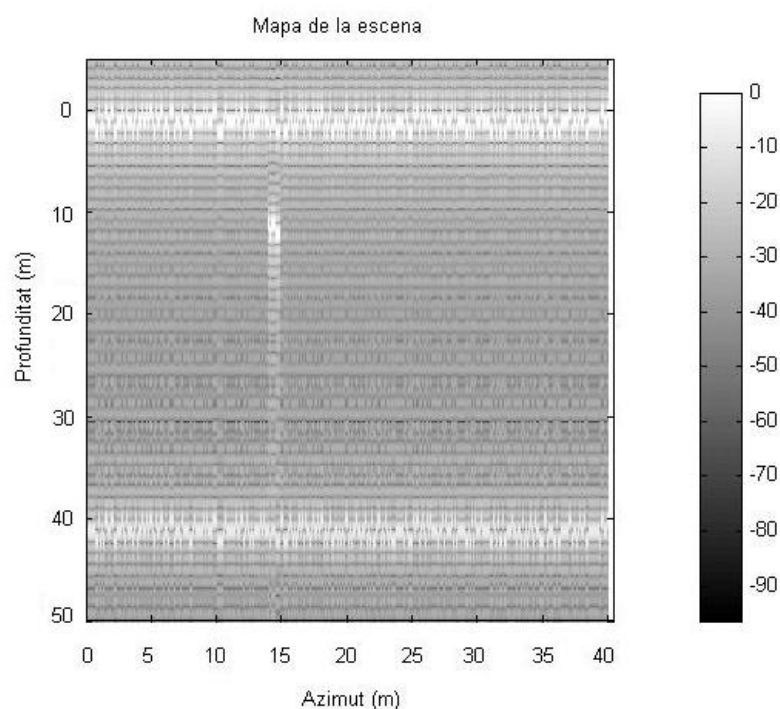


Figura 6.33: Simulació de la imatge 2D obtinguda

La imatge representa la capa de neu en profunditat 0 m durant la duració de l'obertura i a 40 m de profunditat es veu la reflexió degut al rebot amb el terra. Es pot veure la persona en azimuth 14 m a profunditat 10 m, tal i com s'havien configurat els retards en el codi.

Cal dir que aquesta és una situació en un cas completament ideal, en el que tant la capa de neu com el terra sota aquesta són pràcticament planes. A més, en la simulació no és recorren tants punts azimuthals com es faria en un cas real, ni arriben tots els ecos que hi haurien en realitat. La simulació només pretén representar una imatge del que s'esperaria obtenir i com s'entendria.

7 Conclusions i futures línies de treball

7.1 Conclusions

L'objectiu del projecte era estudiar i analitzar el funcionament d'un radar d'obertura sintètica equipat en una plataforma aèria com és el *drone* que disposa el laboratori per tal de adequar-los a les necessitats que planteja una situació com és una missió de rescat de persones que es troben enterrades sota una capa de neu després d'allaus.

La primera fase del projecte va consistir en estudiar i entendre el funcionament d'un SAR i les característiques pròpies que s'havien de tenir en compte alhora de realitzar l'anàlisi d'un sistema radar. Així mateix, es realitza un estudi del medi on es suposa que treballarà, en aquest cas la neu, i les propietats que s'han de tenir en compte de cara al disseny del radar.

Una vegada s'havia realitzat aquest estudi i entès quins paràmetres tant de la plataforma aèria com del sistema radar s'havien de tenir en compte alhora de realitzar l'anàlisi del SAR començava la segona etapa del projecte. Aquesta segona part va requerir l'estudi del sistema actual del radar en banda X per tal de poder entendre el seu funcionament i ajustar-lo a les necessitats que presentava aquest projecte.

L'última etapa del projecte va consistir en calcular els paràmetres que s'havien decidit durant l'estudi previ del SAR i fer les simulacions dels resultats corresponents al nou sistema radar per missions de rescat. Per tal de poder validar aquests càlculs teòrics es realitza un estudi de les imatges obtingudes per radar actual amb el fi d'estudiar la sensibilitat que presenta. Aquesta fase del projecte va requerir entendre l'algoritme *Back Projection* i les diferents tècniques de calibratge d'una imatge SAR. Una vegada es van poder validar els càlculs realitzats es va decidir fer una simple simulació de les dades que s'esperarien obtenir d'un radar com el plantejat en el projecte, amb la finalitat d'oferir una primera imatge ideal i entendre el resultat després de tot el procés.

Els resultats de les diferents simulacions són, a priori, satisfactoris per les necessitats que el sistema requereix. Tant en resolució com en relació senyal soroll el sistema analitzat presenta uns bons resultats, fent viable d'aquesta manera la realització del sistema radar per finalitat de missions de rescat a la neu.

7.2 Futures línies de treball

Durant l'estudi que es duu a terme en aquest projecte, només es realitzen els càlculs teòrics dels resultats que s'esperarien obtenir. No obstant, de cara a la possible realització d'un radar integrat en una plataforma aèria com és el *drone*, amb la finalitat de fer-lo servir per missions de rescat s'haurien de tenir en compte altres factors importants.

Un aspecte clau de cara a la realització d'aquest tipus de radar seria estudiar una manera de enviar les dades capturades pel *drone* a una estació en temps real. Un temps mínim d'actuació és necessari en el cas de rescat de persones en perill i per tant, el processat de les dades i realització de la imatge no es pot fer a posteriori de la captura de l'escena per part del *drone* sinó que ha de ser un procés immediat. Aquesta optimització del temps de processat i enviar la informació a les autoritats corresponents és planteja com imprescindible alhora de poder realitzar una funció com la que es pretén.

Una millora important en una missió de rescat com la que es pretén realitzar amb el *drone* seria la augmentar la durada de vol. Aquest aspecte més relacionat amb el *drone* que no pas amb el sistema radar seria clau per tal de poder escanejar l'escena durant més temps sense les interrupcions i problemes que suposaria fer un canvi de bateries.

L'estudi que es fa en aquest projecte es centra només en els resultats que s'esperarien obtenir amb allaus de neu seca. A la realitat, la situació en la que treballaria el drone no seria sempre amb escenaris amb neu seca, sinó que pot trobar-se amb situacions on la neu sigui molt més humida. En aquest cas, els resultats obtinguts no serien vàlids, de tal forma que s'hauria de realitzar un estudi completament nou per tal de poder saber amb quines dificultats es trobaria el radar per poder detectar una persona.

Totes aquestes possibles millores podrien fer servir aquest projecte com a punt de partida. Un aspecte important seria la diversificació de l'escenari de treball del sistema radar. El ventall d'avantatges que ofereix integrar un radar en un *drone* és molt gran, durant el projecte només es parla d'una situació on la persona està atrapada sota una capa de neu però el radar es podria fer servir per altres missions de rescat o amb altres finalitats que requereixin treballar en banda S, com podrien ser el rescat de persones perdudes en zones de muntanya o adaptar-lo a localitzar persones sota runes després d'esdeveniments com terratrèmols. Analitzar el comportament del sistema plantejat en aquestes situacions seria el següent pas.

8 Apèndix

A. Disseny del calibrador

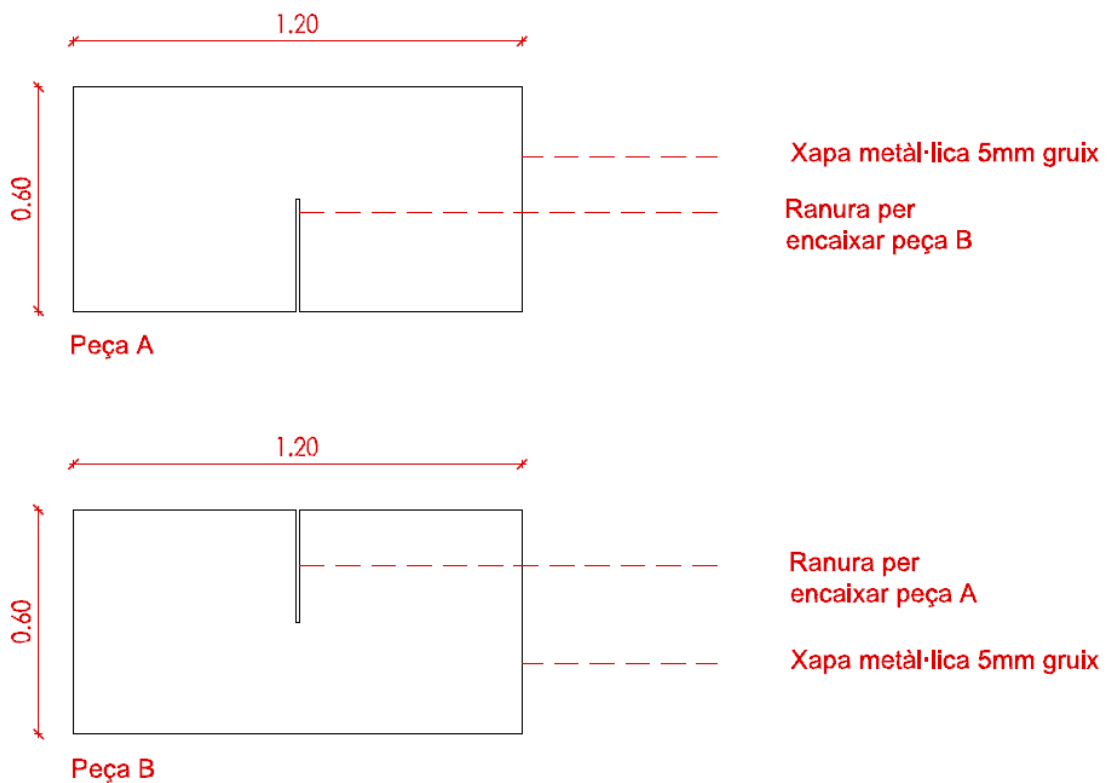
Es realitzen dos configuracions per realitzar el calibrador. La primera és amb plaques quadrades i la segona amb plaques circulars. Les equacions per tal de trobar la mida són les següents [5]:

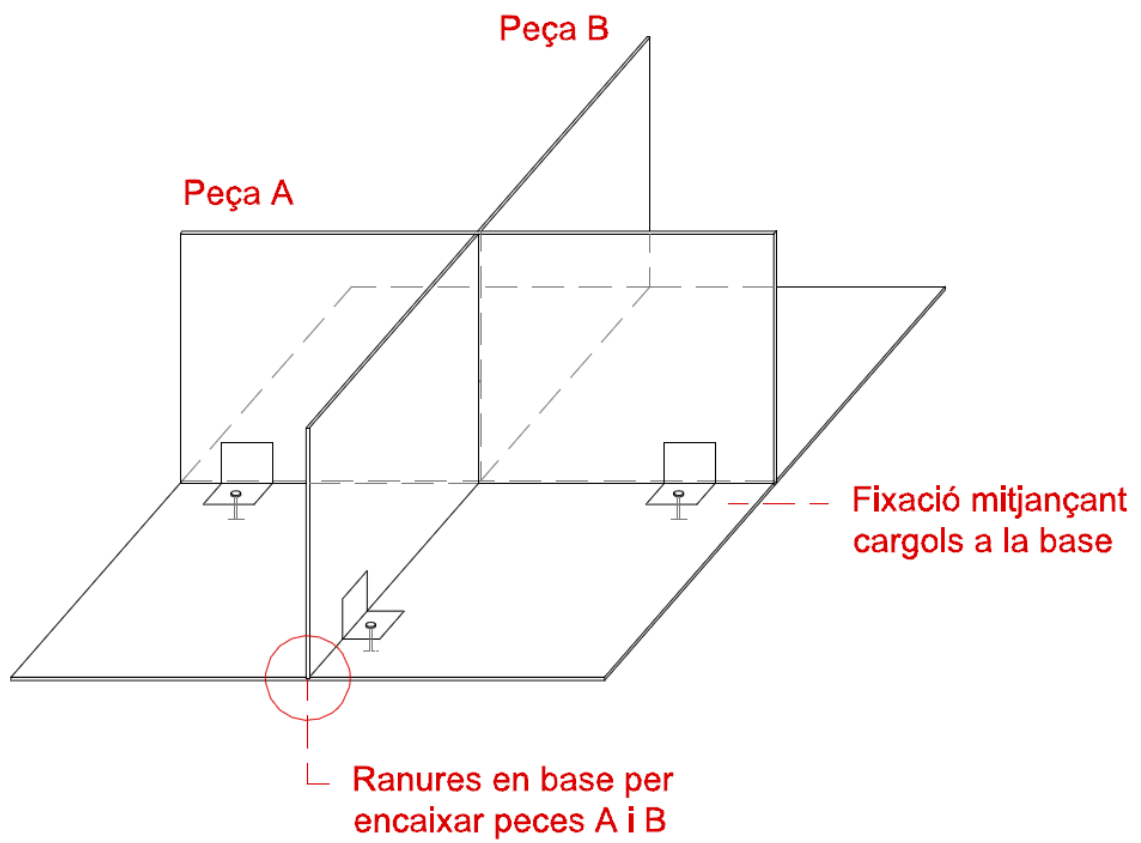
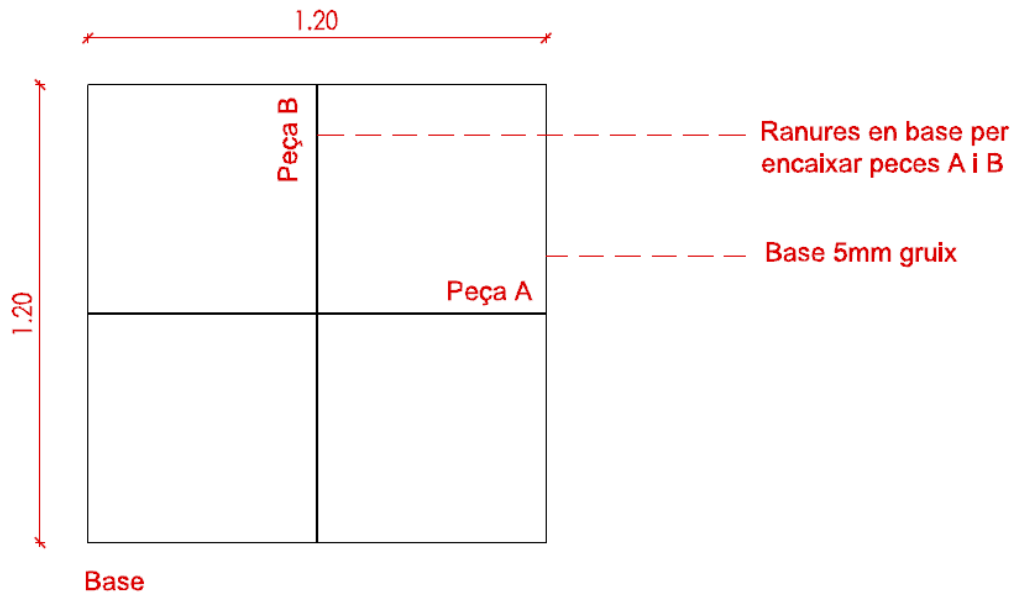
$$\sigma_{\text{quadrat}} = \frac{12\pi a^4}{\lambda^2} \quad (8-1)$$

$$\sigma_{\text{circular}} = \frac{15.6 a^4}{\lambda^2} \quad (8-2)$$

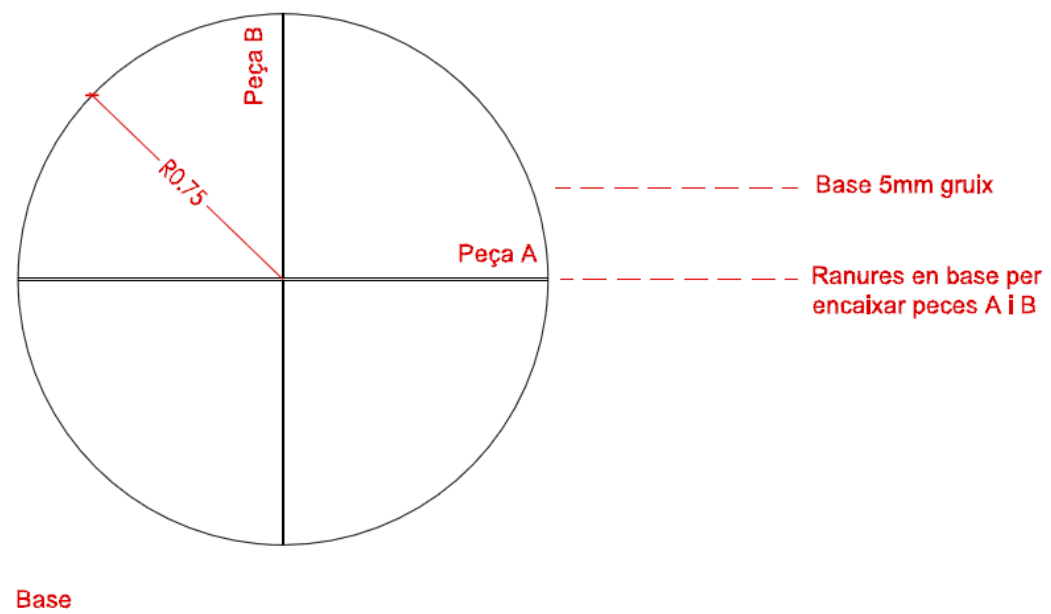
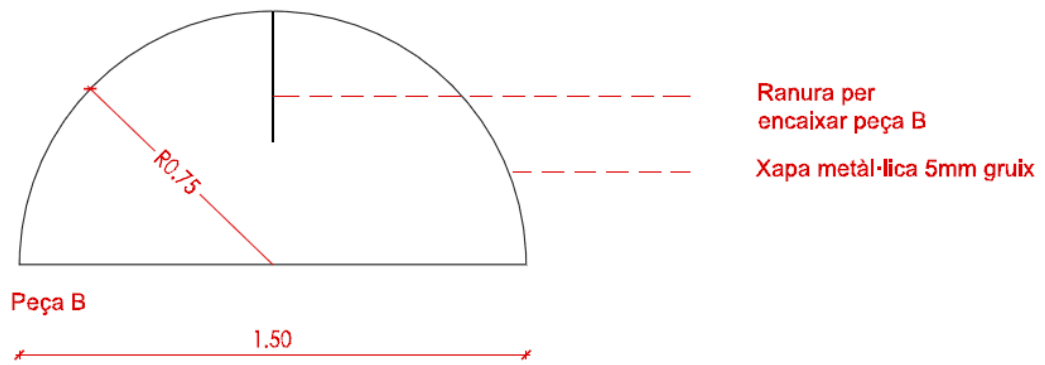
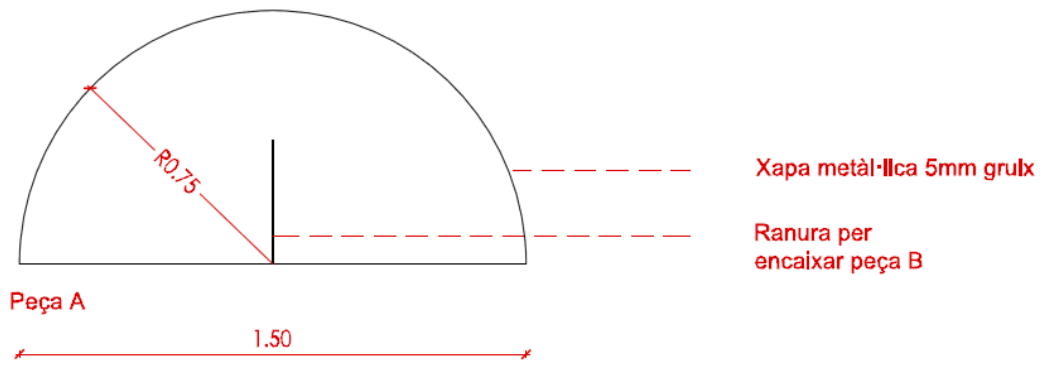
Obtenint unes mesures en banda X de $a=0.59\text{m}$ i $a=0.75\text{m}$ respectivament.

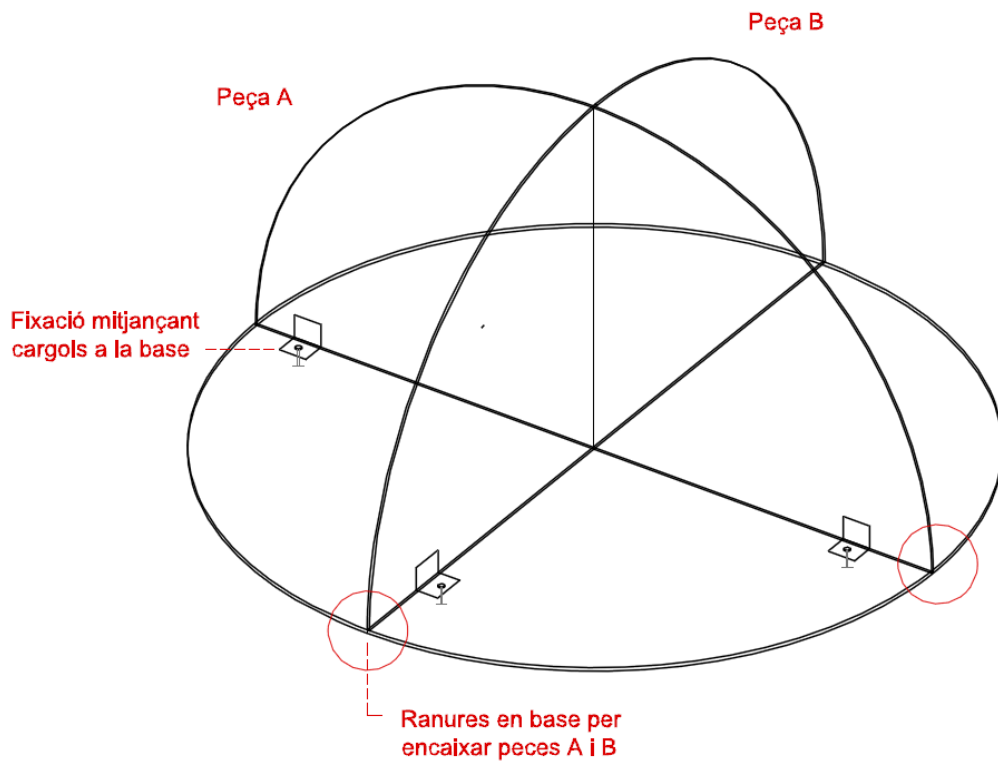
Disseny amb plaques quadrades





Disseny amb plaques circulars





Detalls del disseny

En ambdós dissenys la placa corresponent a la base en la que s'ajusten les peces A i B té unes ranures superficials per tal de poder encaixar les plaques verticals. Per tal d'acoblar el sistema es podrien equipar les peces A i B amb unes esquadres en L per tal de poder cargolar-les a la base.

9 Referències

- [1] Manuel Suárez. *Estudi de supervivència en allaus*.
<http://manuel-suarez.madteam.net/articulos/2010-03/estudio-supervivencia-en-aludes/>
- [2] Christian Wolff. *Radar tutorial*, Juny 1996.
<http://www.radartutorial.eu/>
- [3] James A. Scheer i James C. Kurtz. *Coherent Radar Performance Estimation*,
Desembre 1993.
- [4] Sandia National Laboratories.
<http://www.sandia.gov/RADAR>
- [5] Armin W. Doerry. *Reflectors for SAR Performance Testing*.
<http://prod.sandia.gov/techlib/access-control.cgi/2008/080396.pdf>
- [6] The European table of frequency allocation and application in the frequency range 8.3
kHz to 3000 GHz.
<http://www.erodocdb.dk/docs/doc98/official/pdf/ERCRep025.pdf>
- [7] Carlos Santiago Burbano de Ercilla. *Física general*, Abril 2003.
- [8] Fawwaz T. Ulaby i David G. Long. *Microwave Radar and Radiometric Remote
Sensing*, Novembre 2013.
- [9] Michel Gay i Laurent Ferro-Famil. *Penetration depth of Synthetic Aperture Radar
signals in ice and snow: an analytical approach*, Març 2016.
[http://cimss.ssec.wisc.edu/itwg/groups/rtwg/meetings/sfcm/2016/presentations/session3/
Gay_RSMSP_March2016.pdf](http://cimss.ssec.wisc.edu/itwg/groups/rtwg/meetings/sfcm/2016/presentations/session3/Gay_RSMSP_March2016.pdf)
- [10] Albert Aguasca, Rene Acevo-Herrera, Antoni Broquetas, Jordi J. Mallorquí, Xavier
Fabregas . *ARBRES: Light-Weight CW/FM SAR Sensors for Small UAVs*, Març 2013.
<http://www.mdpi.com/1424-8220/13/3/3204>
- [11] Didier Massonet i Jean-Claude Souyris. *Imaging with synthetic aperture radar*, 2008.
- [12] European Space Agency
<https://earth.esa.int>

[13]Analog Devices.

<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-001.pdf>

[14] A. Meta, P. Hakkaart, F. van der Zwan, P. Hoogeboomand L.P. Ligthart. *First demonstration of an X-band airborne FMCW SAR*, Maig 2006.

[15] A. Meta, P. Hoogebomand L. P. Ligthart. *Correction of the effects induced by the continuous motion in FMCW SAR*, Abril 2006.

[16] M. Skolnik. *Introduction to radar systems*, 1980.