



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

PROJECTE FINAL DE CARRERA

CARACTERITZACIÓ I EXTENSIÓ A PLATAFORMES AÈRIES NO TRIPULADES D'UN PROCESSADOR SAR BASAT EN LA TÈCNICA BACKPROJECTION

**(CHARACTERIZATION AND EXTENSION TO
UNMANNED AERIAL PLATFORM OF A SAR
PROCESSOR BASED ON THE BACKPROJECTION
TECHNIQUE)**

Estudis: Enginyeria de Telecomunicació

Autor: ARNAU GUARCH CALVÓ

Director: ANTONI BROQUETAS IBARS

Any: 2016

Índex

I.	INTRODUCCIÓ I OBJECTIUS DEL PFC	1
II.	SISTEMA GB-SAR.....	3
II.1.	Introducció	3
II.2.	Principis SAR.....	3
II.3.	Principis Radar.....	4
II.4.	Principis CW-FM.....	6
II.5.	Estructura del sistema	10
II.5.1.	Mòdul generador de freqüència.....	11
II.5.2.	Transmissor.....	11
II.5.3.	Receptor	12
II.5.4.	Unitat banda base	12
III.	SIMULADOR.....	13
III.1.	Introducció.....	13
III.2.	Bases teòriques	13
III.3.	Disseny de l'algorisme	14
III.4.	Validació del simulador.....	15
III.4.1.	Senyal transmès	15
III.4.2.	Blanc puntual a l'origen.....	16
III.4.3.	Blanc centrat a la dimensió azimutal.....	17
III.4.4.	Blanc genèric a l'escenari	19
III.5.	Conclusions	21
IV.	RECONSTRUCCIÓ	22
IV.1.	Introducció.....	22
IV.2.	Bases teòriques	23
IV.2.1.	Backprojection.....	23
IV.2.2.	Residual Video Phase i Pendent de fase	24
IV.2.3.	Range Migration	24
IV.3.	Disseny de l'algorisme	26
IV.3.1.	Geometria del problema	26
IV.3.2.	Compressió de polsos	26
IV.3.3.	Interpolació.....	27
IV.3.4.	Correcció del Range Migration.....	28

IV.4. Validació per simulació.....	29
IV.4.1. Blanc puntual.....	29
IV.4.1.1 Variació de l'ample de banda	32
IV.4.1.2 Variació en la longitud de l'obertura	34
IV.4.1.3 Dependència de la posició del blanc.....	36
IV.4.2. Núvol de blancs puntuals	40
IV.4.3. Efecte de les finestres	44
IV.5. Prova interferomètrica.....	48
IV.5.1. Desplaçament de l'obertura sintètica	48
IV.5.2. Desplaçament de blancs.....	49
IV.6. Reconstrucció amb dades reals.....	51
IV.7. Conclusions	54
V. EVALUACIÓ DE L'EFECTE DEL RVP I DEL PENDENT DE FASE.....	55
V.1. Error absolut	56
V.2. Error diferencial.....	57
V.3. Conclusions.....	58
VI. ESTUDI DE L'APLICACIÓ DE L'ALGORISME A UN SISTEMA UAV..	59
VI.1. Introducció.....	59
VI.2. Validesa STOP&GO	59
VI.3. Errors translació i d' instant de mostreig.....	60
VI.4. Errors d'actitud.....	63
VI.5. Conclusions	64
VII. CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES.....	65
VIII. Bibliografia	66

Índex de figures

<i>Figura II.1-Tècnica SAR.....</i>	<i>4</i>
<i>Figura II.2-Diagrama sistema radar.....</i>	<i>4</i>
<i>Figura II.3-Part real d'un senyal chirp.....</i>	<i>7</i>
<i>Figura II.4-Freqüències instantànies dels senyals transmès i rebut.....</i>	<i>8</i>
<i>Figura II.5-Reconstrucció en range via range compressing.....</i>	<i>10</i>
<i>Figura II.6-Arquitectura del sistema amb els mòduls principals.....</i>	<i>10</i>
<i>Figura III.1-Esquema d'un escenari arbitrari</i>	<i>14</i>
<i>Figura III.2-Esquema de la part hardware del sistema</i>	<i>15</i>
<i>Figura III.3-Senyal transmès, senyal transmès en banda base i zoom d'una àrea.....</i>	<i>16</i>
<i>Figura III.4-Senyals de referència, rebut i de batut per un blanc a l'origen.....</i>	<i>17</i>
<i>Figura III.5-Senyals rebut, de batut i zoom per un blanc a $x=500$ m i $y=0$ m</i>	<i>18</i>
<i>Figura III.6-Fase per un blanc a $x=500$m i $y=0$m.....</i>	<i>19</i>
<i>Figura III.7-Senyals rebut, de batut i zoom per un blanc a $x=700$ m i $y=250$ m</i>	<i>20</i>
<i>Figura III.8-Fase per un blanc a $x=700$ m i $y=250$ m.....</i>	<i>20</i>
<i>Figura IV.1-Esquema del sistema GB-SAR.....</i>	<i>22</i>
<i>Figura IV.2-Diagrama de blocs de l'algorisme Backprojection.....</i>	<i>23</i>
<i>Figura IV.3-Diagrama de blocs de l'algorisme Backprojection adaptat a compressió de polsos.....</i>	<i>24</i>
<i>Figura IV.4.-Range migration.....</i>	<i>25</i>
<i>Figura IV.5-Geometria del problema.....</i>	<i>26</i>
<i>Figura IV.6-Comparació interpolacions veí més proper i cúbica</i>	<i>27</i>
<i>Figura IV.7-Correcció range migration.....</i>	<i>28</i>
<i>Figura IV.8-Blanc puntual a $x=100$ m, $y=0$ m; $L=2$ m, $BW=150$ MHz</i>	<i>30</i>
<i>Figura IV.9-Tall $y=0$ de la imatge del blanc a $x=100$ m, $y=0$ m.....</i>	<i>31</i>
<i>Figura IV.10-Tall en $x=100$m de la imatge del blanc a $x=100$ m, $y=0$ m</i>	<i>31</i>
<i>Figura IV.11-Blanc puntual a $x=100$ m, $y=0$ m; $L=2$ m, $BW=100$ MHz (imatge ampliada).....</i>	<i>32</i>
<i>Figura IV.12-Tall en $y=0$ m de la simulació vs. simulació inicial.....</i>	<i>33</i>
<i>Figura IV.13-Tall en $x=100$ m de la simulació vs. simulació inicial.....</i>	<i>33</i>
<i>Figura IV.14-Blanc puntual a $x=100$ m, $y=0$ m; $L=2,5$ m, $BW=150$ MHz (imatge ampliada).....</i>	<i>34</i>

<i>Figura IV.15-Tall en $y=0$ m de la simulació vs. simulació inicial.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura IV.16- Tall en $x=100$ m de la simulació vs. simulació inicial.....</i>	<i>35</i>
<i>Figura IV.17-Reconstrucció polar d'escenari amb tres blancs</i>	<i>37</i>
<i>Figura IV.18-Reconstrucció lineal d'escenari amb tres blancs.....</i>	<i>37</i>
<i>Figura IV.19-Talls en range dels tres blancs</i>	<i>38</i>
<i>Figura IV.20-Talls en azimuth en representació polar i lineal.....</i>	<i>38</i>
<i>Figura IV.21-Zoom de la zona del blanc2 en representació lineal.....</i>	<i>39</i>
<i>Figura IV.22-Reconstrucció d'un núvol de blancs puntuals.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura IV.23-Talls $y=10^\circ$, $y=5^\circ$ i $y=0^\circ$ de la imatge reconstruïda.....</i>	<i>40</i>
<i>Figura IV.24-Talls $x=100$ m, $x=150$ m i $x=200$ m de la imatge reconstruïda.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura IV.25-Fases dels blancs del núvol de punts.....</i>	<i>41</i>
<i>Figura IV.26-Tall en $x=100$ m de la fase del núvol</i>	<i>42</i>
<i>Figura IV.27-Tall en $y=0^\circ$ del núvol</i>	<i>42</i>
<i>Figura IV.28-Finestres de Hamming i de Hann.....</i>	<i>44</i>
<i>Figura IV.29-Imatge reconstruïda sense en finestrat i amb en finestrat Hann.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura IV.30-Imatge reconstruïda sense en finestrat i amb en finestrat Hamming.....</i>	<i>45</i>
<i>Figura IV.31-Comparació reconstrucció sense finestres i utilitzant-les. Tall $y=0$ m....</i>	<i>46</i>
<i>Figura IV.32-Comparació reconstrucció sense finestres i utilitzant-les. Tall $x=200$ m</i>	<i>46</i>
<i>Figura IV.33-Perfil de mesura en una posició de l'antena.....</i>	<i>47</i>
<i>Figura IV.34-Mòdul i fase de la funció de coherència.....</i>	<i>48</i>
<i>Figura IV.35-Fase de la funció de coherència amb una màscara aplicada</i>	<i>49</i>
<i>Figura IV.36-Fase de la funció de coherència amb una màscara aplicada</i>	<i>50</i>
<i>Figura IV.37-Imatge de reflectivitat del barri de Sallent estudiat</i>	<i>51</i>
<i>Figura IV.38-Identificació sobre imatge de reflectivitat.....</i>	<i>52</i>
<i>Figura IV.39-Barri de Sallent fotografiat des de la ubicació del GBSAR</i>	<i>53</i>
<i>Figura V.1-Error de fase degut al RVP i l'pendent de fase</i>	<i>57</i>
<i>Figura VI.1-Possible trajectòria del radar vs la trajectòria nominal.....</i>	<i>60</i>
<i>Figura VI.2-Trajectoria del radar durant la captura.....</i>	<i>61</i>
<i>Figura VI.3-Reconstrucció sense correcció de moviment.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura VI.4-Reconstrucció amb correcció de moviment.....</i>	<i>62</i>
<i>Figura VI.5-Reconstrucció amb correcció de moviment (zoom)</i>	<i>63</i>
<i>Figura VI.6-Roll-Pitch-Yaw</i>	<i>63</i>

I. INTRODUCCIÓ I OBJECTIUS DEL PFC

Els radars són sistemes que, com el seu nom indica, s'utilitzen per la detecció i mesura de distàncies (**RA**dio **D**etecting **A**nd **R**anging). S'utilitzen per mesurar distàncies, altituds, direccions i velocitats d'objectes. Com a exemples, els radars de control aeri dels aeroports per localitzar els avions, el que utilitzen avions per estimar l'altitud o vaixells per estimar la profunditat del mar o els radars de tràfic per calcular velocitats. Un tipus de sistema radar és el conegut com a SAR (*Synthetic Aperture Radar*). Aquest tipus de radars permeten obtenir imatges d'alta resolució, típicament des de satèl·lits i avions, que serveixen per diferents aplicacions en Geologia, com anàlisi d'estructures, en Agricultura, com control de terreny o Cartografia, crear mapes topogràfics de la Terra i altres planetes.

En el nostre cas es tracta d'un radar SAR, però en comptes de ser aerotransportat es desplaça sobre un posicionador lineal sobre el terreny. L'antecedent és el LISA (Linear SAR) del Joint Research Center (Ispra, Italy) utilitzat en aplicacions com monitoritzar neu a les pistes d'esquí o els moviments de terra provocats per l'activitat d'un volcà. El radar amb el que treballarem nosaltres, és el desenvolupat pel grup EEF del departament de Teoria del Senyal i Comunicacions de la UPC (Aguasca, et al., 2004 p. 757). Aquest radar s'està utilitzant amb la col·laboració de l'Institut Cartogràfic de Catalunya per la monitorització d'un barri de la població de Sallent que està sofrint moviments de terra degut a les mines de sal de la població.

L'objectiu d'aquest projecte és la caracterització d'un processador SAR per al GB-SAR de la UPC basat en la tècnica de *Backprojection*. També s'ha decidit fer una primera avaluació de la viabilitat d'utilitzar el sistema GB-SAR en plataformes aèries no tripulades.

La memòria del projecte s'ha estructurat de la següent manera. Al Capítol II s'introdueix el sistema GB-SAR utilitzat, i s'expliquen els conceptes de Radar, SAR i radar d'ona continua així com es mostra l'estructura del sistema. Al Capítol III es mostra el simulador creat per tal de poder fer proves de l'algorisme de reconstrucció. El Capítol IV està dedicat a l'algorisme de reconstrucció. S'exposen les bases teòriques tant de l'algorisme *Backprojection* com d'errors que s'hauran d'estudiar i corregir. Dins el capítol hi ha un apartat dedicat a la validació de l'algorisme utilitzant el simulador esmentat anteriorment i un altre a veure els resultats de la reconstrucció de dades reals

obtingudes pel sistema. El Capítol V està dedicat a l'estudi de l'efecte del RVP i EL PENDENT DE FASE, errors que ens hem trobat. Finalment el Capítol VI es mostra un primer estudi de viabilitat per l'aplicació d'aquest algorisme en plataformes aerotransportades.

II. SISTEMA GB-SAR

II.1. Introducció

El sistema GB-SAR (Ground Based-Synthetic Aperture Radar), com el seu nom indica, és un radar d'obertura sintètica, que a diferència dels radars SAR convencionals no és aèrotransportat, el desplaçament es produeix sobre una plataforma fixa terrestre. Això permet una observació contínua de l'escena a diferència dels avions o satèl·lits en que la periodicitat de l'observació és típicament setmanal o mensual, el que permet tenir disponibilitat de dades amb una diferència temporal més petita, la qual cosa pot servir per algunes aplicacions a temps real. A part, per obtenir una bona resolució en distància s'utilitza una modulació en freqüència.

El radar que s'utilitza és el desenvolupat pel grup EEF del departament de Teoria del Senyal i Comunicacions de la UPC (Aguasca, et al., 2004 p. 757). Aquest radar va ser concebut per aconseguir els avantatges de portabilitat, mida, pes, consum de potència i baix cost. Per aconseguir part d'aquests avantatges, s'utilitza un radar d'ona contínua, ja que és més senzill, compacte i menys costós que un radar polsat.

II.2. Principis SAR

La resolució en azimuth d'un radar convencional ve determinada pel producte de la distància del blanc al radar R amb l'ample de feix de l'antena que aproximadament està determinat pel quocient entre la longitud d'ona λ i la longitud horitzontal de l'antena L_a ,

$$\Delta_y = R \cdot \frac{\lambda}{L_a} \quad (\text{II.1})$$

L'únic paràmetre variable que pot fer millorar la resolució és la longitud de l'antena, el problema és que per aconseguir resolucions laterals de l'ordre del metre a grans distàncies, es necessitaria una antena de varies desenes o centenars de metres.

Carl Wiley va proposar una alternativa per tal de millorar la resolució en azimuth (Carrara, et al., 1995). Wiley va veure que comparant senyals capturats per un radar en moviment en diferents instants, podia obtenir una resolució en azimuth més fina que amb el radar convencional. A aquesta alternativa se l'anomena obertura sintètica, ja que és com sintetitzar una antena que té de longitud la de tot el recorregut del radar, això permet augmentar l'obertura, i per tant augmentar la resolució.

De manera similar a una agrupació real d'antenes, a la tècnica SAR és com si tinguéssim una col·lecció d'elements equiespaiats. Al ser un sistema coherent, es conserva la relació de fases entre mesures.

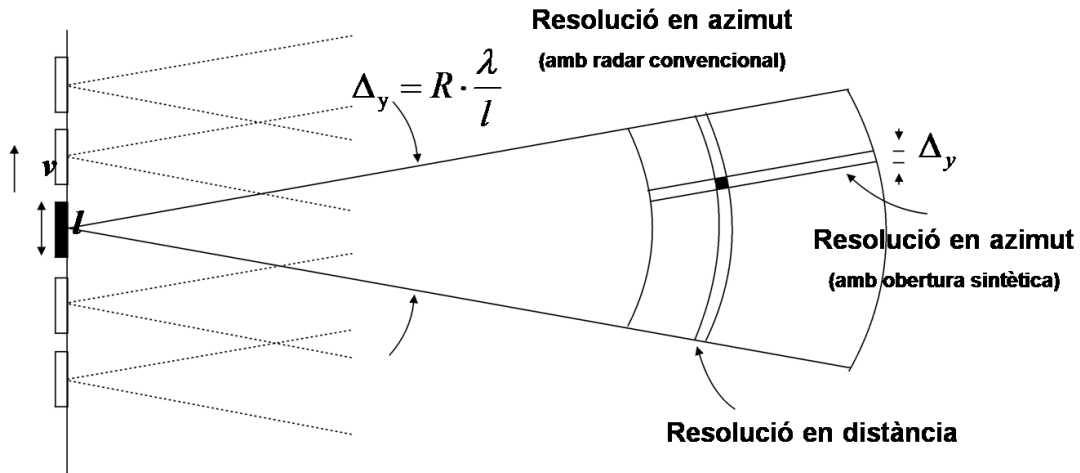


Figura II.1-Tècnica SAR

II.3. Principis Radar

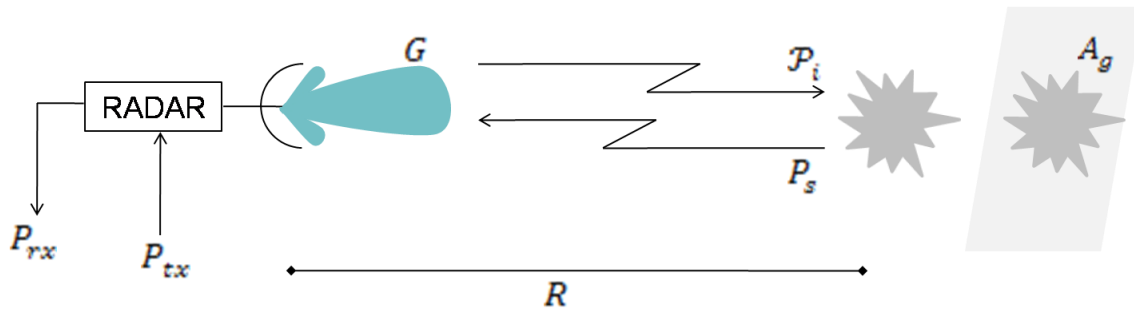


Figura II.2-Diagrama sistema radar

La densitat de potència radiada pel sistema es pot escriure com,

$$\mathcal{P}_{tx} = \frac{P_{tx}}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \quad (\text{II.2})$$

on P_{tx} és la potència en transmissió i R la distància entre el radar i el blanc. La densitat de potència que incideix sobre el blanc és,

$$\mathcal{P}_i = \frac{P_{tx} \cdot G_{tx}}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \quad (\text{II.3})$$

on G_{tx} és el guany de l'antena en transmissió.

Si es considera un blanc isotròpic sense pèrdues, la potència dispersada pel blanc és la mateixa que la interceptada,

$$P_s = P_i = \mathcal{P}_i \cdot A_g = \frac{P_{tx} \cdot G_{tx}}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \cdot A_g \quad (\text{II.4})$$

on A_g és l'àrea geomètrica projectada sobre un pla perpendicular a la direcció de propagació. A partir d'aquí, la densitat de potència que retorna i incideix al radar es pot escriure com,

$$\mathcal{P}_{rx} = \frac{P_s}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \quad (\text{II.5})$$

i la potència rebuda pel radar,

$$P_{rx} = \frac{P_s}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \cdot A_e \quad (\text{II.6})$$

on A_e és l'àrea efectiva de l'antena i és $A_e = \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \cdot G_{rx}$ amb G_{rx} el guany en recepció de l'antena. Desenvolupant l'equació i tenint en compte que el guany en recepció i en transmissió és el mateix, queda com a equació de potència radar per un blanc isotròpic ideal,

$$P_{rx} = \frac{P_{tx} \cdot G^2 \cdot A_g \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \quad (\text{II.7})$$

Com s'ha vist, l'equació anterior és vàlida per un blanc isotròpic ideal. A la realitat però, els blancs són no isotròpics i amb pèrdues. S'introdueix a continuació la definició de secció recta radar σ , que és la secció geomètrica d'un blanc isotròpic ideal que proporciona al radar la mateixa potència reflexada que el blanc real. Substituint a l'equació (II.7) l'àrea geomètrica per la secció recta radar i afegint les pèrdues L que poden ocasionar el canal, el cables, els filtres i altres elements del sistema, queda l'equació de potència radar com,

$$P_{rx} = \frac{P_{tx} \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot L} \quad (\text{II.8})$$

L'amplitud del camp rebut és $\sqrt{\frac{P_{tx} \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot L}}$.

Cal veure que el fet de propagar el senyal, produirà un canvi en la fase d'aquest. Aquest canvi de fase és proporcional a la distància entre el radar i el blanc,

$$\phi_{2w} = -2 \cdot k \cdot R \quad (\text{II.9})$$

on k és el número d'ona i és igual a $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, amb λ la longitud d'ona. A part s'ha de tenir en compte la fase pròpia del blanc que anomenarem ϕ_i . Amb això, l'equivalent pas

baix del la resposta d'un blanc puntual, per un radar emetent una portadora sense modulació és,

$$\sqrt{\frac{P_{tx} \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot L}} \cdot e^{-j2kR} \cdot e^{j\phi_i} \quad (\text{II.10})$$

Si s'engloben en A' totes les constants que depenen únicament del sistema i no del blanc o de la posició d'aquest, resulta l'equivalent pas baix de l'eco rebut,

$$\frac{A' \cdot \sqrt{\sigma}}{R^2} \cdot e^{-j2kR} \cdot e^{j\phi_i} \quad (\text{II.11})$$

Els senyals pas banda emès $s_e(t)$ i rebut $s_r(t)$, si en transmissió tenim una portadora, són respectivament,

$$s_e(t) = 1 \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (\text{II.12})$$

$$s_r(t) = \frac{A' \cdot \sqrt{\sigma}}{R^2} \cdot e^{-j2kR} \cdot e^{j\phi_i} \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (\text{II.13})$$

En el nostre cas, el senyal que s'emet és,

$$s_e(t) = \Re\{\tilde{A}_c(t) \cdot e^{j\omega_0 t}\} \quad (\text{II.14})$$

on $\tilde{A}_c(t)$ és l'equivalent pas baix del senyal *chirp*. Per comoditat, d'ara en endavant s'escriurà sense tenir en compte la part real,

$$s_e(t) = \tilde{A}_c(t) \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (\text{II.15})$$

El senyal rebut serà,

$$s_r(t) = \frac{A' \cdot \sqrt{\sigma}}{R^2} \cdot \tilde{A}_c(t - t_n) \cdot e^{-j2kR} \cdot e^{j\phi_i} \cdot e^{j\omega_0 t} \quad (\text{II.16})$$

I el seu equivalent pas baix,

$$\tilde{s}_r(t) = \frac{A' \cdot \sqrt{\sigma}}{R^2} \cdot \tilde{A}_c(t - t_n) \cdot e^{-j2kR} \cdot e^{j\phi_i} \quad (\text{II.17})$$

II.4. Principis CW-FM

El sistema GB-SAR és un sistema d'ona continua i freqüència modulada (CW-FM, *continuous wave – frequency modulated*). Consisteix en la transmissió d'un senyal *chirp* lineal. El senyal *chirp* és un senyal en el qual la seva freqüència creix o decreix amb el temps segons el valor del factor de modulació. L'expressió d'un senyal *chirp* ve donada per,

$$s_e(t) = A \cdot \prod \left(\frac{t - \frac{T_p}{2}}{T_p} \right) \cdot e^{j(\omega_0 t + \alpha t^2)} \quad (\text{II.18})$$

de freqüència angular instantània,

$$\omega_{ie} = \frac{d\phi}{dt} = \omega_0 + 2\alpha t \quad (\text{II.19})$$

on:

- A és l'amplitud.
- $\prod \left(\frac{t - \frac{T_p}{2}}{T_p} \right)$ representa el pols rectangular de duració T_p .
- ω_0 és la pulsació o freqüència angular portadora en *rad/s*.
- α el factor de modulació en freqüència (*chirp rate*), que correspon a $\alpha = \frac{BW \cdot \pi}{T_p}$, amb BW l'ample de banda en Hertz.
- T_p la duració de la *chirp* en segons.

La Figura II.3 mostra un exemple de senyal *chirp*,

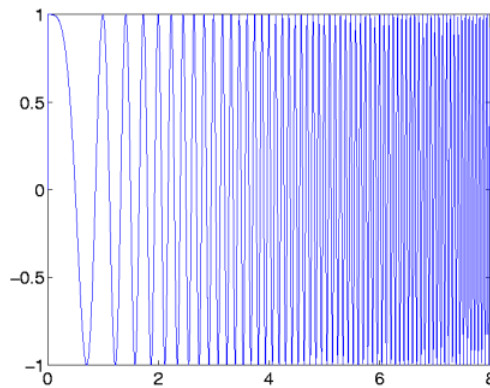


Figura II.3-Part real d'un senyal chirp

En recepció s'adquireix el senyal resultant dels ecos del senyal transmès al il·luminar els diferents blancs de l'escenari,

$$s_r(t) = \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \cdot \prod \left(\frac{t - t_n - \frac{T_p}{2}}{T_p} \right) \cdot e^{j[\omega_0(t-t_n) + \alpha(t-t_n)^2]} \cdot e^{j\phi_{i,n}} \quad (\text{II.20})$$

On:

- R_n és la distància radial del radar al blanc.
- t_n el temps d'anar al blanc i tornar.
- σ_n correspon a la secció recta radar (RCS, *radar cross section*) del blanc.

- $\phi_{i,n}$ la fase pròpia del blanc n-èssim.
- A' una constant que engloba diferents paràmetres del sistema, com els guanys de les antenes, la longitud d'ona o les pèrdues del sistema, quedant $A' \propto \frac{A \cdot G \cdot \lambda}{(4\pi)^3 \cdot L}$.

La freqüència angular instantània del senyal rebut és,

$$\omega_{ir} = \omega_0 + 2\alpha(t - t_n) \quad (\text{II.21})$$

A la *Figura II.4* es presenten les freqüències instantànies dels senyals transmès i rebut per un únic blanc puntual,

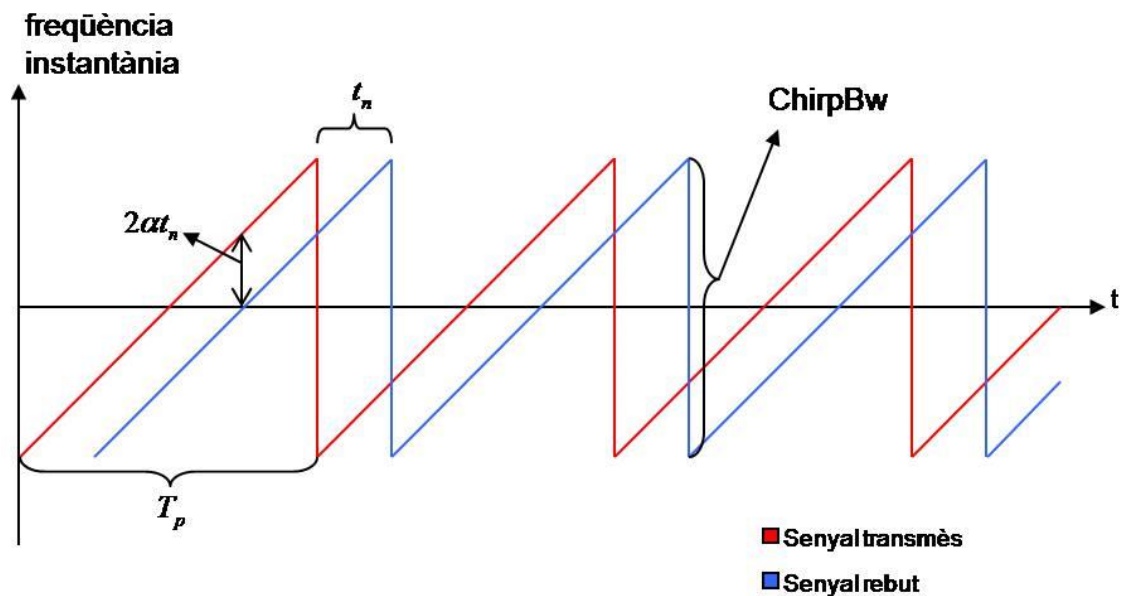


Figura II.4-Freqüències instantànies dels senyals transmès i rebut

Es pot observar que la diferència de les dues freqüències aporta la informació de la posició del blanc. Amb la mescla del senyal rebut amb una mostra del transmès es podrà obtenir aquesta freqüència diferència, que és proporcional a la distància a on es troba el blanc, com es pot veure per la dependència de t_n . Aquesta tècnica és coneguda amb el nom de *deramping* (Soumekh, 1999 pàgs. 25-30). La tècnica consisteix en multiplicar el conjugat del senyal rebut, amb un fador de mòdul unitat i la fase del senyal transmès. El senyal resultant es coneix com a senyal de batut,

$$s_c(t) = s_r^*(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \alpha t^2)} \\ = \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} A'}{R_n^2} \cdot \Pi\left(\frac{t - t_n - \frac{T_n}{2}}{T_n}\right) \cdot e^{j(\omega_0 t_n - \alpha t_n^2)} \cdot e^{j2\alpha t_n t} \cdot e^{-j\phi_{i,n}} \quad (\text{II.22})$$

On $T_n = T_p - t_n$, ja que el pols que queda al senyal de batut és el producte del transmès pel rebut, el que provoca que el pols del senyal rebut quedi truncat a T_p .

De l'expressió del senyal de batut $s_c(t)$, el terme $e^{j2\alpha t_n t}$ és una sinusoida de freqüència instantània $2\alpha t_n$ que aporta la informació de la posició del blanc, a partir del retard d'anar al blanc i tornar t_n , i de la relació $R_n = \frac{c \cdot t_n}{2}$. És fàcil de veure que amb una transformada de Fourier i un adient canvi de domini freqüencial a domini distància $R = \frac{c \cdot \omega}{4\alpha}$, es pot recuperar la posició dels blancs. A aquest últim pas de l'anomena compressió en *range* (*range compressing*) i porta a obtenir el senyal comprimit $S_c(\omega)$,

$$\begin{aligned}
S_c(\omega) &= \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \cdot e^{(j\omega_0 t_n + j\alpha t_n^2 + j\alpha t_n T_n - j\omega t_n - j\omega \frac{T_n}{2})} \cdot e^{-j\phi_{i,n}} \\
&\quad \cdot psf(\omega - 2\alpha t_n) \\
&= \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \cdot e^{(j\omega_0 t_n + j\alpha t_n^2 + j\alpha t_n T_n - j\omega t_n - j\omega \frac{T_n}{2})} \cdot e^{-j\phi_{i,n}} \\
&\quad \cdot psf\left(\omega - \frac{4\alpha R_n}{c}\right)
\end{aligned} \tag{II.23}$$

on psf és la resposta impulsional espacial del radar (*point spread function*) en el domini freqüencial, definida com,

$$psf(\omega) = TF \left\{ \prod \left(\frac{t}{T_n} \right) \right\} \tag{II.24}$$

És convenient escriure la psf en el domini distància que és el domini que realment interessa,

$$psf(R) = TF \left\{ \prod \left(\frac{t}{T_n} \right) \right\} \tag{II.25}$$

amb el canvi $R = \frac{c \cdot \omega}{4\alpha}$. D'aquesta manera la reconstrucció no coherent de la funció dels blancs és aproximadament,

$$|S_c(\omega)| \approx \sum_n \left| \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \right| \cdot |psf(R - R_n)| \tag{II.26}$$

Com es veu, amb una simple inspecció de la representació de $|S_c(\omega)|$ es pot extreure la posició dels blancs,

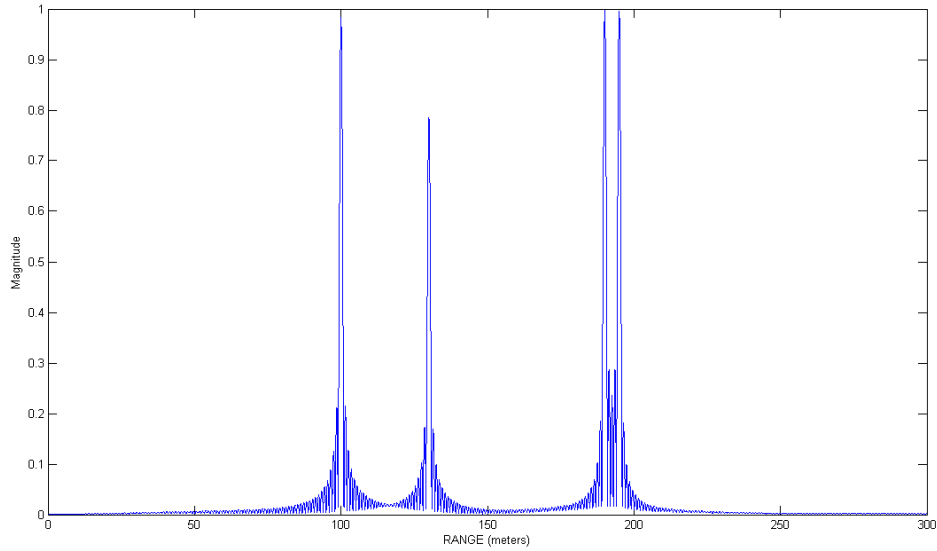


Figura II.5-Reconstrucció en range via range compressing

A la Figura II.5 es veu la reconstrucció en el domini *range* de quatre blancs puntuals situats a $x = 100$ metres, $x = 130$ metres, $x = 190$ metres i $x = 195$ metres.

II.5. Estructura del sistema

A la Figura II.6 es mostra el diagrama de blocs de la part *hardware* del sistema del grup EEF (Aguasca, et al., 2004 p. 757). Es un sistema modular adaptable a canvis i millores, tan sols canviant el transmissor i el receptor es pot canviar de banda freqüencial.

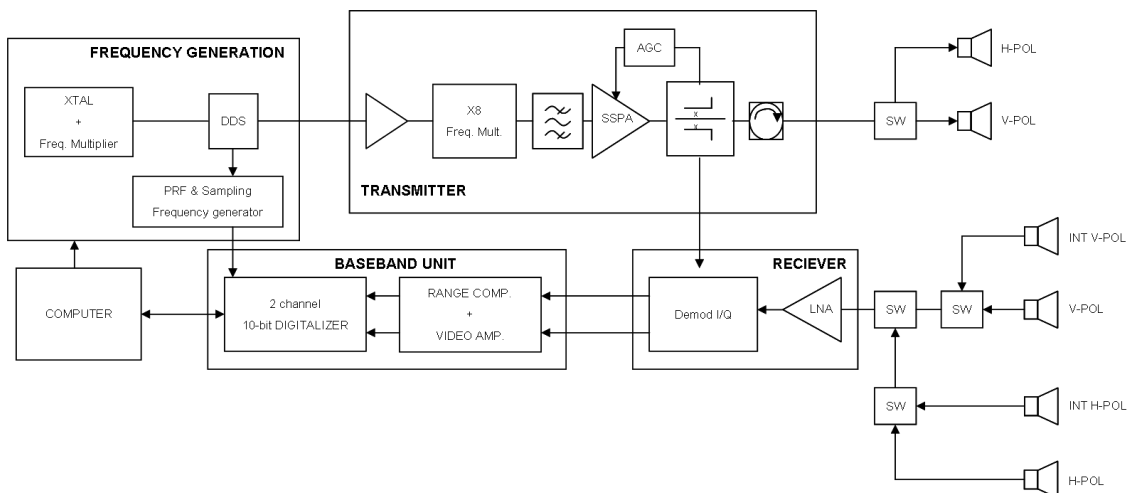


Figura II.6-Arquitectura del sistema amb els mòduls principals

A continuació es descriuen els quatre blocs principals del sistema.

II.5.1. Mòdul generador de freqüència

Aquest primer mòdul, inclou un generador de freqüència completament programable, modulad en FM, que genera el senyal directament a banda L (1206 MHz). El generador està basat en un chip *Direct Digital Synthesizer* (DDS). El mòdul pot generar senyals *chirp* així com modulacions FM triangulars. Els dos tipus de senyals estan sintetitzats a partir d'un pas de canvi freqüencial cada 12 ns, preservant continuïtat de fase, el que assegura una modulació d'alta qualitat. En aquest cas, el DDS pot generar un senyal *chirp* amb un baix soroll de fase, de 12 MHz d'ample de banda. El mòdul també conté el circuit lògic pel generador de la freqüència de repetició de polsos (PRF, *Pulse Repetition Frequency*) i pel generador de la freqüència de mostreig. Aquests senyals s'extreuen del mateix rellotge de referència utilitzat pel DDS, aconseguint una perfecta sincronització entre l'origen de la rampa de freqüència i l'inici del mostreig, condició que s'ha de complir per mesures d'alta estabilitat de fase.

Degut a la generació esglaonada del senyal es poden produir efectes indesitjats després de la compressió en distància. Selecciónant acuradament els paràmetres de configuració del DDS es pot aconseguir un senyal després de la compressió en distància, que no presenta una degradació apreciable respecte el cas ideal (Martín, et al., 2006 pp. 100-103).

II.5.2. Transmissor

El transmissor utilitza un multiplicador de freqüència MMIC (*Microwave Monolithic Integrated Circuit*) per al desplaçament freqüencial i l'augment d'ample de banda. Per exemple, amb el mòdul a banda X, l'ample de banda original de 12 MHz es transforma a través del multiplicador amb un factor 8, en un ample de banda de 96 MHz i freqüència portadora 9,648 GHz. S'inclou un filtre pas banda de 150 MHz per reduir espuris i harmònics no desitjats generats pel multiplicador. El circuit de control automàtic de guany (AGC, *Automatic Gain Control*) després de l'amplificador de potència d'estat sòlid (SSPA, *Solid State Power Amplifier*), ens assegura estabilitat de potència. Aquí, una mostra del senyal transmès s'injecta al bloc receptor per al pas de desmodulació directa.

II.5.3. Receptor

El receptor està format per un amplificador de baix soroll (LNA, Low Noise Amplifier) i un desmodulador de conversió directa I/Q que utilitza una mostra del senyal transmès com a oscil·lador local. Els senyals I/Q són comprimits directament resultant una alta resolució en el domini temps (o distància), simplificant així el processat, ja que el senyal que viatja pels cables coaxials es banda base i la distorsió de fase provocada per aquests es pot negligir.

Diferents configuracions transmissor-receptor (polarimètric, interferomètric) es poden seleccionar mitjançant els commutadors.

II.5.4. Unitat banda base

Un *ground-based SAR*, dissenyat per distàncies de 100 metres a 10 Km, implica un marge dinàmic d'uns 80 dB entre blancs propers i llunyans. Un filtre passa alt a l'amplificador de vídeo, assegura la correcta compressió de marge dinàmic per a la compensació de senyal.

Tot el sistema està ubicat dins una caixa metàl·lica impermeable amb un controlador termostàtic. Els senyals banda base així com la PRF i la freqüència de mostreig son accessibles mitjançant connectors SMA.

Es realitza una digitalització mitjançant una targeta externa. Tot el sistema es controla mitjançant un ordinador, que s'encarrega dels commutadors per als diferents modes d'adquisició, polarimètric i interferomètric. L'ordinador també gestiona la posició del sensor al llarg de la guia amb precisió mil·limètrica i s'encarrega de memoritzar les dades adquirides per a la posterior reconstrucció al laboratori. Amb l'objectiu d'eliminar soroll, es realitza un promig temporal a nivell *hardware* i *software*.

III. SIMULADOR

III.1. Introducció

Per tal de poder validar l'algorisme de reconstrucció cal crear un simulador que generi escenaris determinats. A partir d'aquests escenaris i dels resultats teòrics i pràctics de reconstrucció es pot validar l'algorisme de reconstrucció. El simulador ha de generar el senyal rebut a l'antena en funció de l'escenari a simular i ha de poder reproduir el tractament d'aquest senyal realitzat pel receptor.

III.2. Bases teòriques

Les bases teòriques d'aquest capítol, són les vistes anteriorment a l'apartat II.2.

Cal que ens quedem amb les expressions del senyal rebut i de batut,

$$s_r(t) = \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \cdot \Pi\left(\frac{t - t_n - \frac{T_p}{2}}{T_p}\right) \cdot e^{j[\omega_0(t-t_n) + \alpha(t-t_n)^2]} \cdot e^{j\phi_{i,n}} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{aligned} s_c(t) &= s_r^*(t) \cdot e^{j(\omega_0 t + \alpha t^2)} \\ &= \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} A'}{R_n^2} \cdot \Pi\left(\frac{t - t_n - \frac{T_n}{2}}{T_n}\right) \cdot e^{j(\omega_0 t_n - \alpha t_n^2)} \cdot e^{j2\alpha t_n t} \cdot e^{-j\phi_{i,n}} \quad (\text{III.2}) \end{aligned}$$

III.3. Disseny de l'algorisme

L'algorisme de simulació serveix per simular escenaris formats per un conjunt de punts dispersors d'amplitud, fase i posició arbitràries com es pot veure a la *Figura III.1*,

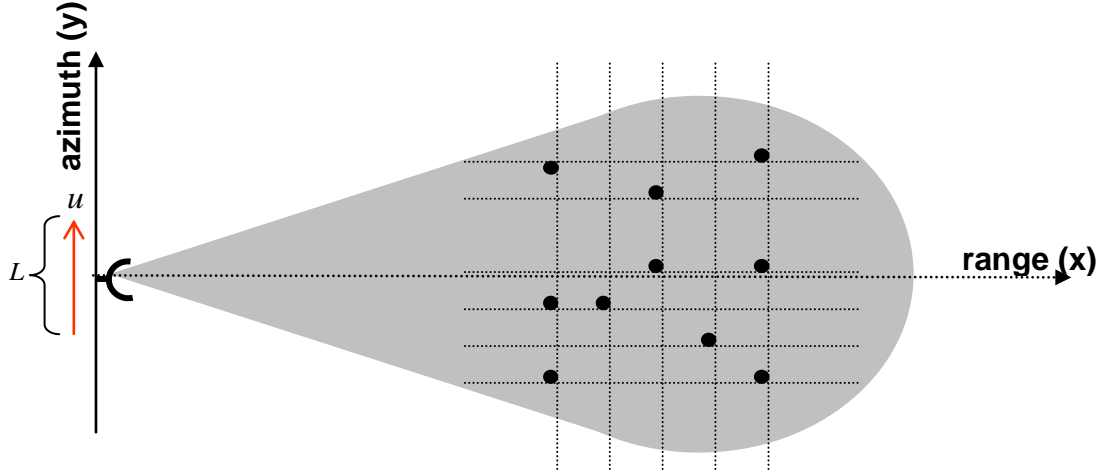


Figura III.1-Esquema d'un escenari arbitrari

Com tots els radars d'obertura sintètica, el GB-SAR també està basat en diferents mesures al llarg del domini de l'obertura sintètica, o sigui al llarg del desplaçament de l'antena, a partir de les quals es fa la reconstrucció de la imatge. El simulador ha de generar els senyals rebuts per cada posició de l'antena, obtinguts com a superposició coherent dels ecos de cada punt dispersor de l'escena, d'aquesta manera, el senyal (III.1) tindrà dependència de u (posició del radar en l'obertura sintètica), dependència que queda reflectida en la distància entre el blanc i l'antena $R_n = \sqrt{x_n^2 + (y_n - u)^2}$, i conseqüentment en el retard del senyal rebut $t_n = \frac{2R_n}{v_p}$, per tant,

$$s_r(t, u) = \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \cdot \Pi\left(\frac{t - t_n - \frac{T_p}{2}}{T_p}\right) \cdot e^{j[\omega_0(t-t_n) + \alpha(t-t_n)^2]} \cdot e^{j\phi_{i,n}} \quad (\text{III.3})$$

amb x_n i y_n la posició del blanc, u la posició del radar i $\phi_{i,n}$ la fase del blanc n -èssim. També s'ha de simular la part *hardware* del sistema, que realitza l'operació de *deramping*.

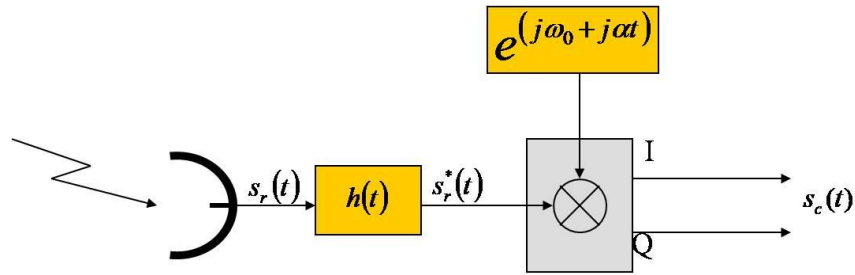


Figura III.2-Esquema de la part hardware del sistema

A la Figura III.2 es veu la part *hardware* del sistema. S'observa que es realitza la mescla del senyal rebut amb una mostra de la fase del senyal transmès, i el sistema retorna les components en fase i quadratura del senyal de batut. Aquestes components IQ seran la sortida del simulador. Tal com passa amb el senyal rebut, el senyal de batut (III.2) també tindrà dependència de u ,

$$s_c(t, u) = s_r^*(t, u) \cdot e^{j(\omega_0 t + \alpha t^2)}$$

$$= \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \cdot \prod \left(\frac{t - t_n - \frac{T_n}{2}}{T_n} \right) \cdot e^{j(\omega_0 t_n - \alpha t_n^2)} \cdot e^{j2\alpha t_n t} \cdot e^{-j\phi_{i,n}} \quad (\text{III.4})$$

III.4. Validació del simulador

En aquest apartat es vol comprovar el correcte funcionament de l'algorisme de simulació, executant diferents simulacions i comprovant que es compleix la teoria vista a l'apartat II.3. S'utilitza per als càlculs teòrics, com a velocitat de propagació la velocitat de la llum en el buit. El simulador permet afegir l'efecte de l'atmosfera a la velocitat de propagació, però en aquest cas s'obvia, i per tant també s'utilitza la velocitat de la llum en simulació.

III.4.1. Senyal transmès

Com s'ha explicat en l'apartat II.3, el senyal transmès és un senyal *chirp*. El primer que es fa és comprovar que així sigui,

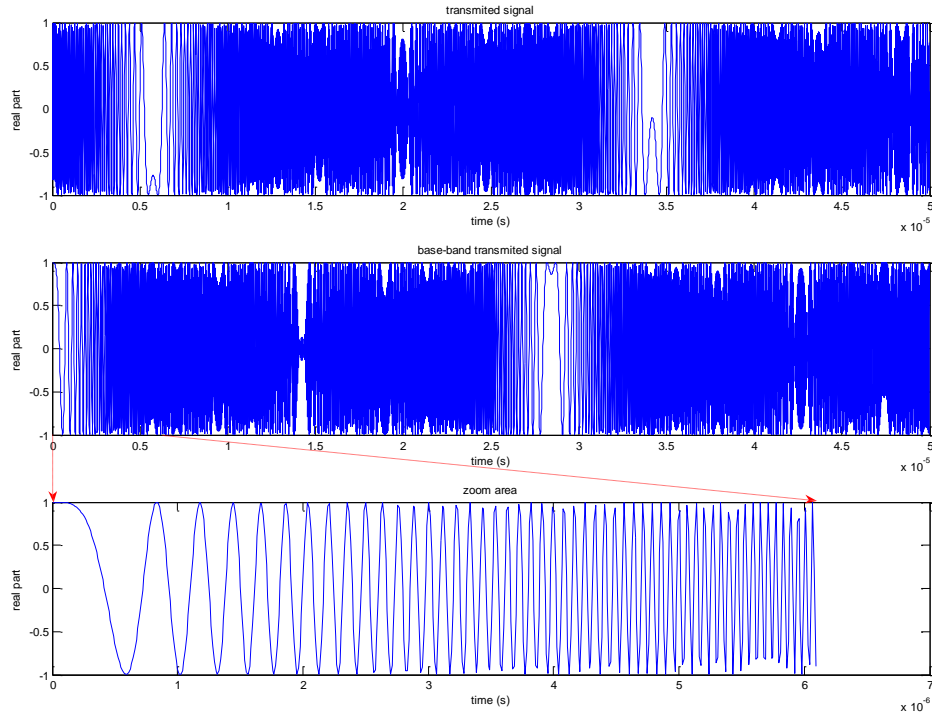


Figura III.3-Senyal transmès, senyal transmès en banda base i zoom d'una àrea

Per comprovar-ho és millor fixar-se en el senyal en banda base, ja que amb el modulat és més difícil apreciar-ho. A la tercera de les captures de la *Figura III.3* es veu com efectivament es tracta d'un senyal *chirp* amb un canvi lineal de la freqüència instantània a l'interior del pols.

III.4.2. Blanc puntual a l'origen

Es simula un blanc de coordenades $x = 0$, $y = 0$, de secció recta radar $\sigma = 10 \text{ m}^2$ i fase 0. Si s'agafa la posició del radar corresponent al centre de l'obertura sintètica $u = 0$, el retard d'anar i tornar és $t_n = 0$, per tant, el senyal rebut a partir de l'equació (III.3) i el senyal de batut a partir de la equació (III.4) queden, respectivament,

$$s_r(t, 0) = \frac{\sqrt{\sigma} A'}{R^2} \cdot \prod\left(\frac{t}{T_p}\right) \cdot e^{j(\omega_0 t + at^2)} \quad (\text{III.5})$$

$$s_c(t, 0) = s_r^*(t, 0) \cdot e^{j(\omega_0 t + at^2)} = \sqrt{\sigma} \cdot \prod\left(\frac{t}{T_n}\right) \quad (\text{III.6})$$

S'observa que el senyal rebut és el mateix que el transmès excepte constants, per tant, com es comprova a (III.6), la diferència de freqüències és 0 i en conseqüència la

frequència instantània del senyal de batut és 0. A la *Figura III.4* es mostren els senyals de referència, rebut i de batut per aquesta situació,

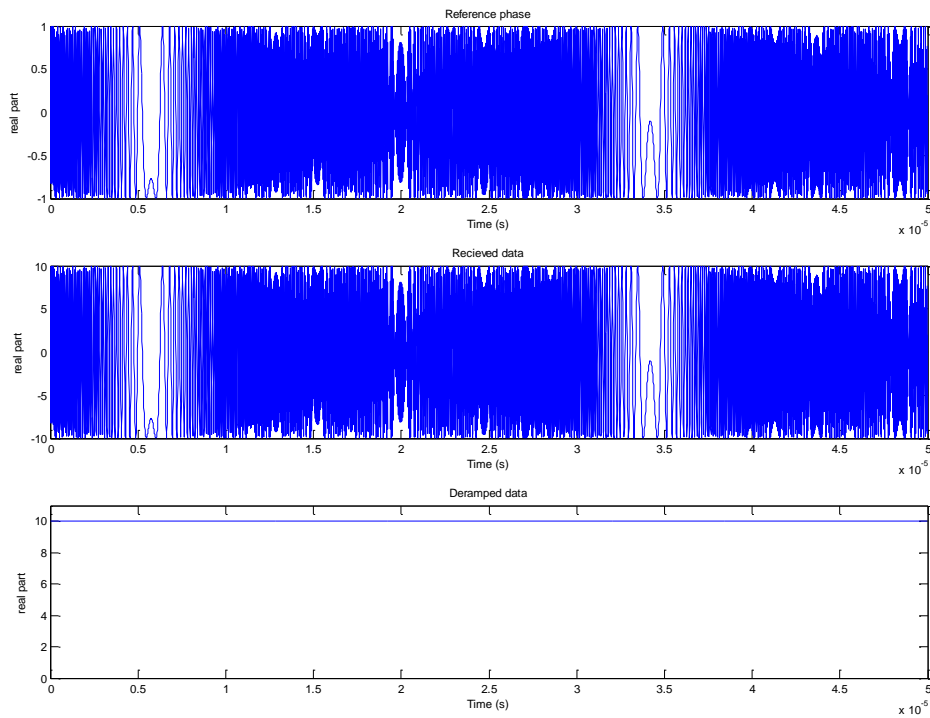


Figura III.4-Senyals de referència, rebut i de batut per un blanc a l'origen

III.4.3. Blanc centrat a la dimensió azimuthal

Es simula un blanc de coordenades $x = 500 \text{ metres}$, $y = 0$, de secció recta radar $\sigma = 10 \text{ m}^2$ i fase 0. Si s'agafa la posició de l'antena $u = 0$, segons l'equació (III.4), el senyal de batut ha de ser una sinusoide de freqüència $2\alpha t_n$, que amb $t_n = \frac{2 \cdot 500}{c} = 3,33 \mu\text{s}$, queda una freqüència de 9,6 MHz per un $BW = 144 \text{ MHz}$ i un $T_p = 50 \mu\text{s}$. A la *Figura III.5* es verifiquen aquests resultats, calculant la freqüència de la sinusoide de la forma

$$f = \left(\frac{4,932 \cdot 10^{-6} - 3,369 \cdot 10^{-6}}{15} \right) = 9,597 \text{ MHz}$$

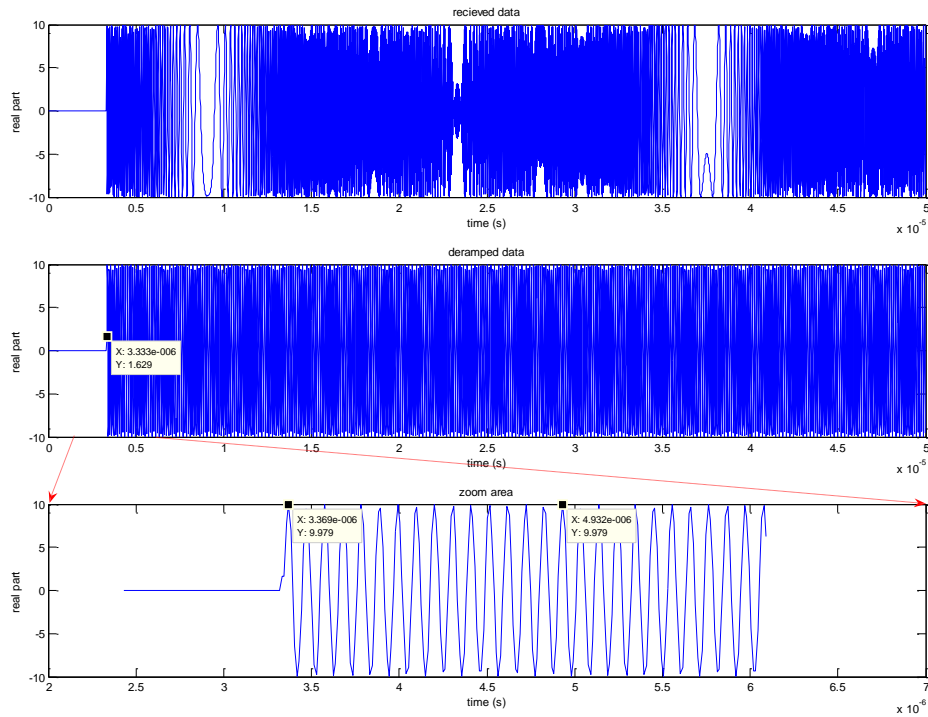


Figura III.5-Senys rebut, de batut i zoom per un blanc a $x=500$ m i $y=0$ m

També cal verificar la fase del senyal. Si es mira la fase en un punt determinat, per exemple $t = 12 \mu s$, a partir de (III.4), aquesta fase ha de ser,

$$\varphi = \omega_0 t_n - \alpha t_n^2 + 2\alpha t_n t \quad (\text{III.7})$$

on $\omega_0 = 2\pi f_0$, amb $f_0 = 9,65 \cdot 10^9$ Hz; $\alpha = \frac{BW \cdot \pi}{T_p}$ i $t_n = 3,33 \cdot 10^{-6}$ s. Després de desenrotllar-la, la fase resulta $\varphi = -0,8377$ rad. A la següent figura es comprova aquest resultat,

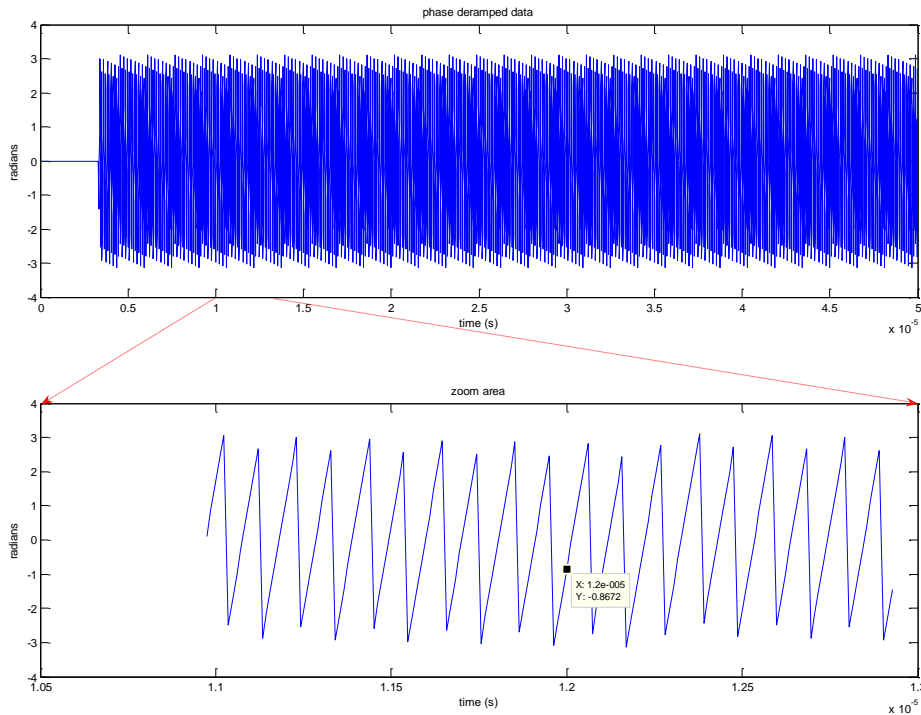


Figura III.6-Fase per un blanc a $x=500m$ i $y=0m$

La diferència entre el resultat teòric i pràctic, ve donada per l' instant en el que es mira la fase. Tant en el cas teòric com en el pràctic es tria com a instant $t = 12 \mu s$. Quan es fan els càlculs teòrics aquest valor és exacte, mentre que quan es mira l' instant en els resultats simulats, aquest no és el valor exacte degut al mostreig.

III.4.4. Blanc genèric a l'escenari

Es simula un blanc de coordenades, $x = 700 \text{ metres}$, $y = 250 \text{ metres}$, $\sigma = 10 \text{ m}^2$ i fase 0. Si s'agafa la posició central del radar $u = 0$, el retard ha de ser $t_n = 4,955 \cdot 10^{-6} \text{ s}$, i la freqüència del senyal de batut $14,27 \text{ MHz}$ per un $BW = 144 \text{ MHz}$ i un $T_p = 50 \mu s$. A la següent figura es verifiquen aquests resultats, calculant la freqüència de la sinusoide de la forma

$$f = \left(\frac{7,019 \cdot 10^{-6} - 5,127 \cdot 10^{-6}}{27} \right)^{-1} = 14,27 \text{ MHz}$$

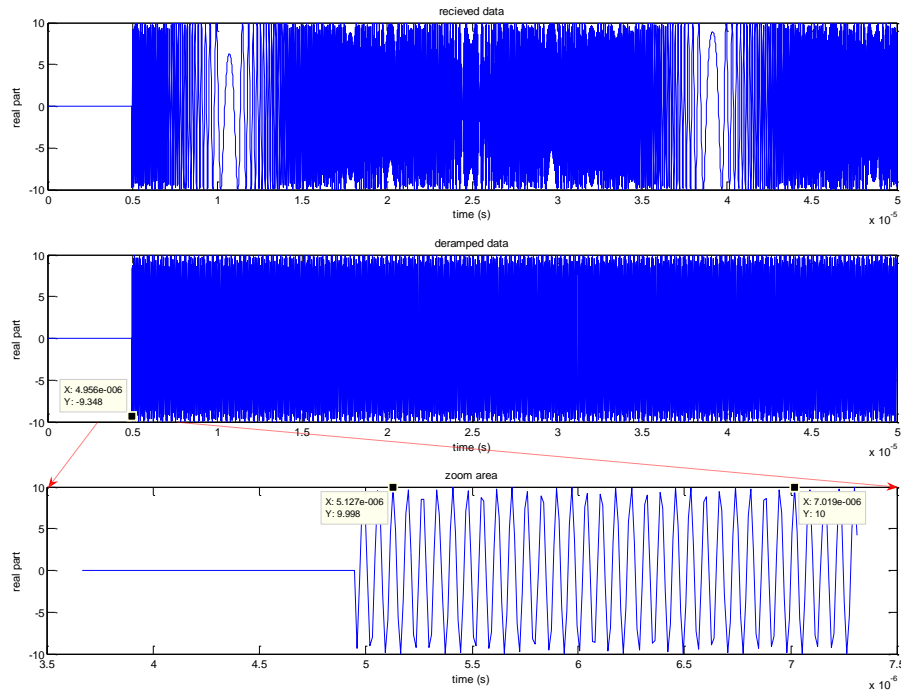


Figura III.7-Senyal rebut, de batut i zoom per un blanc a $x=700$ m i $y=250$ m

Igual que en el cas anterior es comprova la fase. A partir de (III.4), resulta una fase de $\varphi = 0,5335$ rad. A la Figura III.8 es comprova el resultat,

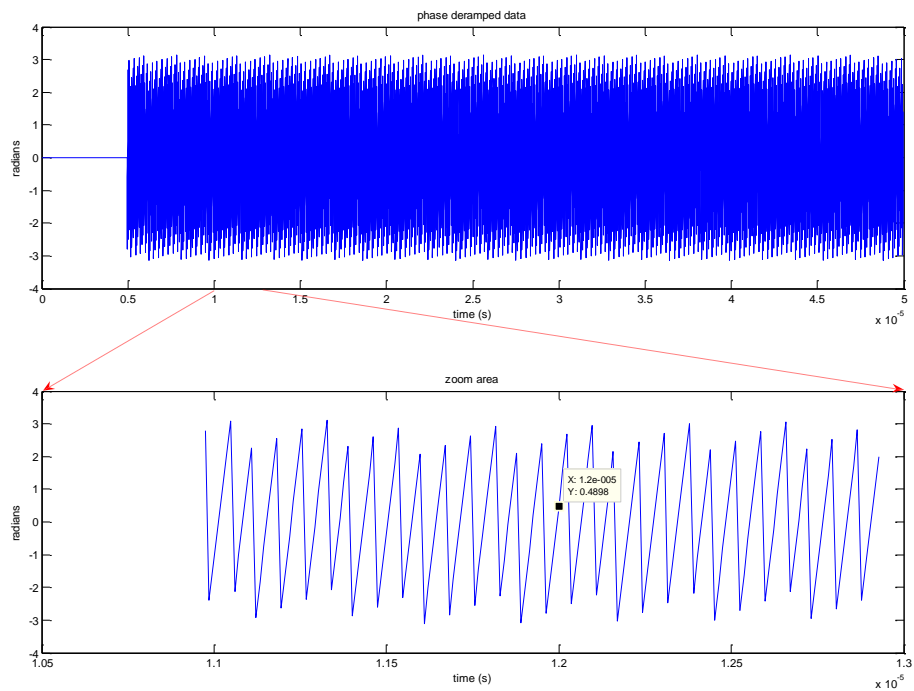


Figura III.8-Fase per un blanc a $x=700$ m i $y=250$ m

III.5. Conclusions

En aquest capítol s'ha presentat una eina molt útil per tal de poder validar l'algorisme de reconstrucció, com es veurà més endavant. Permet comprovar que l'algorisme situa correctament els blancs en l'escena, i és capaç de recuperar la fase correctament. És una eina bàsica, ja que si no, no seríem capaços de saber si realment funciona del tot bé.

L'inconvenient que té és que només permet simular dispersors puntuals, i no permet simular dispersors de superfície o volumètrics, tot i que la bondat de l'algorisme, atès que es tracta d'un processat lineal, queda ben caracteritzada amb els tests realitzats en base a dispersors puntuals.

Seria una opció interessant, en futurs estudis, l'adaptació del simulador a la creació d'aquests tipus de blancs per a poder fer estudis de noves aplicacions.

IV. RECONSTRUCCIÓ

IV.1. Introducció

L'objectiu de la reconstrucció és obtenir una imatge de reflectivitat de l'escenari a partir del conjunt de mesures fetes pel sistema a cada posició de l'antena. També s'ha de conservar correctament la fase de cara a un post-processat interferomètric. Un esquema del sistema des de que s'adquireixen les dades fins que surt la imatge resultant es pot veure a la *Figura IV.1*,

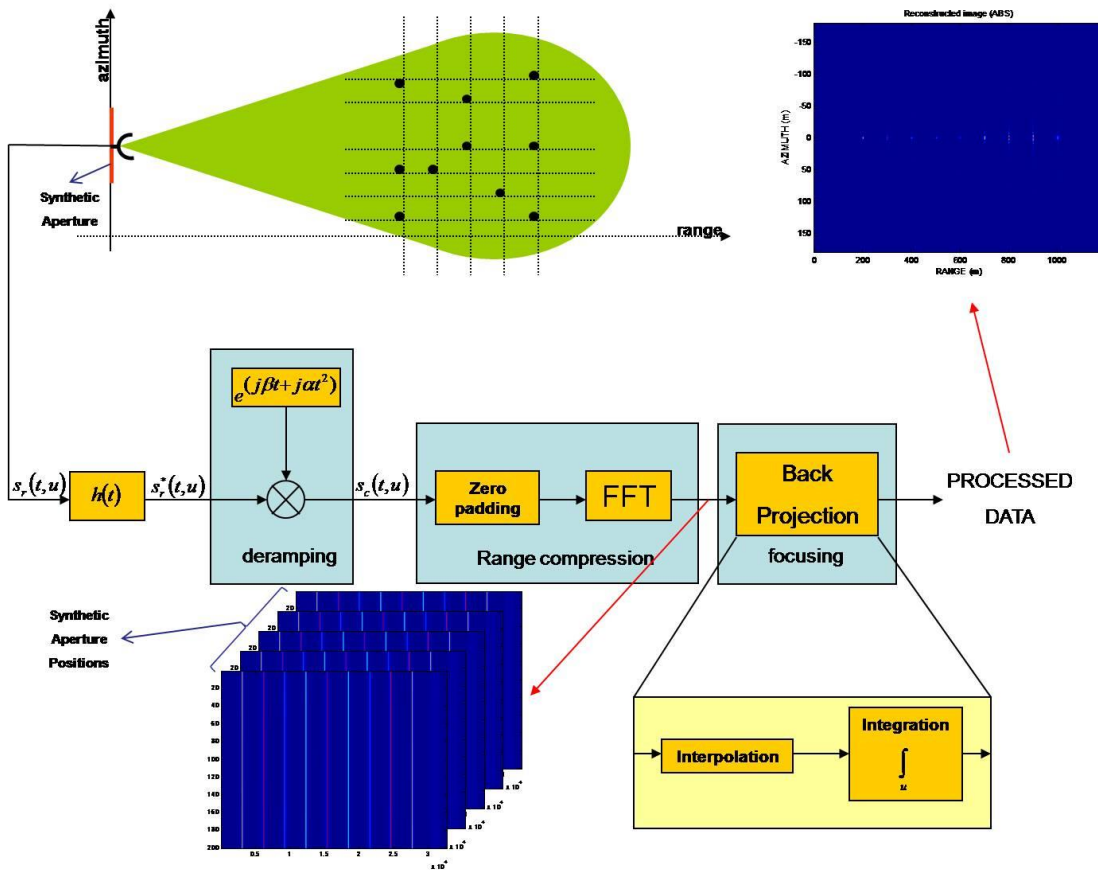


Figura IV.1-Esquema del sistema GB-SAR

Com ja s'ha comentat, fins al *deramping* el processat es realitza via *hardware* mentre que la resta de processat es fa via *software*. En aquest capítol es veuran les bases teòriques d'aquest processat fins a obtenir la imatge de reflectivitat, així com el disseny de l'algorisme i proves de validació utilitzant el simulador dissenyat. També es veuran dades d'escenaris reals processades.

IV.2. Bases teòriques

IV.2.1. Backprojection

Hi ha diferents algorismes de reconstrucció, entre ells s'ha escollit l'algorisme *Backprojection* (Soumekh, 1999 pàgs. 212-215). S'ha escollit aquest algorisme per la simplicitat d'implementació i perquè és precís al realitzar poques aproximacions. La contrapartida és un cost computacional relativament alt respecte altres algorismes, tot i que no és massa rellevant degut a la reduïda dimensió de l'obertura en el sistema GB-SAR.

Aquest algorisme, per una posició del radar donada u , determina l'origen de les dades en el domini distància (*fast-time*). L'equació de reconstrucció de l'algorisme és,

$$f(x_i, y_j) = \int_u s_M(t_{ij}(u), u) du \quad (\text{IV.1})$$

On:

- $s_M(t, u)$ és el senyal rebut passat pel filtre adaptat,

$$s_M(t, u) = s_r(t, u) * p^*(-t) \quad (\text{IV.2})$$

- $s_r(t, u)$ és el senyal rebut.
- $p^*(-t)$ el pols transmès girat i conjugat.

A la pràctica, el senyal filtrat $s_M(t, u)$ s'ha d'interpolat per recuperar $s_M(t_{ij}(u), u)$, on

$t_{ij}(u) = \frac{2\sqrt{x_i^2 + (y_j - u)^2}}{c} = \frac{2R_{ij}}{c}$ és el retard d'anar i tornar al blanc que es troba a la posició (x_i, y_i) , quan el radar està a la posició $(0, u)$.

A la *Figura IV.2* es mostra el diagrama de blocs de l'algorisme *Backprojection*,

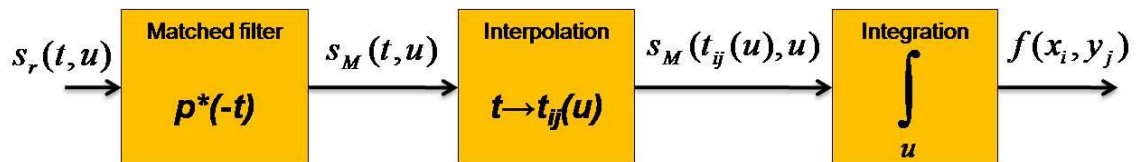


Figura IV.2-Diagrama de blocs de l'algorisme Backprojection

En el nostre sistema, treballem amb un radar d'ona continua (CW-FM) i en comptes del filtre adaptat utilitzem la tècnica de compressió de polsos de la qual s'ha parlat a l'apartat *II.4*. Amb aquesta tècnica, la forma de la *psf* en el domini distància és

aproximadament la mateixa que amb el filtre adaptat (Soumekh, 1999 pág. 26), motiu pel qual es pot substituir el filtre adaptat per la compressió de polsos. Com s'ha vist, hi ha una relació directa entre freqüència i distància mitjançant la transformació $\omega = \frac{4\alpha R}{c}$, per tant la interpolació la farem en el domini distància en comptes del domini freqüència. A la *Figura IV.3* es mostra el diagrama de l'algorisme *Backprojection* adaptat a la compressió de polsos,

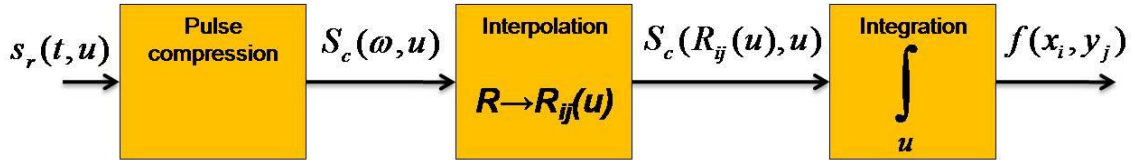


Figura IV.3-Diagrama de blocs de l'algorisme Backprojection adaptat a compressió de polsos

IV.2.2. Residual Video Phase i Pendent de fase

Si un es fixa en l'equació del senyal comprimit,

$$S_c(\omega) = \sum_n \frac{\sqrt{\sigma_n} \cdot A'}{R_n^2} \cdot e^{(j\omega_0 t_n + jat_n^2 + jat_n T_n - j\omega t_n - j\omega \frac{T_n}{2})} \cdot e^{-j\phi_{i,n}} \quad (\text{IV.3})$$

$$\cdot p_{sf}(\omega - 2\alpha t_n)$$

pot veure que la fase consta de sis termes $j\omega_0 t_n + jat_n^2 + jat_n T_n - j\omega t_n - j\omega \frac{T_n}{2}$ i $-j\phi_{i,n}$. El primer de tots és la fase desitjada, bàsica en tota reconstrucció SAR. El segon és el *residual video phase RVP* (Carrara, et al., 1995) (Soumekh, 1999 pàgs. 31-34). El tercer terme, apareix provocat pel fet que no considerem el pols transmès centrat a l'origen. El quart i cinquè és el pendent de fase, termes que apareixen provocats pel retard del senyal. L'últim, és la fase pròpia del blanc. Tots aquests termes, excepte el primer i l'últim, són termes no desitjats que s'han d'eliminar per obtenir una reconstrucció coherent de l'escenari. Aquesta fase no desitjada s'eliminarà via *software* després de fer la transformada de Fourier. Cal fer aquesta correcció de cara a obtenir una reconstrucció correcta de la fase. El capítol V és un estudi de l'efecte del RVP i el pendent de fase en aquest sistema.

IV.2.3. Range Migration

Degut a la geometria dels sistemes SAR, al desplaçar el radar pel recorregut de l'obertura sintètica, la distància R del radar a un cert blanc, va variant. Això provoca que

la posició dels centres de fase del senyal rebut procedent d'un mateix blanc variï amb el temps, descrivint un corba enlloc d'una recta en la direcció azimut (Crespo, 1998 págs. 39-41). Aquest efecte s'observa a la *Figura IV.4*,

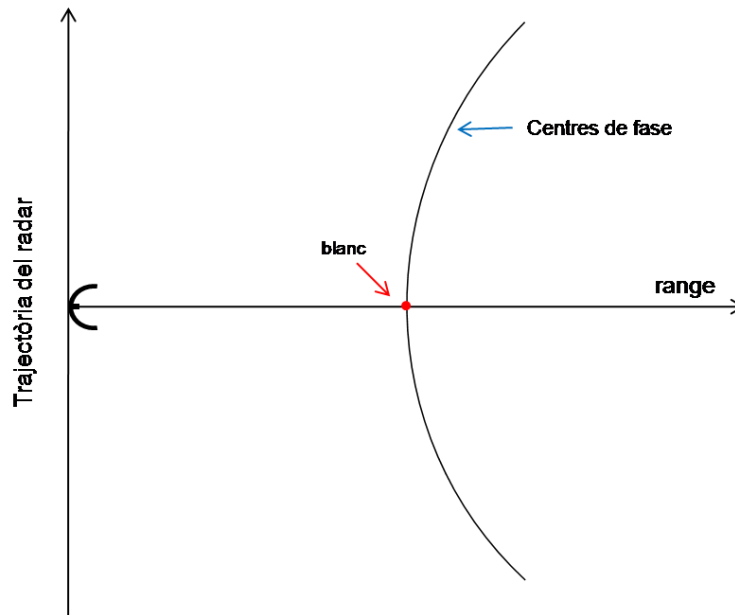


Figura IV.4.-Range migration

El *range migration* és un efecte inevitable ja que per aconseguir la reconstrucció, és necessari que el llarg de l'obertura sintètica la distància radar-objecte variï. Aquest efecte, però, s'haurà de corregir per poder enfocar correctament la imatge.

IV.3. Disseny de l'algorisme

IV.3.1. Geometria del problema

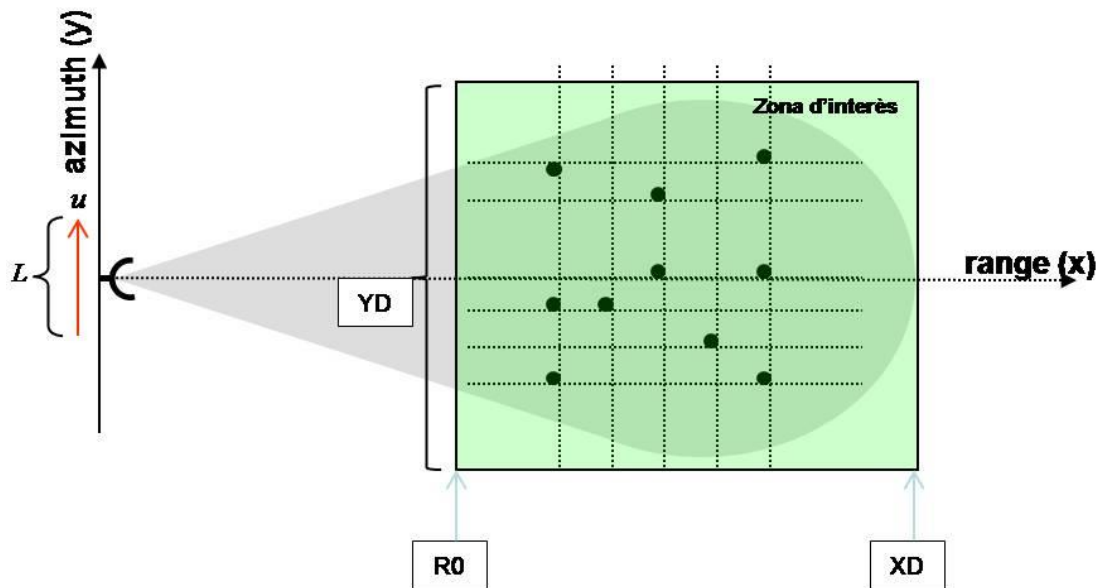


Figura IV.5-Geometria del problema

La zona d'interès en la dimensió distància va des de la posició on es considera el primer blanc que es vol observar $R0$, fins a la màxima distància d'interès XD . En la dimensió azimuth, el marge d'interès és YD .

IV.3.2. Compressió de polsos

La compressió de polsos, com s'ha vist a l'apartat II.3 consta de dos parts, el *deramping* i la compressió en rang. Com ja s'ha comentat, el *deramping* es realitza via *hardware* al capçal (*front-end*) del radar a la vegada que la desmodulació I/Q. D'aquí surten el canal en fase i en quadratura que una vegada convertits mitjançant un ADC s'envien a la part software del sistema.

La compressió en *range* es fa mitjançant una transformada de Fourier discreta, que com s'ha vist, permet recuperar la posició dels blancs. Previ a la transformada de Fourier, tornem a ajuntar els canal I/Q, ja que fent una sola FFT en comptes de dos reduïm el temps de procés en un 25%. També s'aplica una finestra Hann (Curlander, et al., 1991 pp. 148-152) temporal abans de fer la transformada que permet reduir els lòbuls secundaris i eliminar la saturació del sistema. Al fer la transformada de Fourier, s'aplica una interpolació *zero-padding* per tal de millorar la resolució. Tot seguit, per cadascuna

de les posicions del radar es fa la correcció del *RVP*, multiplicant el perfil adquirit a cada posició del radar per la fase de compensació e^{jat^2} .

A continuació es realitza una correcció IQ, que permet compensar el desbalanceig que hi ha entre els canals en fase i en quadratura.

IV.3.3. Interpolació

Per tal de poder realitzar la suma coherent a cada píxel de la imatge, cal interpolat les dades adquirides a cada posició de l'antena, a la quadrícula que serà posteriorment la imatge. La interpolació que s'esculli afectarà en el temps de procés així com en la qualitat de la reconstrucció. S'han avaluat tres interpolacions, la veí més proper, la cúbica i la lineal. La tercera s'ha descartat ja que el seu temps de procés és més de 10 vegades superior que les altres i no dóna millors resultats. Respecte les altres dos, la interpolació cúbica triga entre dues i tres vegades més que la veí més proper, però el seu resultat és millor que el de la interpolació veí més proper. El resultat final però, es pot millorar aplicant un factor de *zero padding* més gran, cosa que no suposa un increment significat en el cost computacional del global del processat.

En l'estudi que s'ha fet, es comparen les dues interpolacions utilitzant diferents factors de *zero-padding*, amb la interpolació cúbica amb un factor 32, que és la que es considera *reconstrucció real*. El paràmetre que s'estudia és l'error quadràtic mig de la diferència entre la reconstrucció i la *reconstrucció real*. A la següent gràfica es veuen els resultats,

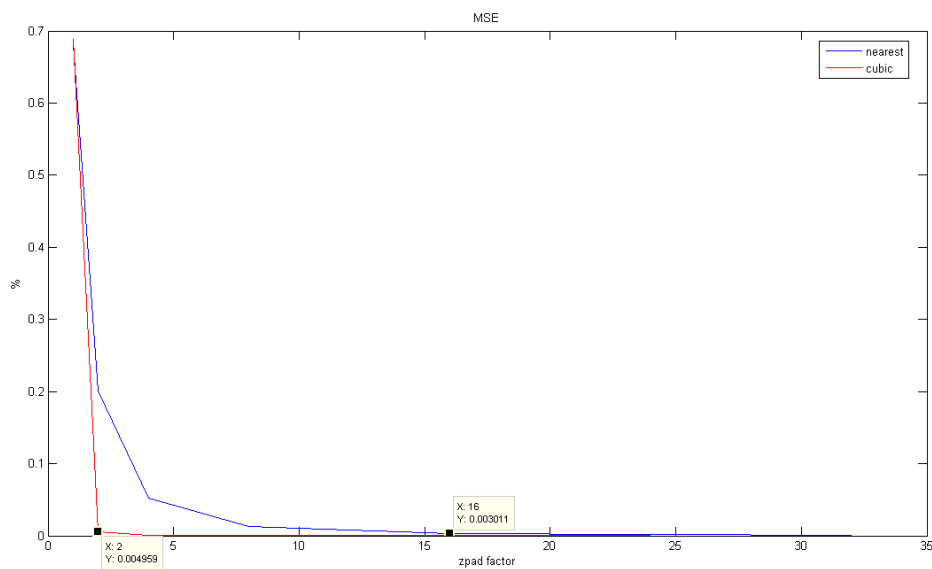


Figura IV.6-Comparació interpolacions veí més proper i cúbica

De la gràfica s'extreu que per aconseguir la mateixa qualitat que amb la interpolació cúbica amb un factor *zero-padding* 2, es necessita un factor 16 o més gran amb la interpolació veí més proper.

Típicament utilitzarem la interpolació cúbica amb un factor *zero-padding* 16, ja que el cost computacional no és molt elevat i dóna millors resultats.

IV.3.4. Correcció del Range Migration

Després de la interpolació i abans de fer la suma coherent, es realitza la correcció de la migració en *range* de la qual s'ha parlat a l'apartat IV.2.3. Es fa una correcció de fase del senyal rebut a cada posició de l'antena per aconseguir que la trajectòria corba dels centres de fase passi a ser una recta.

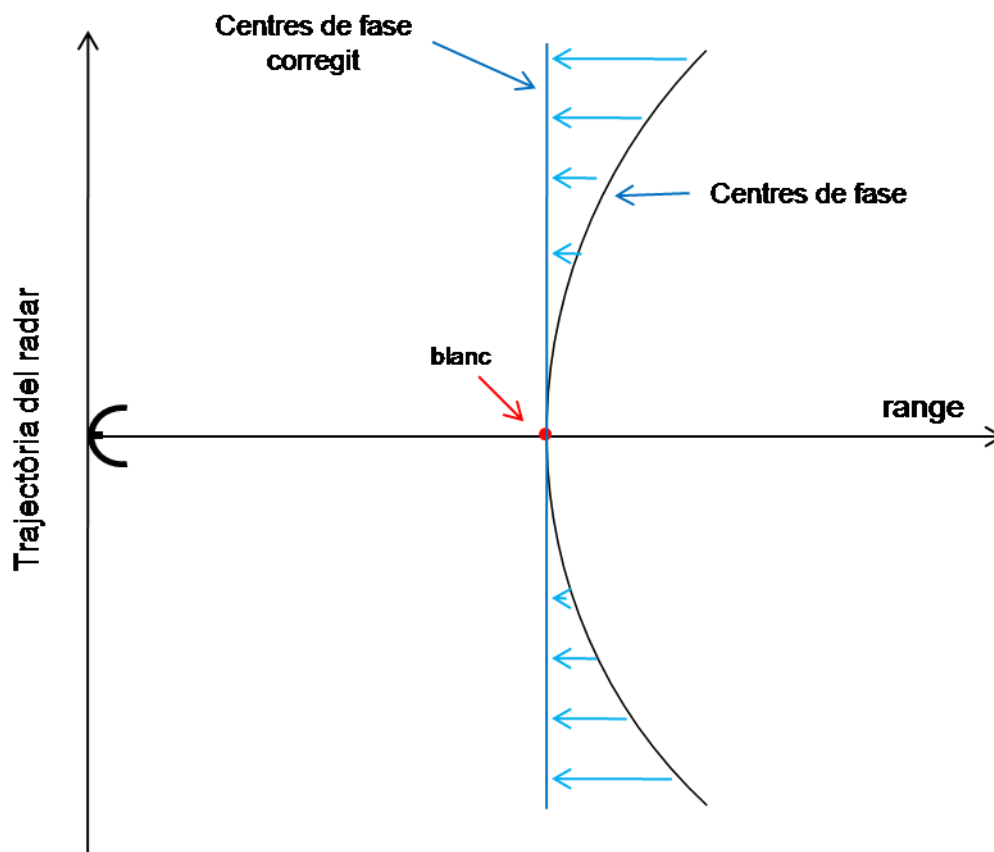


Figura IV.7-Correcció range migration

Abans de realitzar la suma coherent també s'aplica una finestra Hamming (Curlander, et al., 1991 pp. 148-152) en la dimensió de l'obertura sintètica, ja que al estar truncada s'han de suavitzar les transicions per disminuir els lòbuls secundaris.

IV.4. Validació per simulació

Per tal de validar l'algorisme de reconstrucció, es fan una sèrie de simulacions. S'observen la resposta impulsional, la resolució, la fase i altres paràmetres, la validació dels quals és necessària per confirmar el correcte funcionament de l'algorisme. Totes les simulacions estan fetes en Banda X ($f_0 = 9,65 \text{ GHz}$) i amb una duració del senyal *chirp* de 50 μs . S'utilitza un factor *zero-padding* de 16, interpolació cúbica i no s'apliquen les finestres per observar millor la forma de la resposta impulsional. Les imatges es presenten en format polar, ja que és la representació natural per a aquest tipus de sistemes, tot i no ser tant intuïtiu a simple vista. Per dades reals, com es veurà, és millor una representació lineal per observar els resultats.

IV.4.1. Blanc puntual

El blanc puntual és una bona manera d'observar la forma de la resposta impulsional espacial i a partir d'aquesta la resolució. La resolució en distància ve donada per

$$\Delta_x = \frac{\pi \cdot c}{2 \cdot \alpha \cdot T_n} \quad (\text{Soumekh, 1999}) \quad (\text{IV.4})$$

On:

- c és la velocitat de la llum.
- α el factor de modulació en freqüència (*chirp rate*), que correspon a $\alpha = \frac{BW \cdot \pi}{T_p}$
- BW l'ample de banda del senyal transmès.
- T_n és la duració del pols rebut.

Cal observar que la resolució en distància dependrà de l'ample de banda, però també de la posició a on es trobi el blanc, tenint una pitjor resolució els blancs més llunyans, ja que per a blancs més llunyans la duració del pols rebut serà menor degut a la finestra temporal interna del sistema.

La resolució en azimuth ve donada per,

$$\Delta_y = \frac{x_n \cdot \lambda}{4 \cdot \left(\frac{L}{2}\right) \cdot \cos^2[\theta_n(0)]} \quad (\text{Soumekh, 1999}) \quad (\text{IV.5})$$

On:

- x_n és la posició al el domini range del blanc.
- λ la longitud d'ona.
- L la longitud de l'obertura sintètica.

- $\theta_n(0)$ l'angle d'aspecte quan el radar es troba al centre de l'obertura sintètica, que és l'angle que formen l'eix perpendicular a la direcció de l'obertura i la línia que uneix el blanc i el centre de l'obertura.

A partir de simulacions de blancs puntuals a diferents posicions, amb diferents amplituds de banda del senyal transmès i diferents longituds de l'obertura sintètica, es veu la dependència de les resolucions d'aquests paràmetres i de la posició del blanc.

El blanc puntual també servirà per comprovar que es recupera correctament la fase. Després de la correcció del RVP la única fase que té que tenir el blanc és la suma de la pròpia (ϕ_i) més la provocada pel camí recorregut pel senyal pel fet d'anar al blanc i tornar (ϕ_{2w}), aquesta última és la corresponent al primer terme de (IV.3), $e^{(j\omega_0 t_n)}$ que també es pot escriure com,

$$\phi_{2w} = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R \quad (\text{IV.6})$$

ja que $\omega_0 = 2\pi f_0$ i $t_n = \frac{2R}{c}$. Per tant, la fase d'un blanc puntual serà,

$$\phi_{bp} = \phi_{2w} + \phi_i = \frac{4 \cdot \pi}{\lambda} \cdot R + \phi_i \quad (\text{IV.7})$$

La primera simulació que es fa és la d'un blanc puntual situat a la posició $x=100$, $y=0$ i que té fase $\phi_i = 0$. Es pot observar la reconstrucció a la *Figura IV.8*. L'ample de banda del senyal transmès és 150 MHz i la longitud de l'obertura sintètica 2 metres. Anomenarem a aquesta simulació "simulació inicial", la resta de simulacions es compararan amb aquesta per facilitar l'avaluació dels canvis.

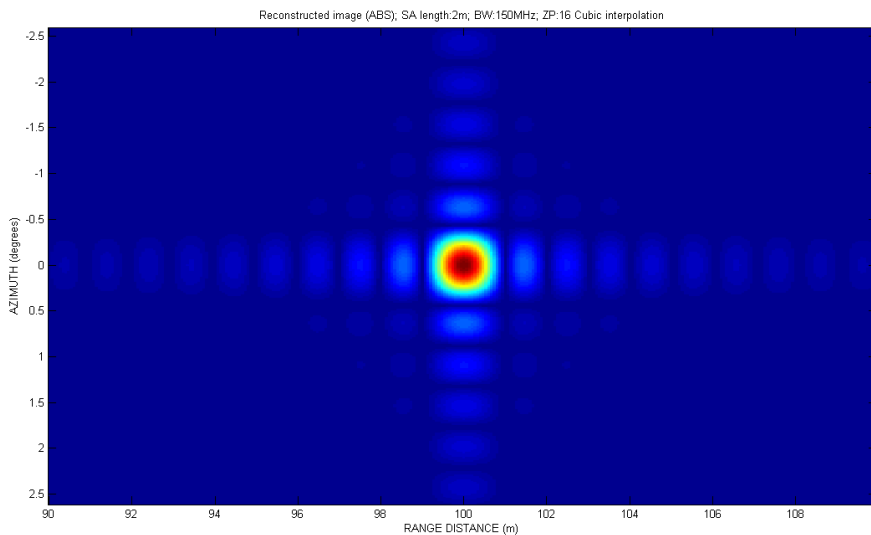


Figura IV.8-Blanc puntual a $x=100$ m, $y=0$ m; $L=2$ m, $BW=150$ MHz

Amb aquests paràmetres, la resolució en distància ha de ser $\Delta_x = 1 \text{ m}$. Si s'observa el tall en $y = 0^\circ$ a la *Figura IV.9*, es pot veure que els resultats teòrics i pràctics coincideixen,

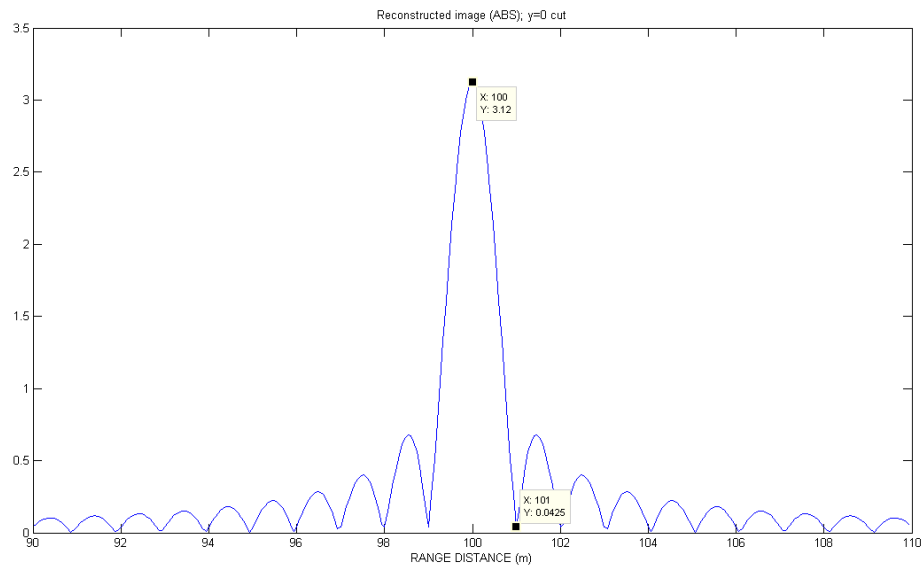


Figura IV.9-Tall $y=0$ de la imatge del blanc a $x=100 \text{ m}$, $y=0 \text{ m}$

La resolució en azimuth ha de ser $\Delta_y = 0,777 \text{ m}$. Aquesta resolució en graus, al estar el blanc a 100 m correspon a $\Delta_y = 0,445^\circ$. A la *Figura IV.10* es pot observar el tall en $x = 100 \text{ m}$, i comprovar que els resultats coincideixen.

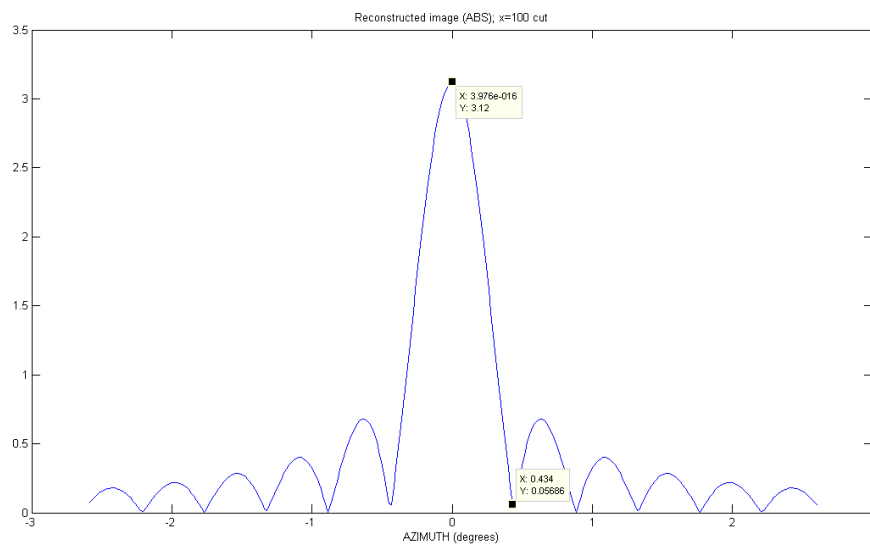


Figura IV.10-Tall en $x=100\text{m}$ de la imatge del blanc a $x=100 \text{ m}$, $y=0 \text{ m}$

Pel que fa a la fase, la distància radial del radar al blanc són 100 metres. S'ha dit que el blanc té fase 0, per tant a partir de (IV.7) es treu que la fase d'aquest blanc ha de ser $\phi_{bp} = 2,0944 \text{ rad}$. A la pràctica aquesta fase dóna $\phi_p = 2,0944 \text{ rad}$. L'error que es comet és de $\varepsilon_\phi = 3,2 \cdot 10^{-7} \text{ rad}$. Aquest error és negligible davant l'error del soroll de fase del sistema.

IV.4.1.1 Variació de l'ample de banda

Com es pot veure a (IV.4) i (IV.5), un canvi en l'ample de banda, produeix un canvi en la resolució en distància, però manté la resolució en azimuth. A la Figura IV.11 es veu la zona del blanc ampliada, de la reconstrucció d'una simulació com la simulació inicial, però agafant com a ample de banda 100 MHz,

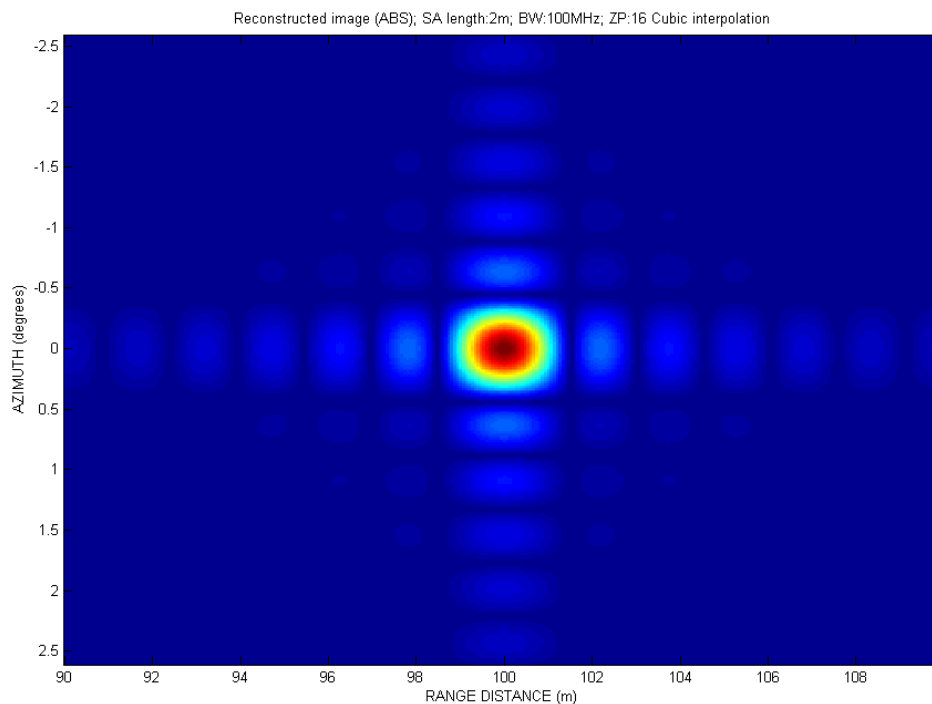


Figura IV.11-Blanc puntual a $x=100 \text{ m}$, $y=0 \text{ m}$; $L=2 \text{ m}$, $BW=100 \text{ MHz}$ (imatge ampliada)

A simple vista, ja es pot apreciar el canvi en la resolució range, però visualitzant els talls en range i azimuth, i comparant-los amb els talls de la simulació inicial es pot observar amb més claredat aquest canvi. En aquest cas la resolució en distància ha de ser $\Delta_x = 1,5 \text{ m}$, el que es comprova a la Figura IV.12,

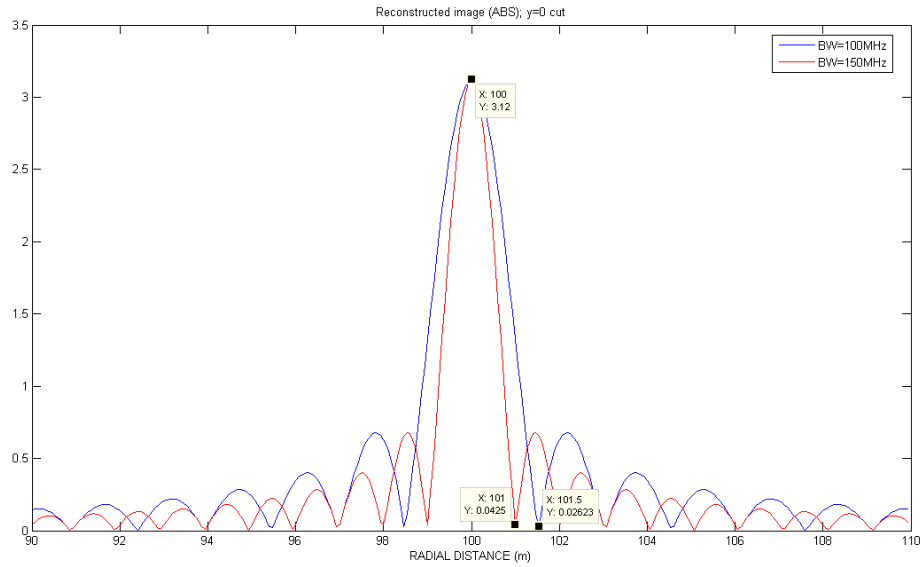


Figura IV.12-Tall en $y=0$ m de la simulació vs. simulació inicial

A la Figura IV.13 es pot veure que la resolució en azimuth es conserva. Com en el cas de la resolució distància, es comparen les dues simulacions,

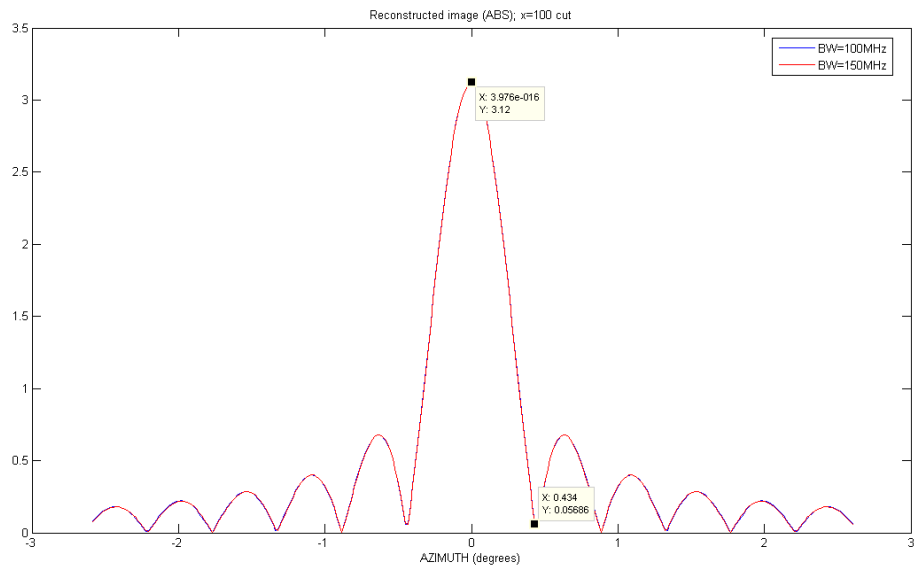


Figura IV.13-Tall en $x=100$ m de la simulació vs. simulació inicial

La fase ha de ser la mateixa que en el cas anterior $\phi_{bp} = 2,0944 \text{ rad}$ però igual que abans hi ha un petit error. Ara l'error és $\varepsilon_{\phi} = -10 \cdot 10^{-7} \text{ rad}$.

IV.4.1.2 Variació en la longitud de l'obertura

Com es pot veure a (IV.4) i (IV.5), un canvi en la longitud de l'obertura sintètica produeix un canvi en la resolució en azimuth però manté la resolució en distància. La zona del blanc ampliada, de la reconstrucció d'una simulació com la simulació inicial canviant la longitud de l'obertura sintètica, agafant ara $L = 2,5 \text{ metres}$, es pot veure a la *Figura IV.14*,

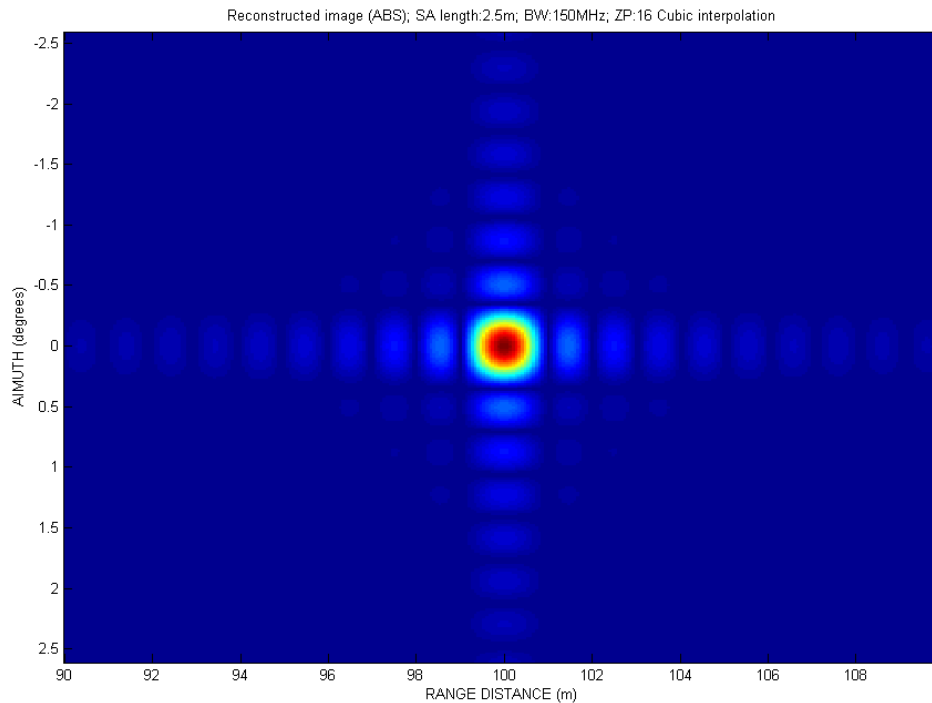


Figura IV.14-Blanc puntual a $x=100 \text{ m}$, $y=0 \text{ m}$; $L=2,5 \text{ m}$, $BW=150 \text{ MHz}$ (imatge ampliada)

Com abans, la millor manera de veure el canvi de la resolució és a partir dels talls de la imatge i comparant amb la simulació inicial. En aquest cas, la resolució en distància es conserva tal com es pot veure a la *Figura IV.15*,

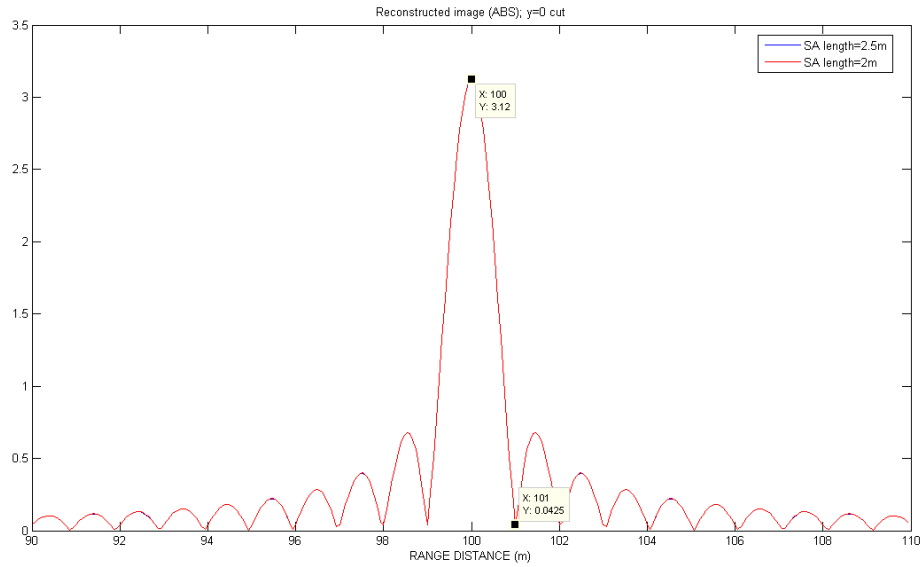


Figura IV.15- Tall en $y=0$ m de la simulació vs. simulació inicial

mentre que la resolució en azimuth ha de passar a ser $\Delta_y = 0.622$ m, que en graus correspon a una resolució de $\Delta_y = 0.356^\circ$. A la Figura IV.16 es pot comprovar el resultat,

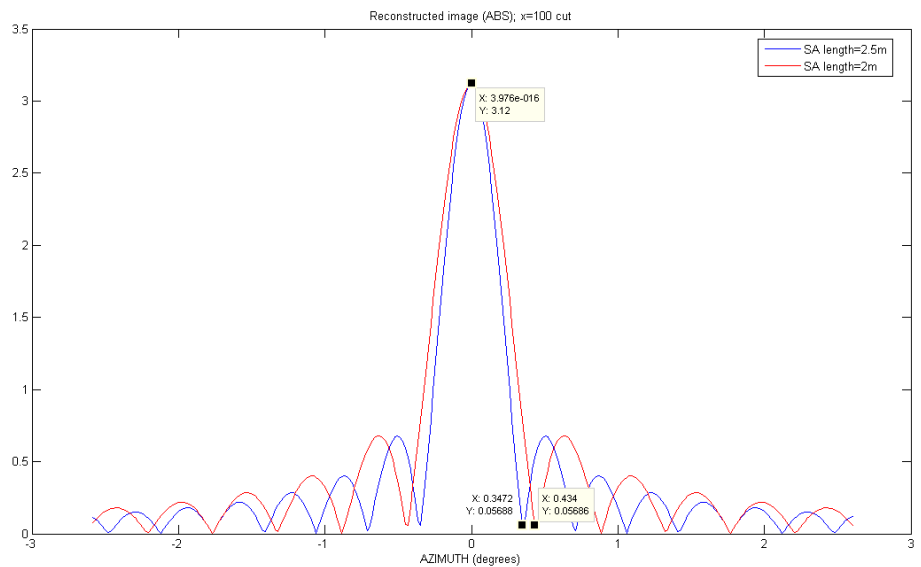


Figura IV.16- Tall en $x=100$ m de la simulació vs. simulació inicial

Altra vegada es comprova el valor de la fase del blanc que resulta $\phi_{bp} = 2,0944$ rad. Com que ni la posició del blanc ni la fase d'aquest han canviat, s'ha de mantenir la mateixa fase dels apartats anteriors. Ara l'error és $\varepsilon_\phi = 5 \cdot 10^{-4}$ rad.

IV.4.1.3 Dependència de la posició del blanc

Com es pot veure a (IV.5), la resolució en azimuth depèn de la posició del blanc respecte l'eix de l'obertura sintètica x_n , i de la posició del blanc respecte el centre de l'obertura sintètica $\theta_n(0)$.

Per a aquesta comprovació es simula un escenari amb tres blancs puntuals a diferents posicions. Comparant les seves resolucions en distància i en azimuth es podrà veure aquesta dependència. Les posicions dels blancs i les seves resolucions esperades són:

	$x_n (m)$	$y_n (m)$	$\theta_n(0)(^\circ)$	$\Delta_x (m)$	$\Delta_y (m)$	$\Delta_y (^\circ)$
blanc1	100	0	0	1	0.778	0.445
blanc2	100	31	17.223	1	0.892	0.488
blanc3	200	0	0	1	1.555	0.445

Com es veu a la taula anterior, la resolució en distància dels tres blancs és la mateixa, lògic degut a que aquesta resolució només té dependència de l'ample de banda, en aquest cas $BW = 150 \text{ MHz}$. Pel que fa a la resolució en azimuth es veu la dependència de la posició, tant range com azimuth. Per aquesta simulació s'utilitzarà la representació polar com fins ara, però també la lineal, ja que amb la representació lineal és més fàcil observar els canvis de resolució en azimuth. A continuació es mostra la reconstrucció de l'escenari amb representacions polar *Figura IV.17* i lineal *Figura IV.18*,

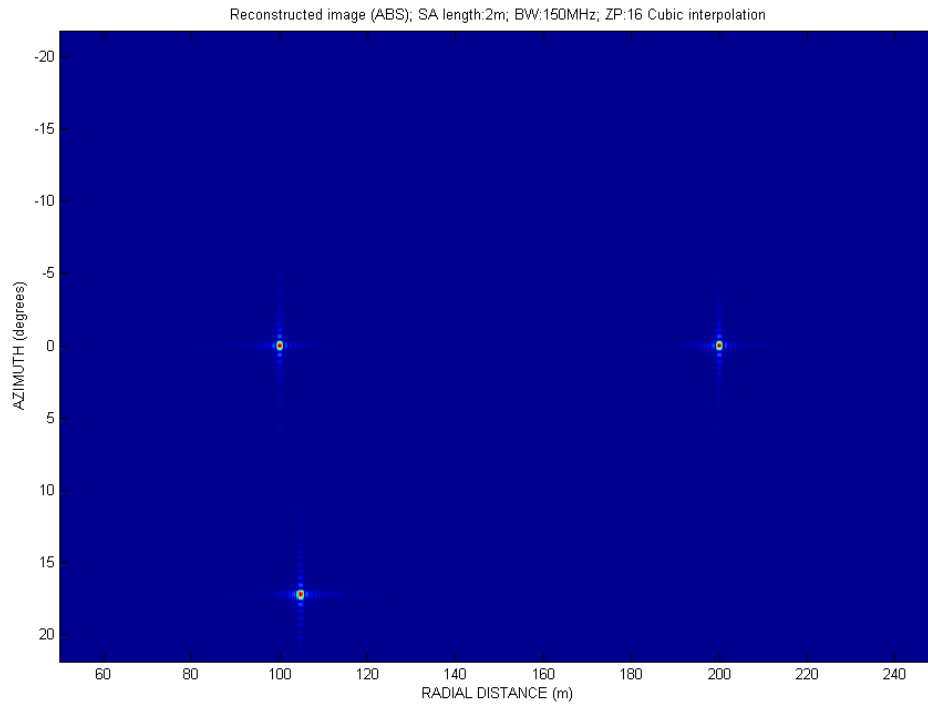


Figura IV.17-Reconstrucció polar d'escenari amb tres blancs

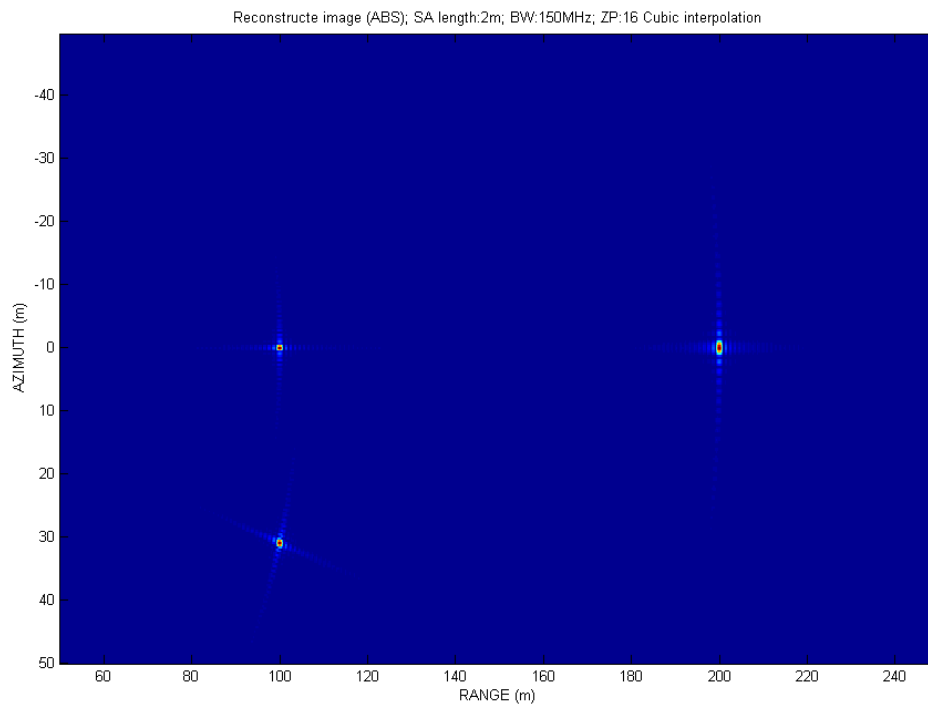


Figura IV.18-Reconstrucció lineal d'escenari amb tres blancs

Com s'ha dit, la resolució en el domini distància serà la mateixa pels tres blancs i igual a 1 m ja que l'ample de banda és 150 MHz. Amb els talls de la reconstrucció polar es pot comprovar el resultat,

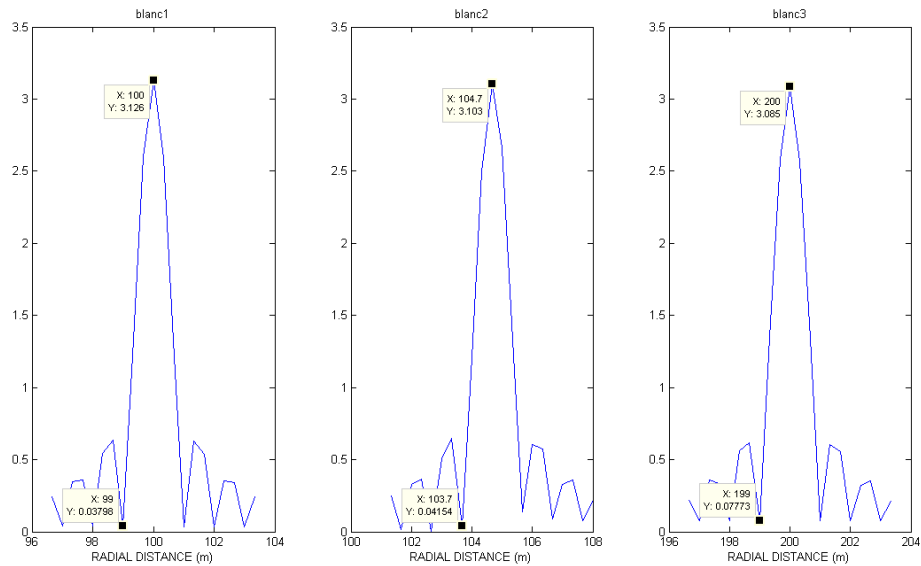


Figura IV.19-Talls en range dels tres blancs

Per la resolució en azimuth, com ja s'ha comentat s'utilitza la representació lineal per tal de comprovar els resultats. A la Figura IV.20 es veuen els talls dels blancs 1 i 3 en representació lineal, s'observa la dependència que té la resolució de la variable x_n .

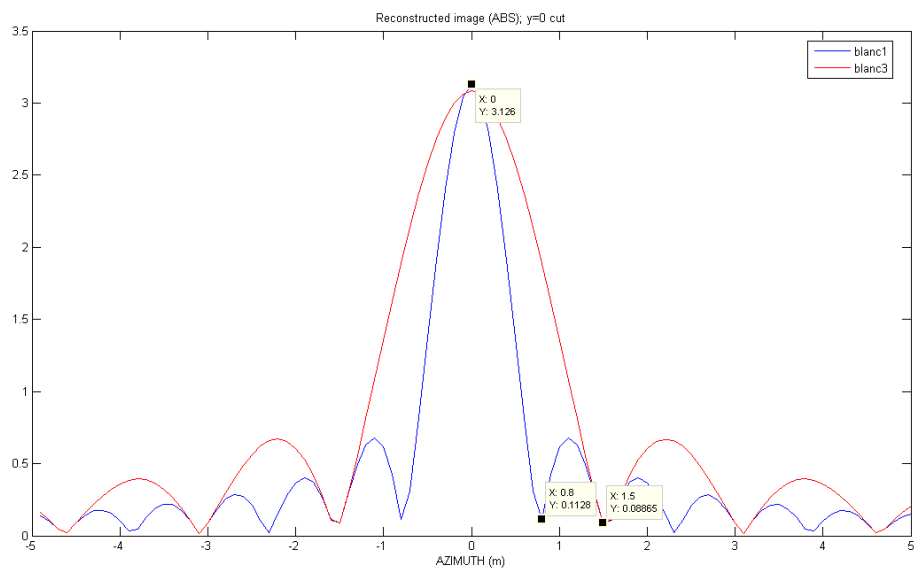


Figura IV.20-Talls en azimuth en representació polar i lineal

S'observa que els valors de les resolucions corresponen amb els obtinguts i que estan a la taula anterior. La diferència entre el valors teòrics i els del tall en la representació lineal són deguts a la resolució de la imatge (0.1 m/píxel). Pel que fa al blanc2 es pot veure la seva resolució en azimuth amb una ampliació de la zona del blanc en representació lineal,

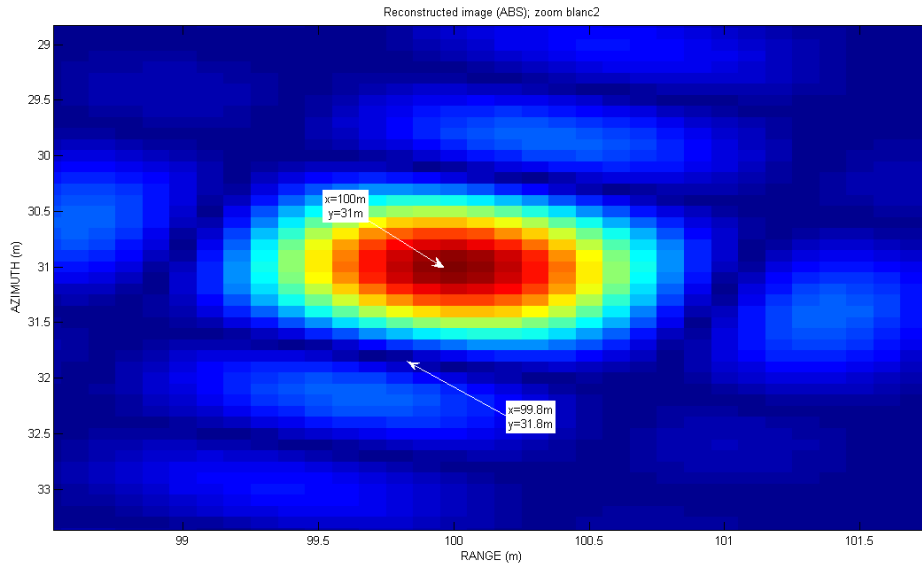


Figura IV.21-Zoom de la zona del blanc2 en representació lineal

La resolució teòrica en azimuth és 0.892 m , a partir de la imatge es treu la resolució sabent que $\Delta y = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2} = \sqrt{0.2^2 + 0.8^2} = 0.825 \text{ metres}$. Igual que abans el petit error es degut a la resolució de la imatge.

Pel que fa a les fases dels tres blancs, a la següent taula es mostren les fases teòriques (ϕ_t) i les finalment obtingudes (ϕ_{bp}) juntament amb els errors de cada una d'elles,

	$x_n (m)$	$y_n (m)$	$\phi_t (rad)$	$\phi_{bp} (rad)$	$\varepsilon_\phi (rad)$
blanc1	100	0	2,0944	2,0966	-0,0022
blanc2	100	31	2,2941	2,2939	0,0002
blanc3	200	0	-2,0944	-2,0932	-0,0012

IV.4.2. Núvol de blancs puntuals

Aquesta simulació ajudarà a veure que tots els blancs siguin reconstruïts igual, i que el fet que n'hi hagi més d'un no afecta al altres a la hora de reconstruir. La *Figura IV.22* mostra la reconstrucció d'aquest núvol de blancs puntuals en format polar,

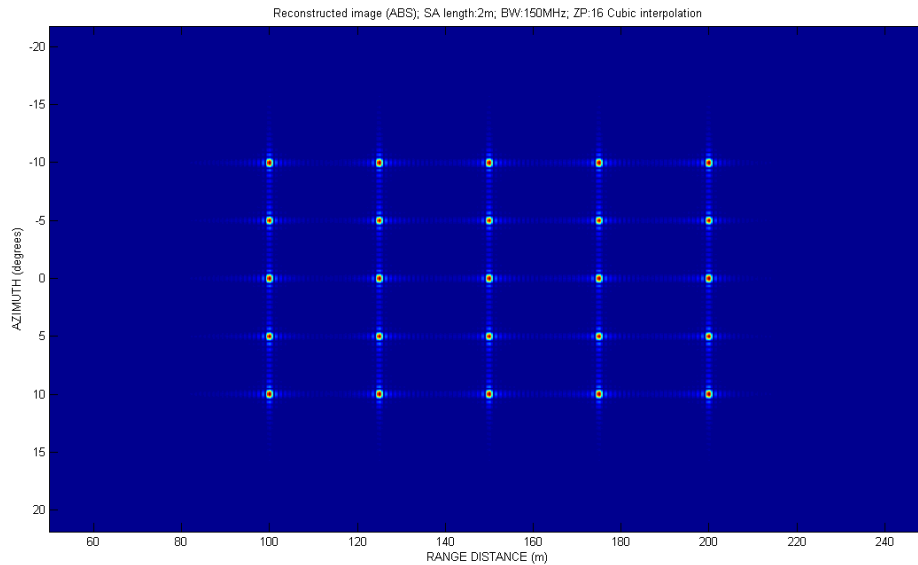


Figura IV.22-Reconstrucció d'un núvol de blancs puntuals

Per apreciar-ho millor es presenta la *Figura IV.23*, corresponent als talls en $y = 10^\circ$, $y = 5^\circ$ i $y = 0^\circ$. Els talls a $y = -10^\circ$ i $y = -5^\circ$ són simètrics i per això no es posen.

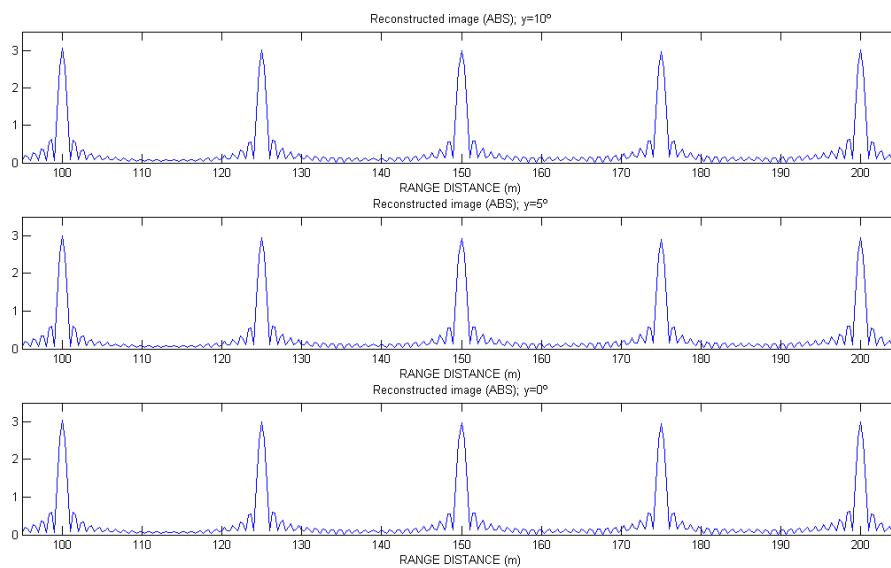


Figura IV.23-Talls $y=10^\circ$, $y=5^\circ$ i $y=0^\circ$ de la imatge reconstruïda

També es presenten els talls en $x = 100\text{ m}$, $x = 150\text{ m}$ i $x = 200\text{ m}$,

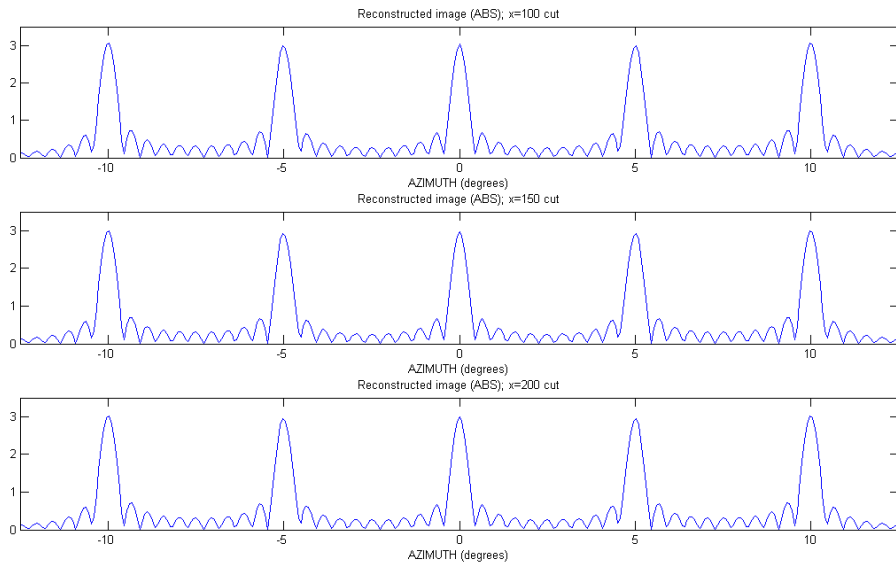


Figura IV.24-Talls $x=100\text{ m}$, $x=150\text{ m}$ i $x=200\text{ m}$ de la imatge reconstruïda

També s'ha de comprovar la reconstrucció de la fase. Tots els blancs tenen fase pròpia zero. Per tant, la fase de cadascun d'ells dependrà de la distància radial des del centre de l'obertura sintètica al blanc. Tots els blancs que es troben alineats a la mateixa distància radial tindran la mateixa fase. A la següent figura es mostra la fase d'aquests blancs. S'ha aplicat una màscara a la resta de la imatge per veure millor el resultat,

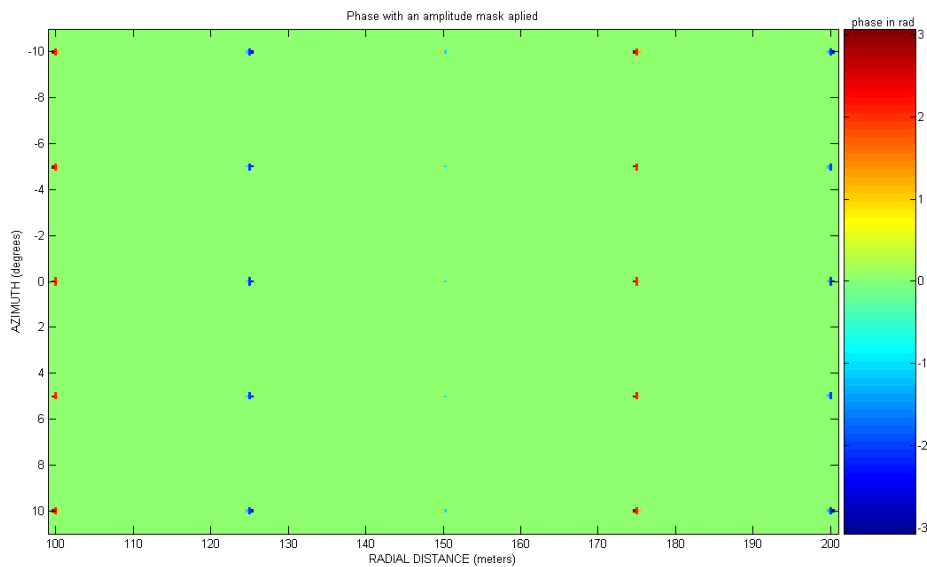


Figura IV.25-Fases dels blancs del núvol de punts

Ja s'observa a simple vista, que efectivament, els blancs amb mateixa distància radial tenen la mateixa fase. Per observar-ho millor, la *Figura IV.26* mostra el tall en $x = 100$ metres,

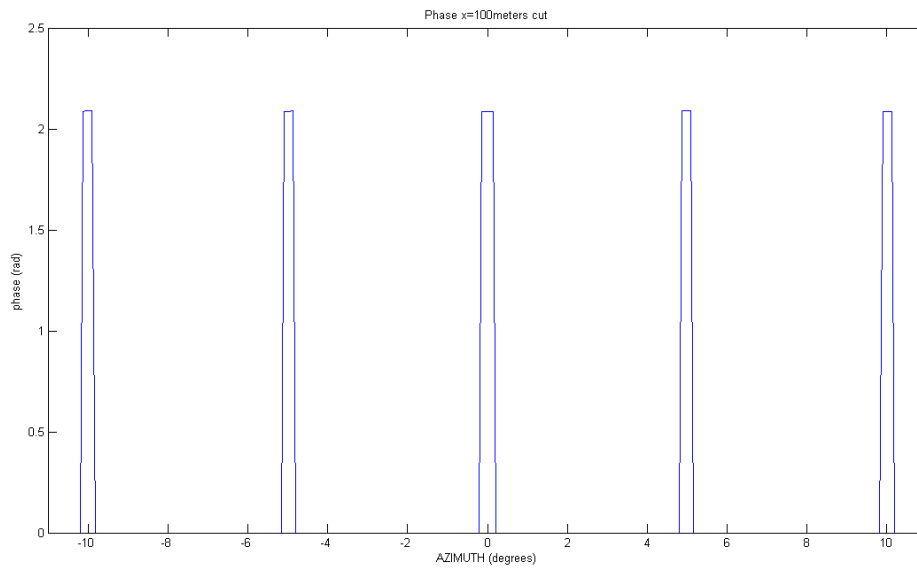


Figura IV.26-Tall en $x=100$ m de la fase del núvol

També es vol comprovar que els valors de les fases són els esperats, per això, a la *Figura IV.27* es presenta el tall en $y = 0^\circ$,

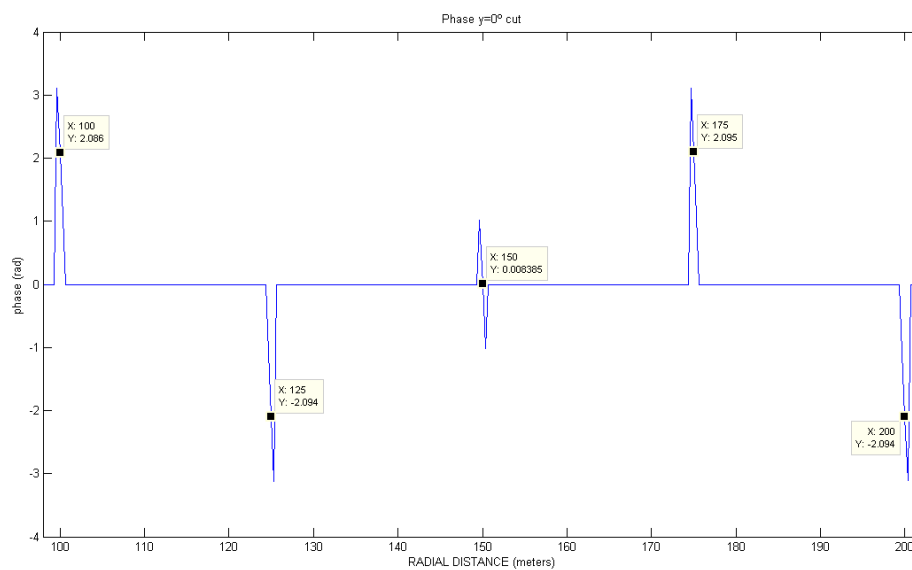


Figura IV.27-Tall en $y=0^\circ$ del núvol

Aquests valors es comparen amb el teòrics i es comprova que són els esperats excepte un petit error. Aquest error és provocat per la interpolació, com s'ha vist abans, però també per la contribució dels altres blancs de l'escena. Els valors teòrics de les fases (ϕ_t), els valors reals de les fases (ϕ_{bp}), i l'error en aquests valors (ε_ϕ), són representats a la següent taula,

R_n (m)	ϕ_t (rad)	ϕ_{bp} (rad)	ε_ϕ (rad)
100	2,0944	2,0862	0,0082
125	-2,0944	-2,0937	-0,0007
150	0	0,0084	-0,0084
175	2,0944	2,0948	-0,0004
200	-2,0944	-2,0938	-0,0006

IV.4.3. Efecte de les finestres

Els lòbuls laterals provinents de la transformada de Fourier d'una finestra uniforme incrementen el soroll i a més poden emascarar blancs que estiguin molt a prop. Per solucionar-ho es millor fer un en finestrat no uniforme. D'aquesta manera suavitzem les transicions i reduïm l'energia d'aquests lòbuls. A canvi ho pagarem amb una pèrdua de resolució degut a l'eixamplament del lòbul principal. Les finestres que s'utilitzaran, seran la de Hamming i la de Hann que podem observar a la *Figura IV.28*. La seva expressió matemàtica, en format digital és, respectivament,

$$\text{Hamming}[k + 1] = 0,54 - 0,46\cos\left(2\pi\frac{k}{n-1}\right), \quad k = 0, \dots, n - 1 \quad (\text{IV.8})$$

$$\text{Hann}[k + 1] = 0,5\left(1 - \cos\left(2\pi\frac{k}{n-1}\right)\right), \quad k = 0, \dots, n - 1 \quad (\text{IV.9})$$

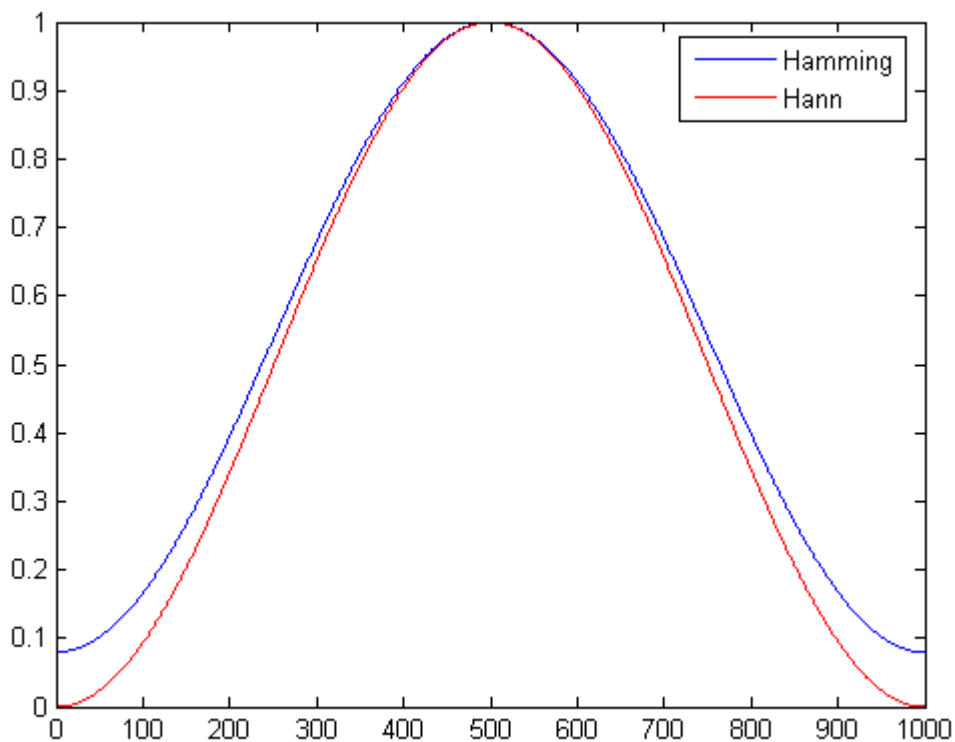


Figura IV.28-Finestres de Hamming i de Hann

Per veure l'efecte de les finestres, es simula un blanc a $x = 200 \text{ m}$, $y = 0 \text{ m}$ i $\sigma = 10 \text{ m}^2$. L'ample de banda és 150 MHz i la longitud de l'obertura 2 metres. Ens fixarem en la relació NLPS (Nivell Lòbul Principal a Secundari) i en la resolució per avaluar els canvis.

A la *Figura IV.29* es comparen la reconstrucció sense utilitzar finestres i la reconstrucció utilitzant finestres Hann tant en range com en azimuth; a la *Figura IV.30* es compara amb la reconstrucció utilitzant finestres Hamming.

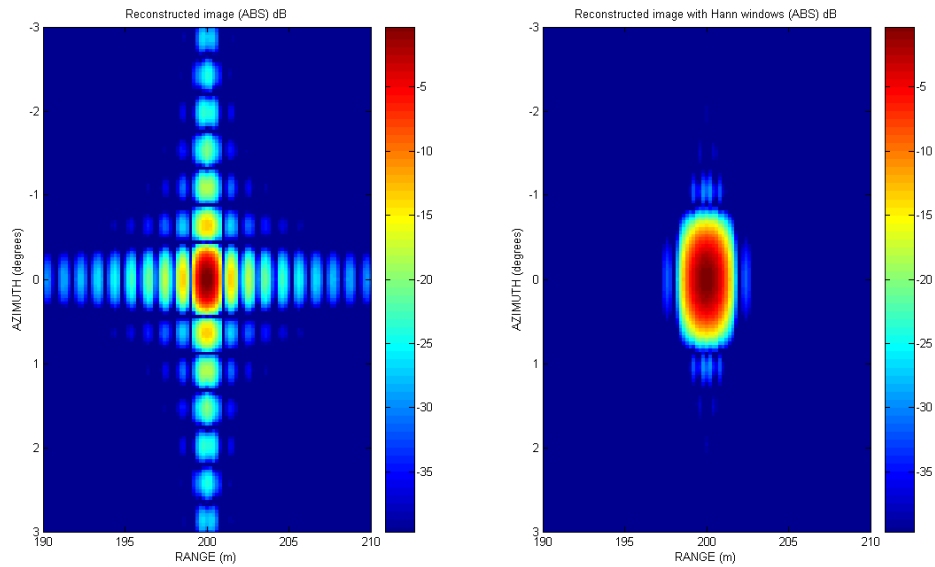


Figura IV.29-Imatge reconstruïda sense en finestrat i amb en finestrat Hann

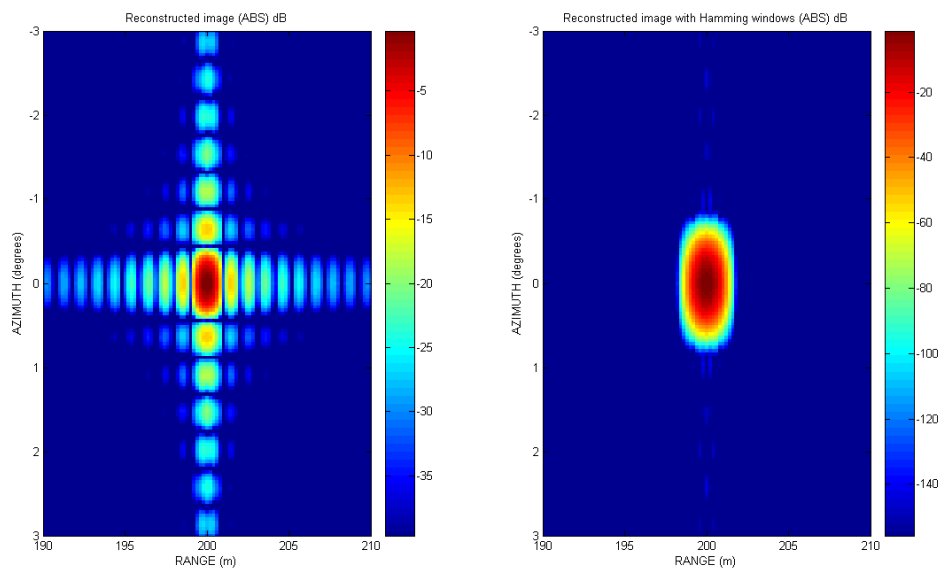


Figura IV.30-Imatge reconstruïda sense en finestrat i amb en finestrat Hamming

Per a més claredat és millor observar els talls als eixos $y = 0 \text{ m}$ i $x = 200 \text{ m}$ a la vegada que es compara la reconstrucció sense finestres i utilitzant finestres per apreciar millor el canvi. A la *Figura IV.31* i *Figura IV.32* s'observen aquests talls als eixos,

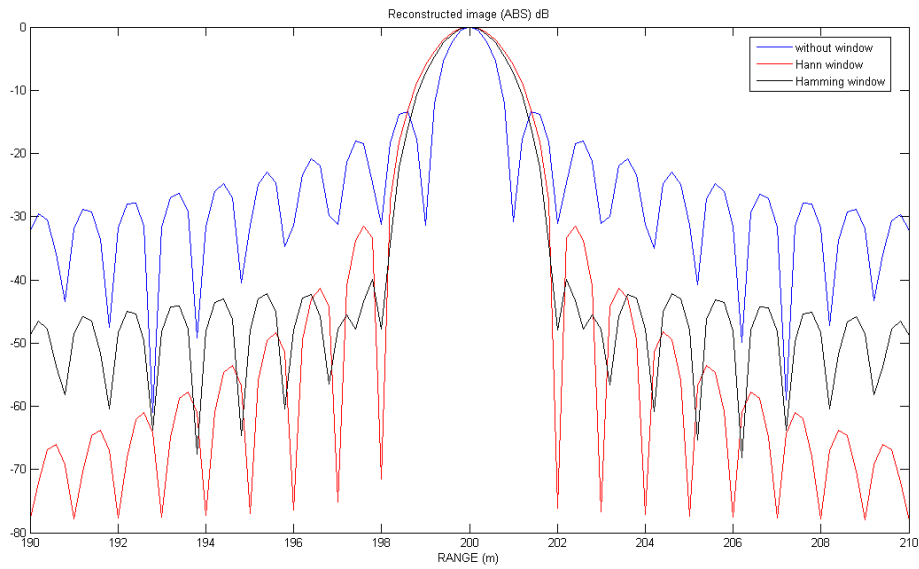


Figura IV.31-Comparació reconstrucció sense finestres i utilitzant-les. Tall $y=0$ m

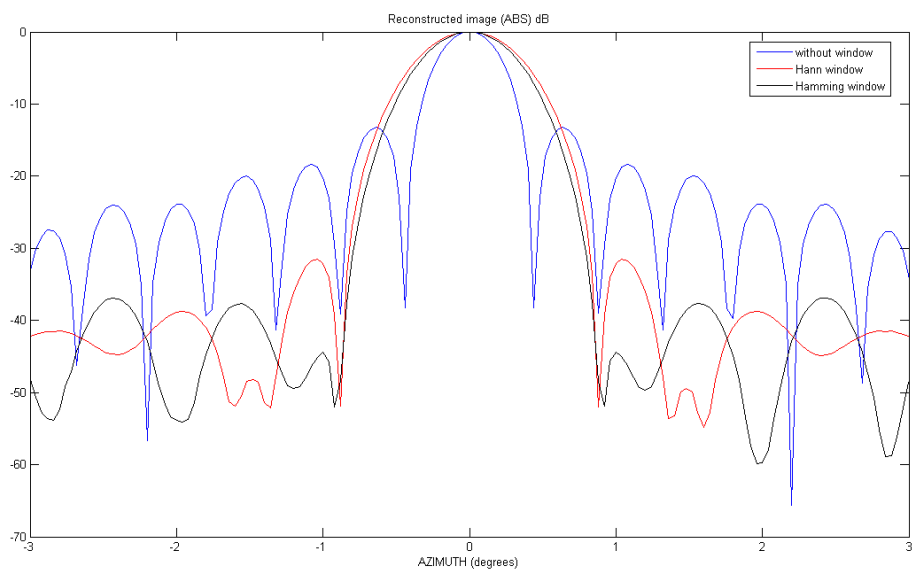


Figura IV.32-Comparació reconstrucció sense finestres i utilitzant-les. Tall $x=200$ m

De l'observació de les dues darreres figures s'extreuen varis resultats. En el processat sense utilitzar finestres es té un NLPS de $13,42$ dB en el domini distància i $13,26$ dB en azimuth. Quan s'utilitzen les finestres Hann, els nivells de NLPS passen a $31,54$ dB en distància i $31,52$ dB en azimuth, el que significa una millora de la relació de $18,12$ dB en distància i $18,26$ dB en azimuth. Pel que fa a les finestres Hamming, amb elles es passa a uns nivells de NLPS de $39,89$ dB en distància i $36,93$ dB en azimuth que

suposen una millora de $26,47\text{ dB}$ i $23,67\text{ dB}$ en distància i azimut respectivament. Pel que fa a la resolució, en els dos casos empitjora de manera similar, passant a ser el doble tant en distància com en azimut.

Pel que fa a la fase, es veu com es conserva després d'aplicar les finestres. Abans d'aplicar les finestres es té una fase del blanc de $\phi_{bp} = -2,0917\text{ rad}$, valor molt proper al teòric $\phi_t = -2,0944\text{ rad}$. Després de l'aplicació de les finestres de Hann i Hamming, tenim respectivament, $\phi_{bph} = -2,0934\text{ rad}$ i $\phi_{bph} = -2,0932\text{ rad}$.

A partir dels resultats, es decideixen les finestres que s'escolliran. En azimut s'agafarà la finestra Hamming, ja que és la més redueix els lòbuls secundaris. Pel que fa a la dimensió distància, tot i donar una millor atenuació dels lòbuls la finestra Hamming, s'utilitzarà la Hann, ja que ens permet eliminar la saturació del sistema. Aquesta saturació, segurament és una replica del senyal de *trigger* (PRF) que es cola a la recepció. El camí per el que entra, actualment es desconegut i motiu d'estudi. Es pot observar aquesta saturació a la següent figura,

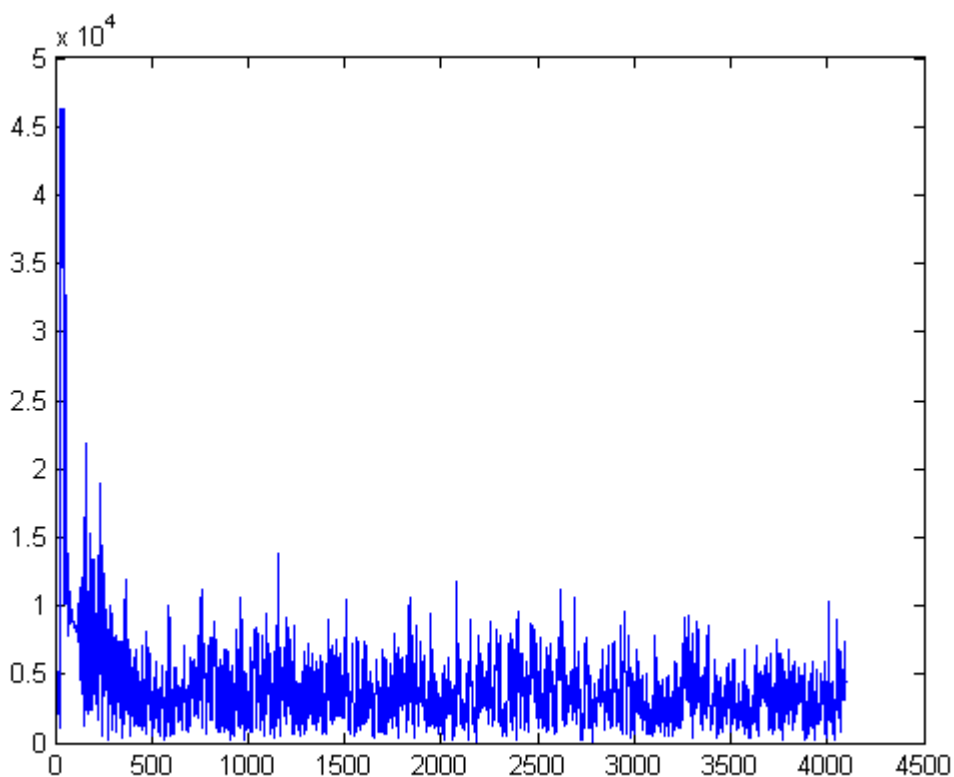


Figura IV.33-Perfil de mesura en una posició de l'antena

IV.5. Prova interferomètrica

Com ja s'ha comentat, la reconstrucció correcta de la fase és bàsica a l'hora de fer processat interferomètric. Tot seguit es presenten una sèrie de proves interferomètriques per comprovar la correcta recuperació de la fase interferomètrica.

IV.5.1. Desplaçament de l'obertura sintètica

La primera d'elles és suposar que es produeix un desplaçament mil·limètric de l'obertura sintètica. S'agafa un núvol de punts i es simula el cas en que s'allunyés $\lambda/7$ metres l'obertura. Per tal de mirar la fase interferomètrica fem la funció de coherència de les dues imatges, la original i la que considerem que s'ha desplaçat l'obertura. La funció de coherència la fem multiplicant la original pel conjugat de la desplaçada. D'aquesta manera la fase comuna s'eliminarà i només quedarà la diferència. Aquesta diferència de fase ve donada per,

$$\Delta\varphi = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \Delta R = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot (R_2 - R_1) \quad (\text{IV.10})$$

En el cas que es planteja aquesta fase diferència per tota la imatge serà $\Delta\varphi = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{7} = -\frac{4\pi}{7} = -1,7952 \text{ rad}$. A les següents figures es mostren el mòdul i la fase de la funció de coherència,

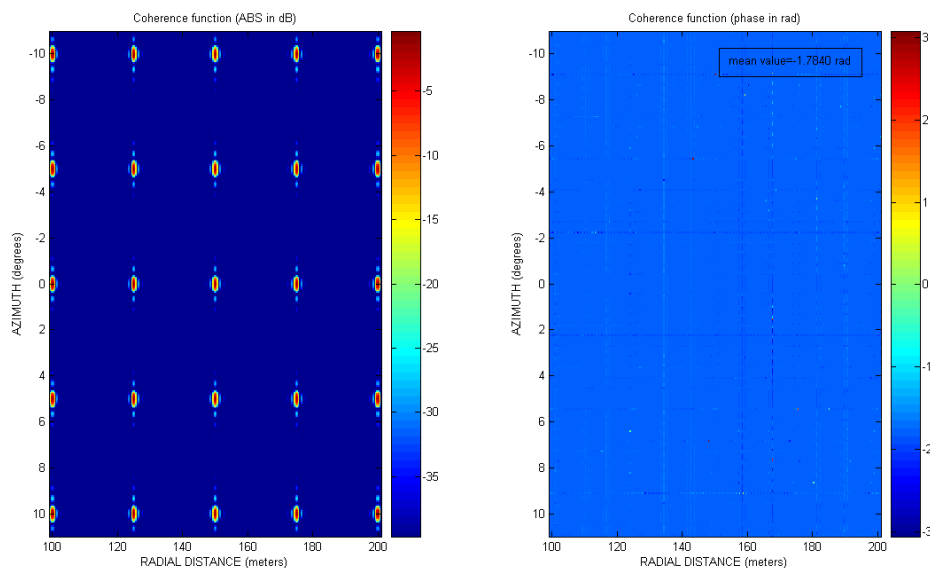


Figura IV.34-Mòdul i fase de la funció de coherència

El valor mig de la imatge de fase és $\varphi = -1,7840 \text{ rad}$ el que suposa un error entre el valor teòric i el pràctic de $\varepsilon_\varphi = -0,0112 \text{ rad}$.

IV.5.2. Desplaçament de blancs

En aquest cas es simula el desplaçament mil·limètric d'un blanc per comprovar que som capaços de percebre aquest desplaçament i quantificar-lo. Suposem el cas d'un blanc puntual situat a 50 metres i centrat en azimuth. Es desplaça aquest blanc $\lambda/8 \text{ metres}$, passant a estar situat a $50 + \lambda/8 \text{ metres}$. A partir de (II.23) la fase interferomètrica al punt on es troba el blanc ha de ser $\Delta\varphi = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{8} = -\frac{\pi}{2} = -1,5708 \text{ rad}$. Per comprovar el valor d'aquesta fase, mostrem la imatge de la fase de la funció de coherència aplicant-hi una màscara d'amplitud per ressaltar la zona a on hi ha més coherència, que és la zona a on hi ha el blanc; a la resta es mostra fase 0,

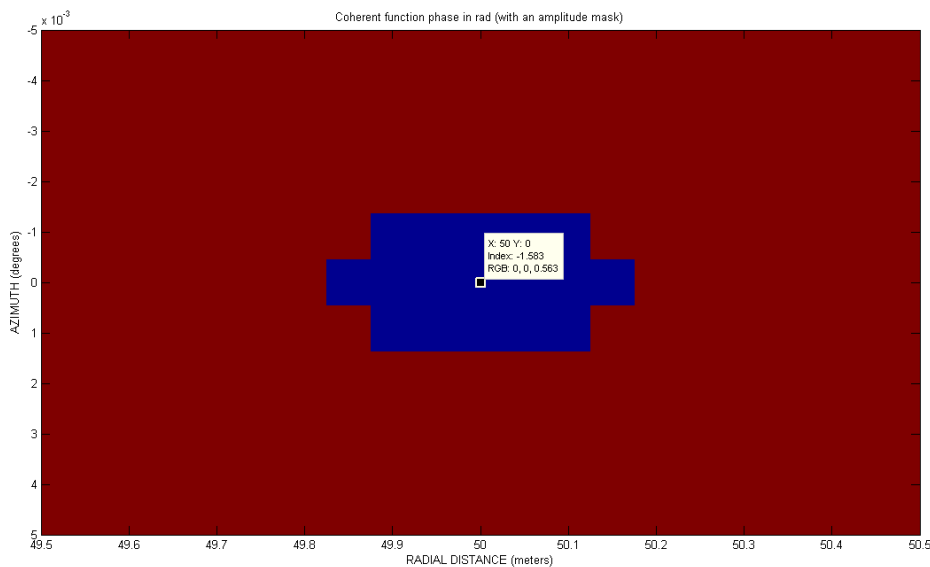


Figura IV.35-Fase de la funció de coherència amb una màscara aplicada

El valor que ens dóna de fase és $\varphi = -1,5828 \text{ rad}$, el que suposa un error entre el valor teòric i el pràctic de $\varepsilon_\varphi = 0,012 \text{ rad}$. Aquest valor, correspon a l'error residual provocat pel RVP i el pendent de fase, que es veurà al capítol V, a l'expressió (V.6), que es reproduïx a continuació,

$$\varphi'_{dif} = \omega_0 \Delta t_{2-1} + \alpha \Delta t_{2-1} (T_p - t_x) \quad (\text{IV.11})$$

On,

- Δt_{2-1} és la diferència de posició del blanc,
- T_p la duració del pols,
- t_x la posició inicial del blanc

Ara acostem aquest blanc $\lambda/7$ metres al radar, el que vol dir que el tenim a $50 - \lambda/7$ metres. En aquest cas la fase interferomètrica ha de ser $\Delta\varphi = -\frac{4\pi}{\lambda} \cdot \frac{-\lambda}{7} = \frac{4\pi}{7} = 1,7952 \text{ rad}$. Repetim el procediment anterior per comprovar aquest resultat,

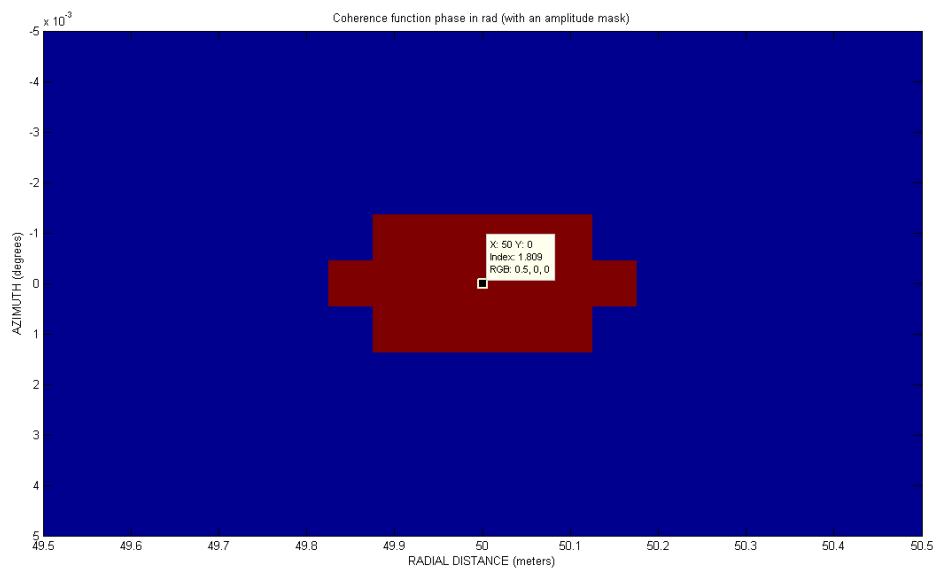


Figura IV.36-Fase de la funció de coherència amb una màscara aplicada

El valor que ens dóna de fase és $\varphi = 1,8089 \text{ rad}$ el que suposa un error entre el valor teòric i el pràctic de $\varepsilon_\varphi = -0,0137 \text{ rad}$. Es pot comprovar també que aquest error coincideix amb l'esmentat en el cas anterior.

IV.6. Reconstrucció amb dades reals

Finalment es mostren els resultats de la reconstrucció amb dades adquirides reals. Les dades han estat obtingudes mitjançant el GBSAR de la UPC a la localitat de Sallent dins una campanya per mesurar la subsidència en col·laboració amb l'Institut Cartogràfic de Catalunya.

Després de processar les dades adquirides mitjançant el processador presentat s'obté la següent imatge de reflectivitat,

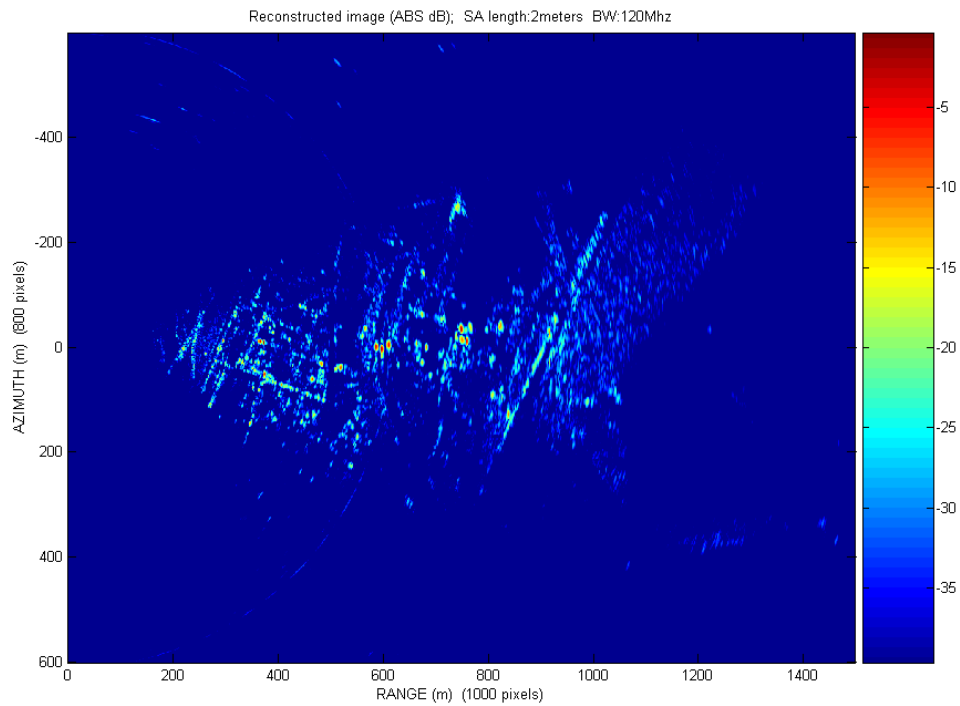


Figura IV.37-Imatge de reflectivitat del barri de Sallent estudiat

Per tal de poder identificar el que es veu a la imatge, es aquesta es compara amb una imatge aèria del barri de Sallent, d'aquesta manera podem identificar el que s'hi observa.

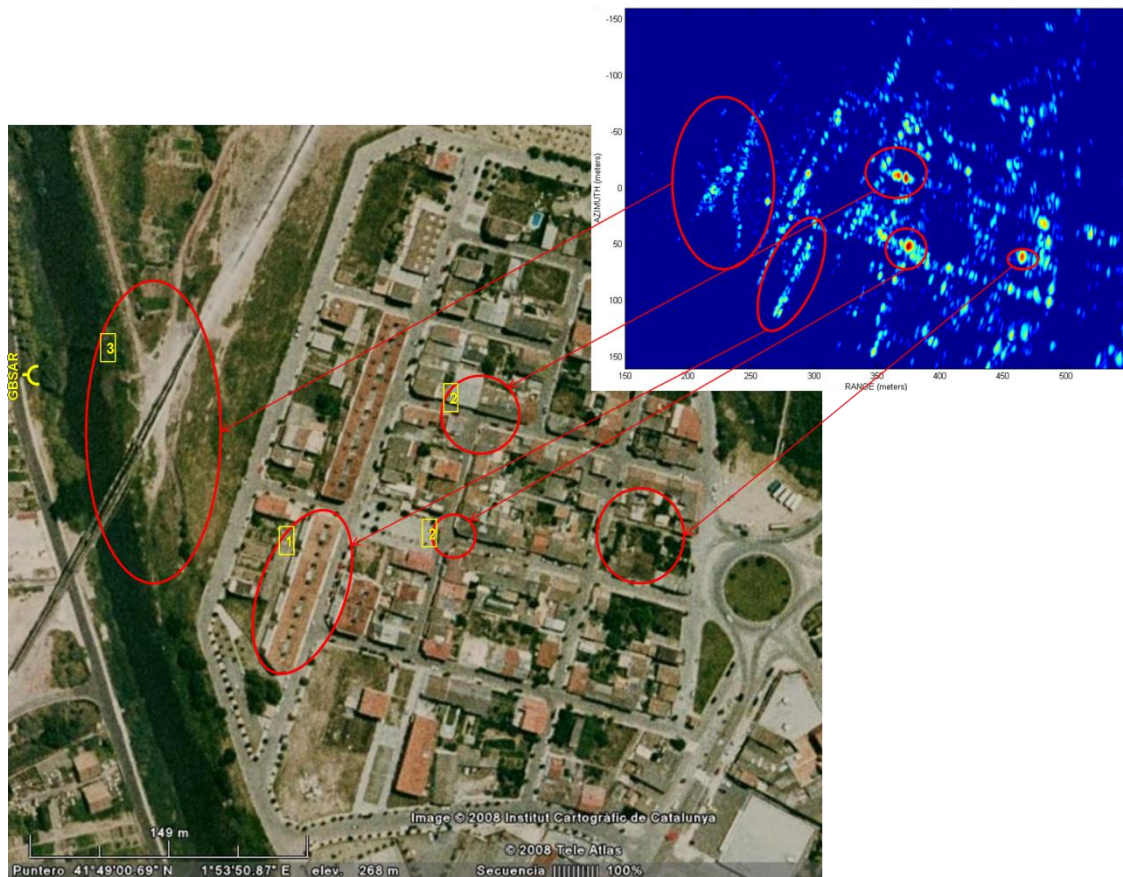


Figura IV.38-Identificació sobre imatge de reflectivitat

Els blancs que tenen més reflectivitat, corresponen a díedres i tríedres encarats al radar. S'observa com els blocs d'edificis provoquen línies de reflexió [1], igual que les cantonades creen punts d'alta reflexió [2].

Les primeres línies de reflexió [3] que es troben situades més a prop del radar, corresponen a la cinta transportadora de sal de les mines situades sota el radar i a un petit barranc que es forma a la vora del riu i que es poden veure amb més claredat a la següent fotografia del barri, feta des de la ubicació del radar.



Figura IV.39-Barri de Sallent fotografiat des de la ubicació del GBSAR

El grup Remote Sensing Laboratory (RSLab), de la Universitat Politècnica de Catalunya, porta des de 2006 utilitzant el GB-SAR a la localitat de Sallent, per obtenir dades que els permeten, junt amb l'Institut Cartogràfic de Catalunya, fer un estudi de la deformació que s'està produint al sòl del barri de l'Estació d'aquesta localitat. (Pipia, et al., 2007 pp. 1-4)

IV.7. Conclusions

En aquest capítol hem pogut veure el correcte funcionament de l'algorisme *Backprojection* gràcies al simulador que s'ha presentat anteriorment. Hem pogut comprovar que l'algorisme és capaç d'ubicar el blancs puntuals en la seva posició, i que la forma del senyal representat a la imatge de reflectivitat, era l'esperada segons la teoria. També s'ha comprovat que l'algorisme recupera la fase correctament, excepte uns errors, sobre els quals es parla al següent capítol.

Seria interessant ens futurs estudis, provar altres tècniques d'interpolació, així com estudiar l'optimització de l'algorisme, per exemple programant-lo en un altre llenguatge informàtic o programant-lo en una FPGA.

V. EVALUACIÓ DE L'EFECTE DEL RVP I DEL PENDENT DE FASE

Com ja s'ha comentat en apartats anteriors, el RVP és un error en la fase del senyal rebut provocat per la modulació *chirp*, i que com es veurà, no es pot eliminar completament i sempre quedarà un error residual.

Si partim de la fase del senyal comprimit, considerant la fase pròpia del blanc 0, tenim,

$$\omega_0 t_n + \alpha t_n^2 + \alpha t_n T_n - \omega t_n - \omega \frac{T_n}{2} \quad (\text{V.1})$$

Com s'ha comentat a l'apartat IV.2.2, el primer terme és la fase desitjada, bàsica en tota reconstrucció SAR. El segon és el *residual video phase RVP* (Carrara, et al., 1995) (Soumekh, 1999 pág. 31). El tercer, apareix provocat pel fet que no considerem el pols transmès centrat a l'origen. El quart i cinquè són el pendent de fase, termes que apareixen provocats pel retard del senyal. Apliquem la transformació $\omega = 2\alpha t$, per fer-ne un tractament en el domini temporal,

$$\omega_0 t_n + \alpha t_n^2 + \alpha t_n T_n - 2\alpha t \cdot t_n - 2\alpha t \frac{T_n}{2} \quad (\text{V.2})$$

Es considera que el màxim del blanc està situat a l'instant de mostreig t_x més un cert increment de temps Δt , $t_n = t_x + \Delta t$, d'aquesta manera, la fase queda,

$$\begin{aligned} \omega_0(t_x + \Delta t) + \alpha(t_x + \Delta t)^2 + \alpha(t_x + \Delta t)T_n - 2\alpha t_x(t_x + \Delta t) - 2\alpha t_x \frac{T_n}{2} \\ = \omega_0 t_n + \alpha t_x^2 + \alpha \Delta t^2 + 2\alpha t_x \Delta t + \alpha t_x T_n + \alpha \Delta t T_n - 2\alpha t_x^2 \\ - 2\alpha t_x \Delta t - 2\alpha t_x \frac{T_n}{2} = \omega_0 t_n - \alpha t_x^2 + \alpha \Delta t^2 + \alpha \Delta t T_n \end{aligned} \quad (\text{V.3})$$

Depenent de la posició del blanc, la duració del pols rebut T_n variarà de la manera $T_n = T_p - t_n$, on T_p és el temps d'observació. Per tant la fase queda,

$$\begin{aligned} \omega_0 t_n - \alpha t_x^2 + \alpha \Delta t^2 + \alpha \Delta t T_p - \alpha \Delta t(t_x + \Delta t) \\ = \omega_0 t_n - \alpha t_x^2 + \alpha \Delta t T_p - \alpha \Delta t \cdot t_x \\ = \omega_0 t_n - \alpha t_x^2 + \alpha \Delta t(T_p - t_x) \end{aligned} \quad (\text{V.4})$$

Del que queda, el primer terme és la fase desitjada, i els altres dos termes són d'error, provocats pels efectes abans comentats. El primer terme d'error el compensarem multiplicant el senyal comprimit per $e^{j\alpha t^2}$. El segon no es podrà compensar, ja que no

es coneix aquesta diferència entre l'instant de mostreig i l'instant a on està exactament el blanc Δt . Per aquest motiu s'avalua l'efecte d'aquest error.

V.1. Error absolut

S'escriu aquest error aplicant la transformació $\Delta t = \frac{2\Delta R}{c}$, on ΔR és la distància entre el blanc i la mostra més propera, i queda com: $\alpha \frac{2\Delta R}{c} (T_p - t_x)$.

El pitjor cas que es pot trobar per a aquest error, en el cas de fer servir la interpolació veí més proper, és que el blanc quedi situat entre dues mostres, o sigui $\Delta R = \frac{1}{2} \left(\frac{\delta_m}{z_p} \right)$, on $\frac{\delta_m}{z_p}$ és l'increment de mostreig, sent δ_m l'increment de mostreig del sistema i z_p el factor de *zero padding*.

Operant, l'error queda,

$$\varepsilon_\varphi = \frac{\alpha \cdot \delta_m}{c \cdot z_p} (T_p - t_x) \quad (\text{V.5})$$

Cal observar que aquest error dependrà de la distància del radar al blanc, sent més petit a mesura que els blancs estiguin més allunyats del radar.

Per tant l'error de fase absoluta màxim que es tindrà degut al RVP i al pendent de fase serà, per un factor de *zero padding* de 16, $\varepsilon_\varphi = 5,625^\circ$, i per un factor de *zero padding* de 32, $\varepsilon_\varphi = 2,815^\circ$.

Per tal de veure la relació de l'error amb la posició del blanc respecte l'instant de mostreig, s'ha fet una simulació, en la que es simula un blanc centrat azimuthalment i a distància radial 300 *metres*. Es desplaça aquest blanc increments de $\lambda/8$ *metres*, fins a 299,99 *metres* i fins a 300,01 *metres*, i a cada una de les posicions es compara la fase teòrica que hi hauria d'haver amb la que realment tenim.

A la següent figura es mostra l'error, la diferència entre la fase teòrica i la que tenim per al cas que acabem d'exposar, considerant la interpolació veí més proper, i factors de *zero padding* de 16 i 32. Com s'ha vist, a l'augmentar el factor de *zero padding*, aquest error es fa més petit. Els cercles blaus i els punts vermells, corresponen als instants en que tenim una mostra per factors de *zero padding* de 16 i 32 respectivament. S'observa, com era d'esperar que l'error és més petit quan més a prop de la mostra estem.

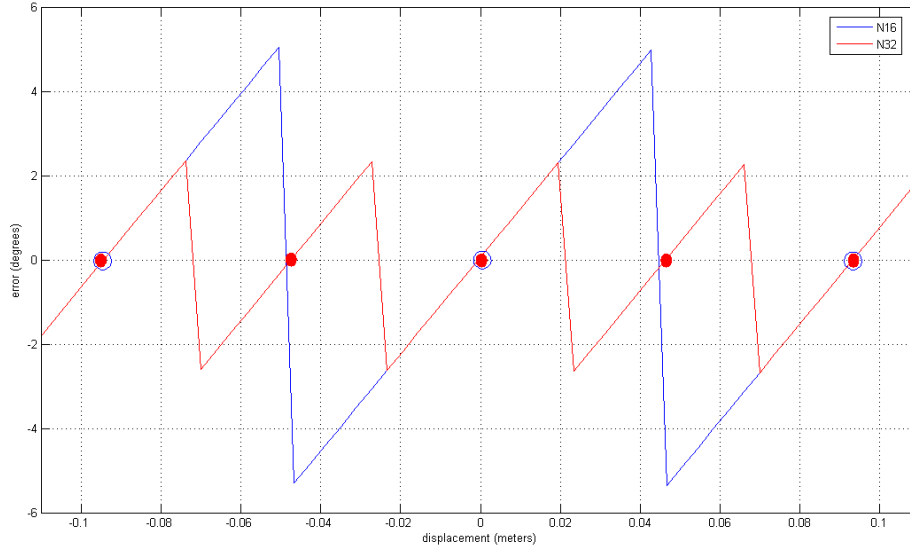


Figura V.1-Error de fase degut al RVP i al pendent de fase

Aquests valors de l'error es poden considerar com un terme de soroll de fase en la mesura que no es un error predictable, però cal destacar que es tracta d'un paràmetre determinista: si es repeteix l'experiment, obtenim el mateix valor.

V.2. Error diferencial

En el cas diferencial, per exemple un interferograma, l'avaluació d'aquest error canvia, ja que, com es veurà, hi ha una part de l'error comuna que quedarà eliminada.

En el cas diferencial, el que es busca és detectar petits canvis, petits desplaçaments dels blancs. Si considerem un blanc puntual que en un determinat instant està en una determinada posició radial R_1 , la seva fase, partint de (V.4), serà $\varphi_1 = \omega_0 t_{n1} - \alpha t_x^2 + \alpha \Delta t_1 (T_p - t_x)$. Si aquest blanc es desplaça, la seva fase canviarà, passant a ser $\varphi_2 = \omega_0 t_{n2} - \alpha t_x^2 + \alpha \Delta t_2 (T_p - t_x)$. La fase diferencial serà,

$$\varphi'_{dif} = \varphi_2 - \varphi_1 = \varphi_{dif} + \varepsilon_{\varphi dif} = \omega_0 \Delta t_{2-1} + \alpha \Delta t_{2-1} (T_p - t_x) \quad (\text{V.6})$$

El primer terme, és el que ens dona la informació de quant s'ha desplaçat el blanc a partir de $\Delta t_{2-1} = \frac{2\Delta R_{2-1}}{c}$, on ΔR_{2-1} és el desplaçament del blanc. El segon terme és

l'error residual que ens queda, i que com en l'apartat anterior, no podem eliminar.

Cal observar que el terme que en l'apartat anterior corregíem, ha quedat eliminat. Això només es podrà considerar cert quan, com en el cas anterior, es consideri que el blanc, abans i després de desplaçar-se, 'cau' a la mateixa mostra. Sinó, lluny de compensar-se es sumaria. Per tant, és millor corregir-lo sempre per evitar aquests casos.

Per tal d'avaluar l'efecte d'aquest error en el cas diferencial, cal tenir en compte que el màxim desplaçament que es pot detectar, sense ambigüitat, d'un blanc és $\lambda/4$, que en la banda que treballem, Banda X (9.65 GHz), correspon a un desplaçament de 7,772 mil·límetres. Si calculem el valor de l'error per aquest desplaçament, queda $\varepsilon_\varphi = 1,31^\circ$.

També ens volem fixar, en les proves interferomètriques que s'han fet a l'apartat IV.5.2. En les dues simulacions que s'han fet, s'han simulat desplaçaments de $\lambda/7$ (apropant el blanc al radar) i $\lambda/8$ (allunyant el blanc del radar), i en el càlcul de la fase, ens han sortit uns errors de $\varepsilon_\varphi = -0,0137 \text{ rad}$ i $\varepsilon_\varphi = 0,012 \text{ rad}$ respectivament. Comprovem que aquests errors es corresponen amb l'error residual obtingut a l'expressió (V.6):

$$\varepsilon_\varphi = \alpha \Delta t_{2-1} (T_p - t_x) = \alpha \left(\frac{2}{3 \cdot 10^8} \cdot \lambda/7 \right) \left(T_p - \frac{2 \cdot 50}{3 \cdot 10^8} \right) = -0,0139 \text{ rad}$$

$$\varepsilon_\varphi = \alpha \Delta t_{2-1} (T_p - t_x) = \alpha \left(\frac{2}{3 \cdot 10^8} \cdot \lambda/8 \right) \left(T_p - \frac{2 \cdot 50}{3 \cdot 10^8} \right) = 0,0121 \text{ rad}$$

La diferència de signe en els dos errors, es provocat per la diferència de sentit en els desplaçaments. En un cas el blanc s'apropa al radar i a l'altre, se n'allunya.

V.3. Conclusions

Tal com s'ha vist, els errors de fase estan correctament caracteritzats, comprovant-ne els resultats amb les simulacions.

Degut a que el pendent de fase s'obté pel fet que en el domini temporal el senyal que processem queda descentrat de l'origen, una possibilitat per reduir-lo seria centrant la finestra de processament de la FFT a l'origen del senyal a processar. D'aquesta manera obtindríem una fase no afectada per la rampa provocada per processar senyals no centrats a l'origen. Això es pot fer en radars CW-FM, com el nostre cas, atès que el domini temporal del senyal és el mateix per tots els blancs, doncs ocupa l'interval de la rampa de freqüència.

VI. ESTUDI DE L'APLICACIÓ DE L'ALGORISME A UN SISTEMA UAV

VI.1. Introducció

En aquest capítol es vol fer un primer estudi de viabilitat d'utilitzar el sistema GB-SAR en plataformes aèries no tripulades. El fet d'utilitzar aquest tipus de sistema, ens permetria obtenir una millora en la resolució, ja que es podria disposar d'una obertura sintètica més gran. També, gracies a la portabilitat, ens permetria adquirir dades de llocs a on no és possible instal·lar el GB-SAR per tal de fer mesures. A la vegada, però, el fet d'implantar el sistema en una plataforma aèria, es perd l'estabilitat que es té al estar fixat a terra, i apareixen una sèrie d'errors que s'han d'estudiar, i alguns d'ells compensar per tal de poder obtenir el resultat desitjat.

S'han de considerar diferents inconvenients, com el fet que a l'estar la plataforma contínuament en moviment, la posició en que es rep el pols reflectit, no és la mateixa posició en que s'envia. També s'han de considerar errors d'ondulació de la trajectòria de la plataforma, així com canvis de velocitat d'aquesta. Finalment cal fixar-se també en els errors d'actitud de la plataforma.

VI.2. Validesa STOP&GO

A l'estar la plataforma en moviment, la posició en que s'envia el pols, no és la mateixa en que es rep la resposta. Perquè l'algorisme *Backprojection* tingui validesa, la distància radar-blanc no ha de variar significativament durant la transmissió i recepció del pols. Es suposarà que cada vegada que s'envia un pols, és com si el radar esperés estàtic l'arribada de la resposta per un cert blanc, d'aquesta manera es pot considerar com si fos un sistema STOP&GO. Per factors $T_p \cdot BW \geq 20$, l'aproximació es pot considerar acceptable (Crespo, 1998 pág. 26) (Curlander, et al., 1991). Valors típics que trobem en el cas del GB-SAR, poden ser $T_p = 50\mu s$ i $BW = 144MHz$, per tant es pot considerar correcta l'aproximació.

VI.3. Errors translació i d'instant de mostreig

El fet de no tenir la plataforma fixa, provoca que la trajectòria que segueix el radar no sigui recta i onduli, i que sigui difícil mantenir una velocitat constant de la plataforma. Com a errors de translació considerarem aquells errors que suposin un desplaçament del centre de fases respecte la seva trajectòria nominal. Pel que fa als canvis de velocitat del radar, provocaran que les mostres no s'adquireixin de forma equiespaiada, la qual cosa es pot entendre com un error en l' instant de mostreig.

Es considera que en un instant u el radar es troba a la posició $[x_e(u), u + y_e(u)]$, on $x_e(u)$ es refereix a un error de translació, i $y_e(u)$ a un error en l' instant de mostreig. La trajectòria descrita pel radar es pot representar com,

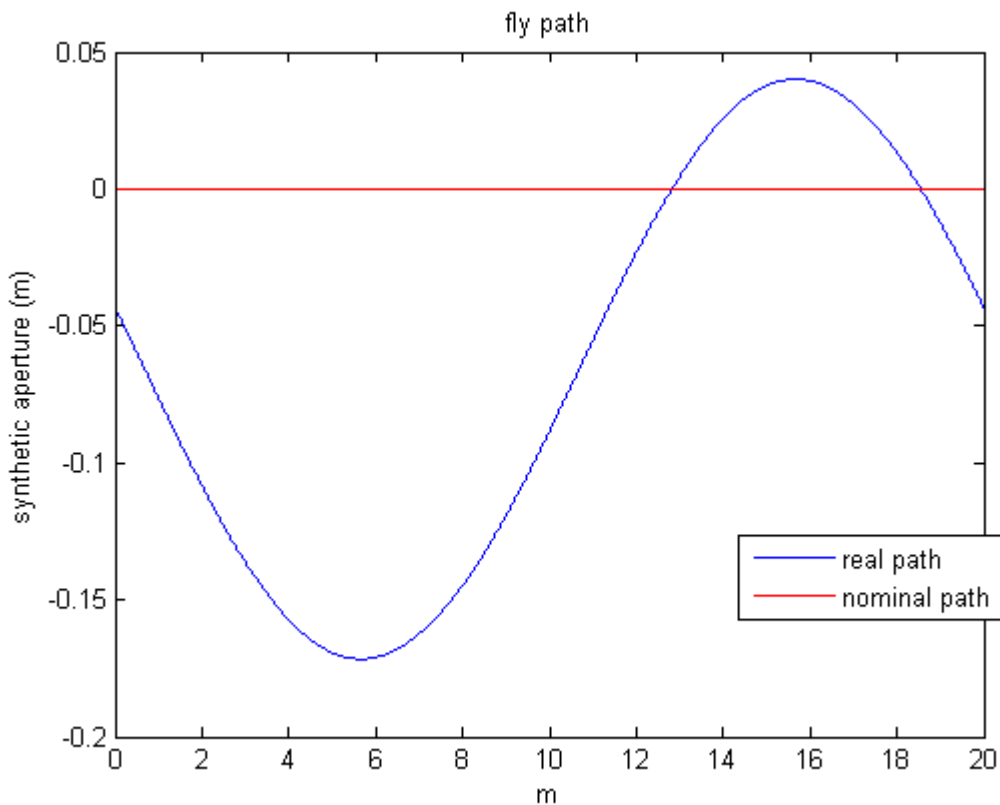


Figura VI.1-Possible trajectòria del radar vs la trajectòria nominal

L'algorisme *Backprojection* es pot modificar de manera senzilla per incorporar-hi la correcció d'errors de trajectòria coneguts. Només fent un canvi al bloc interpolador, podrem reconstruir correctament l'escenari.

Per un blanc situat a (x_i, y_j) , aquest s'haurà de posar a,

$$t_{ij}(u) = \frac{2\sqrt{(x_i - x_e(u))^2 + (y_j - u - y_e(u))^2}}{c} \quad (\text{VI.1})$$

Per comprovar-ho, s'ha fet la simulació d'un escenari, amb 2 blancs puntuals situats a $(x_1, y_1) = (50, 0)$ metres i $(x_2, y_2) = (30, -3)$ metres. La longitud de l'obertura sintètica de 20 metres i el pas de mostreig 1 cm, el que suposa un total de 2000 mostres. L'ample de banda que s'utilitza en aquest cas és $BW = 144$ MHz i la portadora $f_0 = 9,65$ GHz. En aquest cas es suposa velocitat constant per simplicitat en el procés de simulació, i per tant no es consideren errors en l'instant de mostreig. S'ha simulat que el radar no segueix una trajectòria recta, sinó que hi ha un error de translació que segueix el patró de la següent figura,

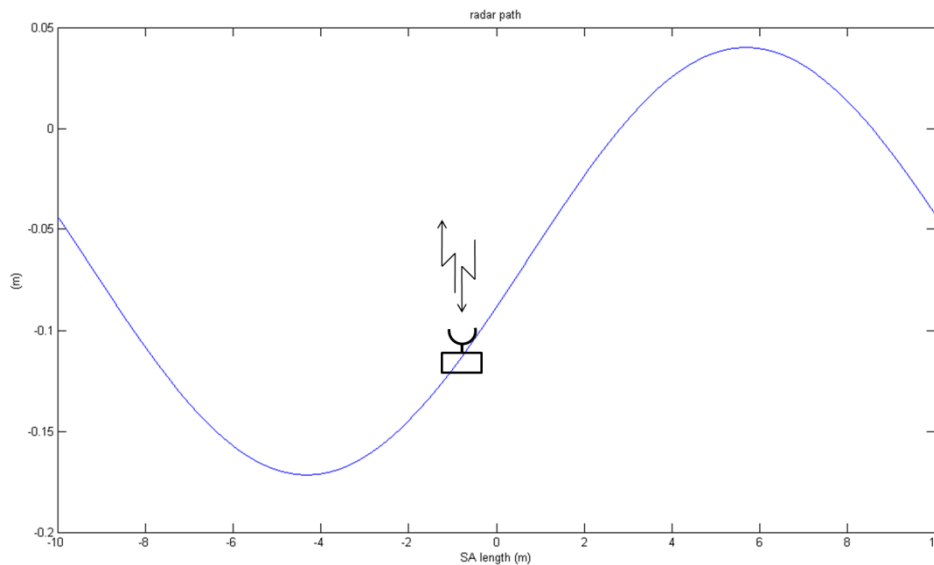


Figura VI.2-Trajectòria del radar durant la captura

Al processar les dades obtingudes amb l'algorisme sense aplicar cap mena de correcció, ens trobem que la imatge de reflectivitat resultant surt mal enfocada,

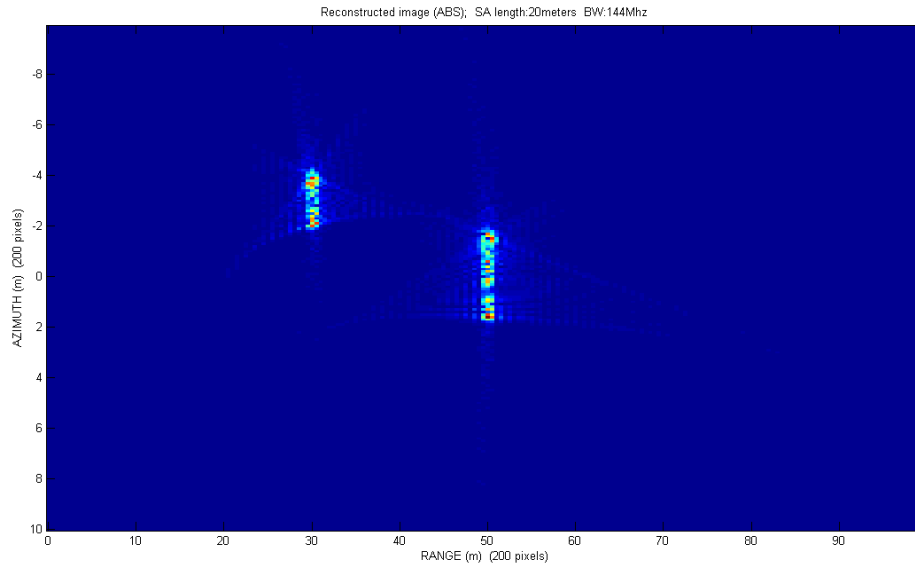


Figura VI.3-Reconstrucció sense correcció de moviment

Partint de la base que coneixem l'error respecte la trajectòria nominal, *Figura VI.2*, modifiquem l'algorisme, en la part d'interpolació, segons l'equació (VI.1). La imatge de reflectivitat resultant del nou processat és la següent,

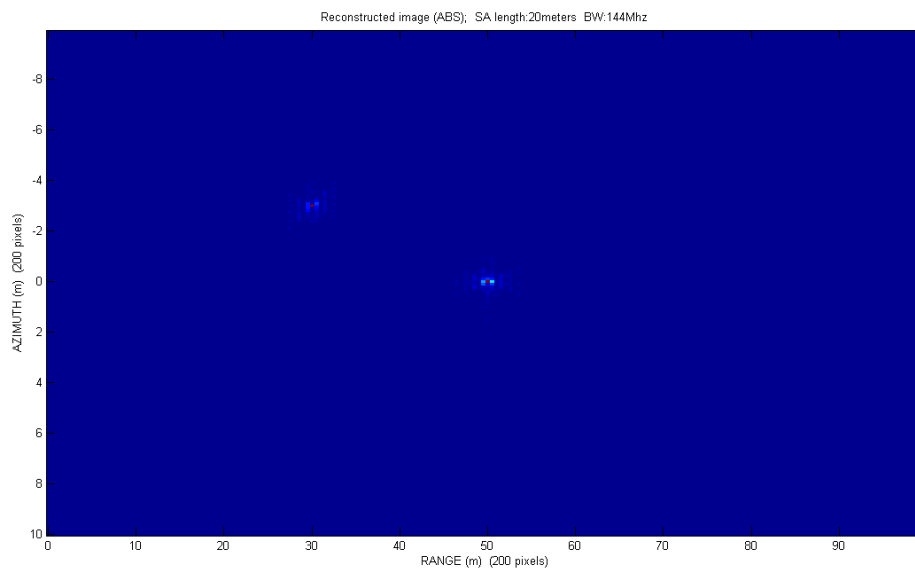


Figura VI.4-Reconstrucció amb correcció de moviment

Com s'observa, ara els blancs surten ben enfocats en la posició corresponent. Fem un zoom a la zona a on es troben per comprovar-ho,

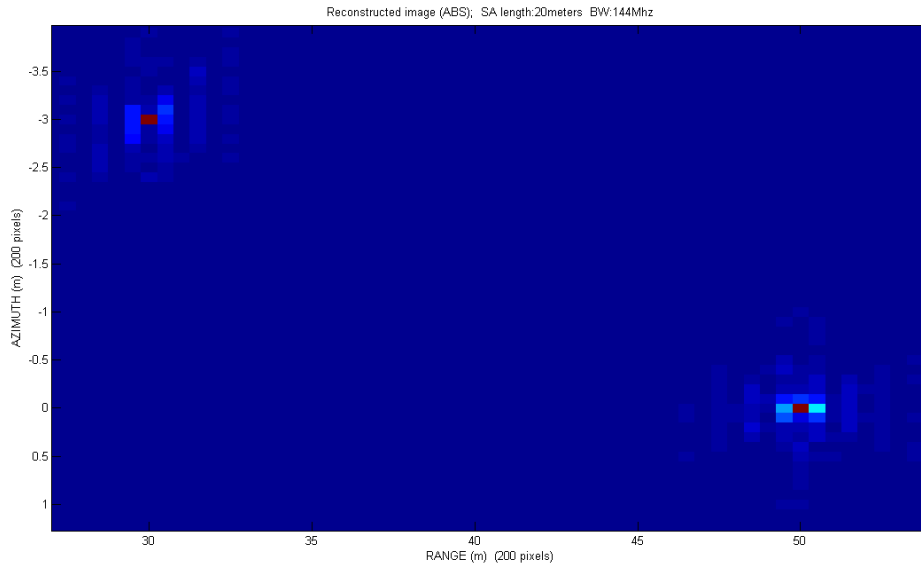


Figura VI.5-Reconstrucció amb correcció de moviment (zoom)

VI.4. Errors d'actitud

En aquest apartat, comentarem per sobre els efectes que poden produir els errors d'actitud que sofreixen totes les plataformes mòbils, i que en son tres: roll (balanceig) , pitch (capcineig) , yaw (guinyada).

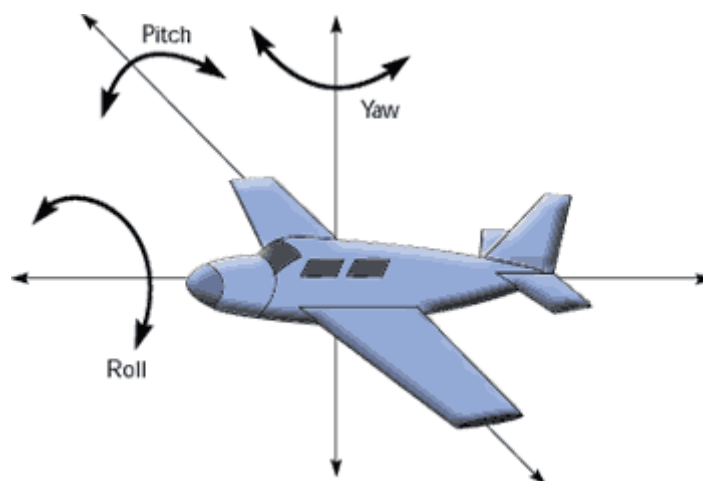


Figura VI.6-Roll-Pitch-Yaw

Tots ells, excepte el capcineig, suposen un desplaçament de la freqüència en azimuth, desplaçament, en general, depenent del *range*. Aquest desplaçament provoca un

desplaçament de la freqüència Doppler central i una variació de la pendent de la variació d'aquesta freqüència, es a dir, del factor de modulació.

A part, tots ells provoquen errors en l'amplitud del senyal rebut, degut a la variació de l'angle amb que els senyals rebuts travessen el diagrama de radiació de l'antena.

VI.5. Conclusions

L'objectiu d'aquest projecte no era un estudi a fons de l'aplicació del radar en una plataforma aèria sino fer-ne un primer estudi de viabilitat. S'ha vist que es compleixen una sèrie de condicions que en fan viable l'adaptació a aquest tipus de plataformes, un estudi més a fons del efectes que queden per evaluar podria ser motiu d'un altre PFC.

VII. CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES

L'objectiu d'aquest projecte era la caracterització d'un processador SAR basat en la tècnica de *Backprojection*, adaptat al GB-SAR de la UPC.

Durant el projecte es desenvolupa l'estudi de la tècnica de processat i la implementació de l'algorisme. S'exposen els errors que sorgeixen del processat i se'n fa un estudi. Per tal de poder comprovar el correcte funcionament de l'algorisme, també s'ha desenvolupat un simulador que serveix per generar escenaris formats per un conjunt de punts dispersos d'amplitud, fase i posició arbitràries. El simulador ha sigut clau per tal de poder estudiar el resultat de l'algorisme, veure que els resultats eren coherents i validar els errors que genera el sistema. De cara al futur seria interessant l'adaptació del simulador a la creació de blancs dispersors de superfície o volumètrics per poder fer estudis de noves aplicacions.

A banda de processar dades simulades, també s'han processat dades reals obtingudes pel GB-SAR de l'UPC a la població de Sallent, per veure que s'obtenien els resultats desitjats i que l'algorisme era realment vàlid.

Finalment s'ha fet un estudi bàsic de la viabilitat d'adaptar el sistema a una plataforma aèria, veient que compleix una sèrie de requisits que el farien viable, tot i que és un apartat que encara s'ha de desenvolupar molt ja que hi ha molts factors a tenir en compte a diferència d'un radar que es mou per una línia estable.

VIII. Bibliografía

Aguasca, Albert, et al. 2004. A Solid State L to X-band Flexible Ground-based SAR System for Continuous Monitoring Applications. *Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2004. IGARSS '04. Proceedings. 2004 IEEE International*. Anchorage, AK, Septiembre 2004. Vol. 2, pp. 757 - 760. 0-7803-8742-2/04/\$20.00 (C) 2004 IEEE.

Carrara, Walter G., Goodman, Ron S. and Majewski, Ronald M. 1995. *Spotlight Synthetic Aperture Radar: Signal Processing Algorithms*. Artech House, 1995.

Crespo, Juan Carlos. 1998. Metodología Global de Processado y Compensación de Movimiento SAR. *Tesis Doctoral presentada en Univ. Politecnica de Madrid*. Madrid, 1998.

Curlander, John C. and McDonough, Robert N. 1991. *Synthetic Aperture Radar - Systems and Signal Processing.*: John Wiley & Sons, Inc, 1991.

Martín, Fernando, Aguasca, Albert and Broquetas, Antoni. 2006. Performance Study of Quantized Linear Frequency Modulated signals and its application to CW radars. *2006 European Radar Conference*. Manchester UK, Septiembre 2006. pp. 100-103. 2-9600551-7-9 (C) 2006 EuMA.

Pipia, Luca, et al. 2007. A Subsidence Monitoring Project using a Polarimetric GB-SAR Sensor. *Proceedings of the 3rd International Workshop on Science and Applications of SAR Polarimetry and Polarimetric Interferometry*. [Workshop (PolInSAR-2007)]. Fracati IT, Enero 2007. pp. 1-4.

Skolnik, Merrill I. 1990. *Radar Handbook*. : McGraw-Hill, Inc., 1990.

Soumekh, Mehrdad. 1999. *Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing with Matlab Algorithms*. : John Wiley & Sons, Inc, 1999.