

# Analyse des données brutes des RADARs spatioportés Sentinel 1 : traitement des signaux radiofréquences

J.-M Friedt, 10 mai 2021

L'agence spatiale européenne (ESA) diffuse librement les données acquises par les RADARs spatioportés Sentinel1. Au-delà de la mesure de distance à une cible, l'exploitation de ces données permet d'extraire bien des informations sur les conditions de propagation et de réflexion des ondes électromagnétiques émises autour de 5,405 GHz. L'analyse des données brutes permet d'atteindre un tel objectif, de l'utilisation des phases d'écoute du satellite comme radiomètre à la détection des émetteurs au sol autour de sa bande de fréquence de fonctionnement C civile ou G militaire. L'ESA ne supporte pas officiellement le décodage des données brutes ... qu'à cela ne tienne, nous allons pallier cette déficience en analysant le format des données et en fournissant la solution au décodage des informations brutes disponibles sur le site Copernicus, validée par la compression en azimuth et en distance des impulsions ... et bien plus!

## 1 Introduction

Nous avons dans ces pages [1] présenté l'exploitation des données acquises par les RADARs spatioportés de l'ESA Sentinel 1 pour une mesure interférométrique des déplacements fins de la surface du globe sous impact anthropique (exploitation de la nappe phréatique ou des ressources minières) ou naturel (tremblement de terre). Pour ce faire, nous avons tiré partie de données complexes, au sens qu'elles sont caractérisées par une partie réelle et une partie imaginaire, fournies par l'ESA après traitement pour transformer les mesures brutes acquises dans le temps (*range*) et le long de l'orbite du satellite (*azimuth*) en coordonnées spatiales géographiques de longitude et latitude. Ce faisant, nous avons exploité les données dites de niveau 1 (*Level 1*), convenablement traitées par ESA, mais nettoyées de bien des données des signaux radiofréquences bruts dont nous pourrions tirer parti si nous savions les lire. Pourquoi avoir mis des RADARs dans l'espace? Pour paraphraser le film "The Courier" à 55 minutes, "Can they get a U-2 in the air? This time of year there's just too much cloud cover. 'Til October you're all I got." les observations optiques sont trop dépendantes du couvert nuageux [2], alors que les RADARs perçoivent tout mouvement (Doppler) ou infrastructure (section RADAR) variant avec une résolution millimétrique (InSAR) quelque soit le lieu sur la surface de la Terre (orbite polaire) observé. Qui plus est, l'ESA met ces données à disposition de qui veut bien prendre le temps d'apprendre à les exploiter! Alors retrouvons nous les manches et exploitons.

L'ESA annonce [3] ne supporter que Level 1 bien que mettant les informations brutes (*raw*) dites de Level 0 à disposition de toute personne qui a assez de temps à perdre pour les décoder et les analyser (Fig. 1). Un bon hacker ne sait résister à ce besoin de connaître la source des données qu'il exploite, et il était évidemment impossible de résister à l'appel du décodage de Level 0, objet de la présente prose. Si un outil libre n'existe pas pour arriver à ses fins, une seule solution : se retrouver les manches et le rédiger.

Notre objectif ne sera pas tant de reproduire l'ensemble des traitements menant des produits de niveau 0 à niveau 1 (*Level 0* à *Level 1*) mais de démontrer la capacité à lire les données brutes et en extraire les caractéristiques physiques, ouvrant la voie à des analyses telles que les émissions radiofréquences parasites [4], par exemple les émissions du RADAR de surveillance des batteries de missiles Patriot[5] ou les vaisseaux de la flotte russe [6] – tout RADAR militaire en bande G en général – ou le décalage Doppler induit par le mouvement des masses d'air traversées par l'onde électromagnétique [7]. Cependant, nous nous efforcerons de valider la lecture et le décodage des informations brutes transmises par le satellite en évaluant l'adéquation du traitement de compression en distance (*range*) et azimuth pour retrouver une image en coordonnées spatiales (X,Y) correspondant classiquement à longitude et latitude (Fig. 2). En effet, ces traitements nécessitent de comprendre la forme du signal électromagnétique émis par le satellite ( $\varphi(t)$  sur la Fig. 2), les paramètres orbitaux (altitude et donc vitesse du satellite) et les caractéristiques du faisceau illuminant la cible (le bonhomme filiforme au sol) : en effet, dans le principe du RADAR à antenne à ouverture synthétique, le mouvement du satellite le long de son orbite permet d'observer la cible selon divers points de vue (faisceaux vert, rouge puis bleu) et la compression en azimuth tente de faire converger la puissance réfléchie par la cible au cours du trajet du satellite en un unique point lors du passage des coordonnées (distance, azimuth) à (X, Y). La compression en distance est plus simple à

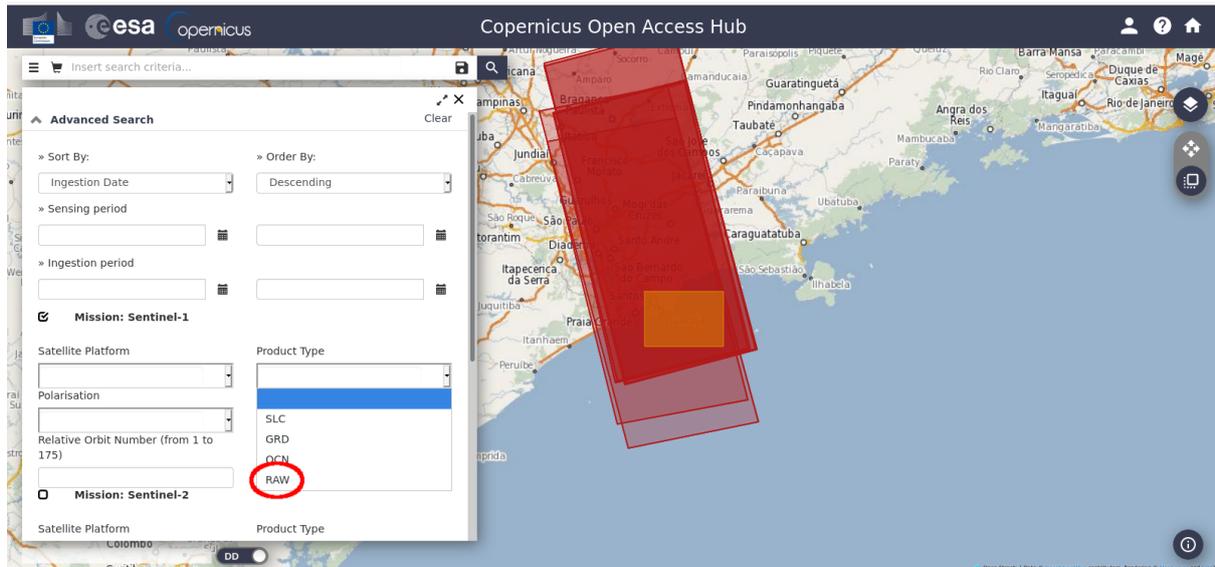


FIGURE 1 – Récupération des données brutes de Sentinel 1 sur le site Copernicus de l’ESA, dernière option du menu déroulé dans l’interface graphique.

comprendre puisqu’elle se contente d’identifier le temps de vol entre le satellite et la cible. Nous référerons à l’axe des distances comme l’axe rapide (où le temps est représenté en microsecondes) tandis que le temps le long de l’azimuth, avec un échantillonnage déterminé par le taux de répétition des impulsions, sera le temps lent où l’unité sera la milliseconde.

Pour atteindre l’objectif d’analyser les informations brutes de Sentinel-1, nous retrouverons les paquets au format CCSDS (*Consultative Committee for Space Data Systems*) qui uniformise le format des transactions entre vaisseaux spatiaux, que nous avons intensivement étudié auparavant [9], sans ici nous soucier de la couche physique qui a déjà été prise en charge par ESA lors de la restitution et le stockage des fichiers collectés depuis le satellite. Comme mentionné dans la discussion sur Meteor-M2, la raison de ce codage des informations en paquets est la multitude de satellites en orbite basse (altitude autour de 700 km) qui communiquent avec les satellites en orbite géostationnaires (altitude de 36000 km) pour router le message vers les récepteurs sur Terre : les Sentinel communiquent avec les relais européens EDRS-A et EDRS-C par un lien optique de plus de 37000 km avec un débit de communication atteignant les 1,8 Gb/s! Alors que les satellites en orbite basse ne sont visible qu’une dizaine de minutes lors d’un passage au dessus d’un point sur Terre, les satellites géostationnaires restent en position fixe relativement au récepteur sur Terre qui bénéficie donc d’une antenne de fort gain pointée dans cette direction. C’est ainsi que les données brutes de niveau 0 des Sentinel1 sont disponibles environ 1 h après le passage du satellite, sans devoir attendre le traitement de l’ESA pour les passer en niveau 1. Nous verrons ensuite comment décompresser les données pour en extraire les coefficients complexes I et Q, pour finalement appliquer la compression d’impulsion en distance (*range compression*) par corrélation des signaux décodés avec l’impulsion radiofréquence émise dont les caractéristiques sont extraites de la télémessure, et poursuivrons en abordant la compression en azimuth (*azimuth compression*) le long de l’orbite du satellite. Finalement, nous concluerons par l’analyse des phases d’écoute du RADAR spatio-porté alors qu’aucune puissance des échos ne lui revient, pour écouter les signaux venus du sol dans un contexte radiométrique (écoute passive des signaux émis par le sol) ou d’illumination par les RADARS militaires ou météorologiques émettant depuis le sol ou la mer.

## 2 Les paquets CCSDS

Le site Copernicus de l’ESA qui distribue les données acquises par ses satellites Sentinel d’observation de la Terre propose l’option RAW, à savoir les données brutes directement reçues du satellite sans aucun traitement préalable. Nous pourrions donc tenter d’en tirer des informations qui n’étaient pas prévues

Figure 5.1. Sentinel-1 operational modes.

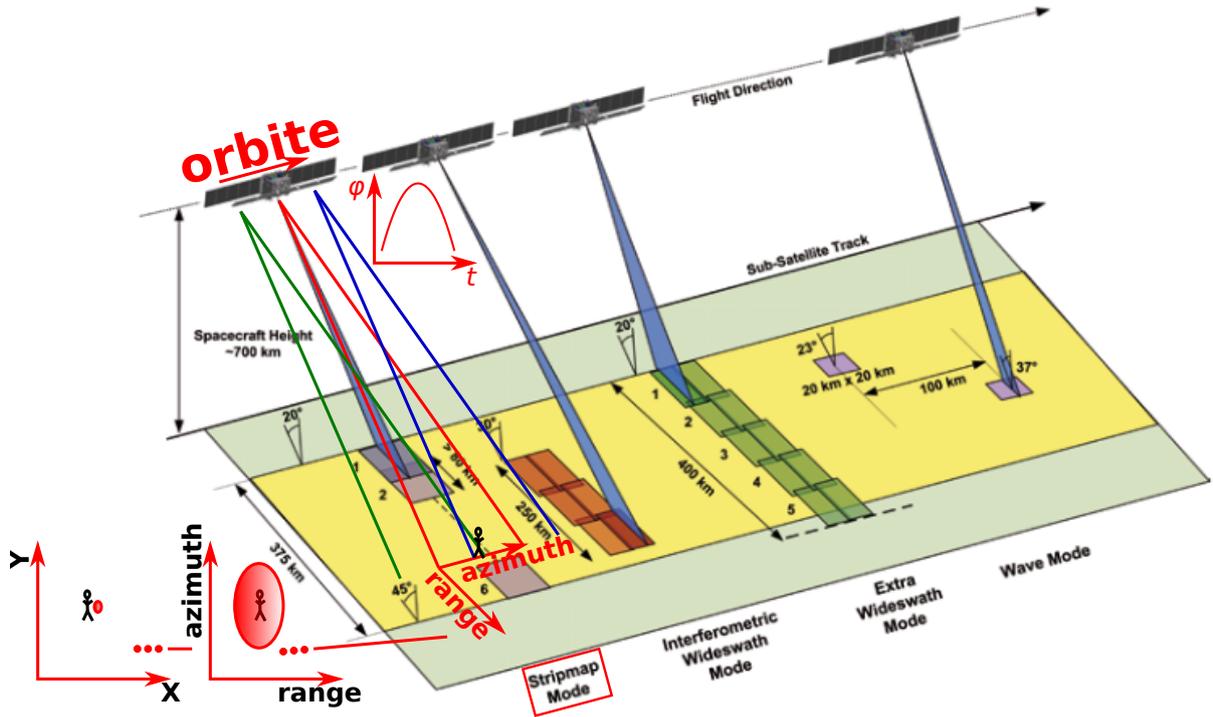


FIGURE 2 – Illustration des modes de fonctionnement de Sentinel-1 issue de [8], et annotation du mode StripMap (SM) avec les divers paramètres de mesure qui nous serviront à valider le décodage des images brutes dans ce document, en particulier lors de la conversion de la représentation (range, azimuth) en coordonnées cartésiennes (X,Y) par compression d’impulsion selon les deux axes pour focaliser le nuage de réflexions électromagnétiques (halo rouge en bas à gauche) en un point d’extension le plus réduit possible autour de la cible.

au lancement. Cependant, chaque fichier fait un petit GB et il va falloir trouver de l’ordre dans cette masse d’octets. Contrairement à notre étude antérieure sur Meteor-M2, nous supposons que l’intégrité des paquets a été prise en charge par l’ESA qui nous fournit des fichiers complets, évitant d’aborder à nouveau les codages de Viterbi et Reed-Solomon. Il faut donc comprendre la structure des fichiers.

```

jmfriedt@rugged:/tmp$ xxd s1b-iw-raw-s-vv-20210216t083028-20210216t083100-025629-030def.dat | head -5
00000000: 0c1c eb95 4b15 4d56 4536 6e01 352e f853  ...K.MVE6n.5..S
00000010: 061b de80 0800 0000 0001 11c5 d300 03ab  ....
00000020: 9500 03b6 b80c 1f00 0808 8645 302f 0007  ....E0/..
00000030: af09 0055 6300 11a8 0036 4a7c 6181 0600  ...Uc....6JlA...
00000040: 0a2e 5d00 03dc 0528 bc9a b264 3817 302b  ..J....(....d8.0+

```

FIGURE 3 – Premier contact avec le paquet CCSDS : sans même commencer à en étudier la structure, le marqueur de synchronisation est immédiatement visible dans l’affichage en hexadécimal des données brutes.

Chaque paquet CCSDS est formé d’un premier entête (*primary header*) qui annonce quelle plateforme spatiale a envoyé quelle information, suivi du second entête (*secondary header*) qui fournit les détails sur la charge utile transmise, ici les mesures du RADAR spatioporté. Ces informations incluent l’attitude et la position du satellite le long de son orbite, les paramètres d’émission et de réception des signaux radiofréquences illuminant le sol pour les mesures RADAR, et la nature des informations acquises telles que la taille du paquet de données. Nous allons déjà commencer par valider notre compréhension de cette structure avant de tenter de décoder la charge utile : si notre compréhension du format des paquets est correcte, nous devons décoder un entête, sauter la charge utile et retrouver un nouvel entête. Heureusement chaque paquet contient un mot de synchronisation (Fig. 3) pour vérifier que nous n’avons pas

sauté de bit ou d’octet dans le traitement et que nous restons synchronisés avec le flux de données (Fig. 4).

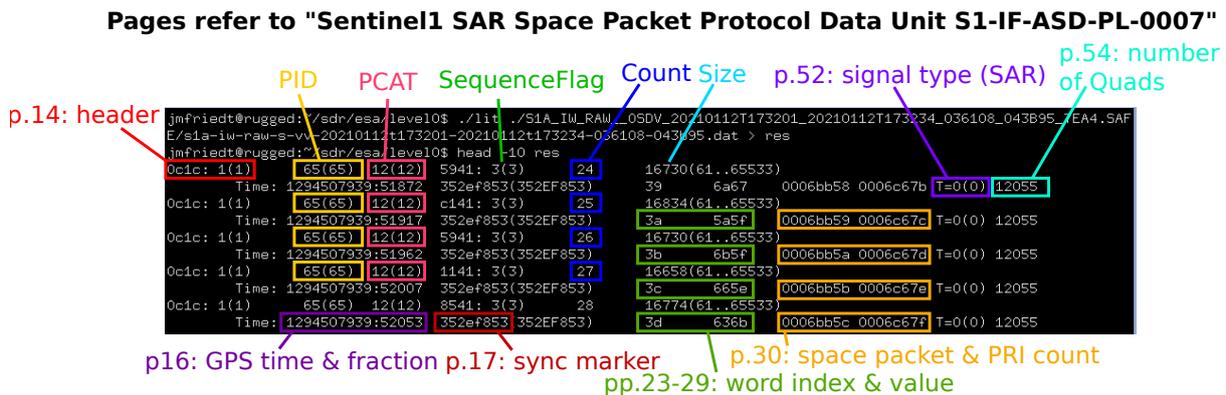


FIGURE 4 – Décodage des paquets CCSDS successifs, avec identification du mot de synchronisation et surtout la cohérence d’un nouveau paquet lorsque nous sautons la charge utile. Les entêtes sont donc correctement décodés.

Les champs concernant l’attitude du satellite sont un peu spéciaux car un seul registre est transmis par paquet sous la forme d’un couple indice du registre et valeur de son contenu. La lecture de la documentation technique [10] fait un peu peur au premier abord car il est difficile de comprendre où tous les champs décrits vont tenir dans l’entête, avant de finalement réaliser que ces champs sont transmis *séquentiellement* paquet après paquet. Nous ne nous en servons pas et donc ne tiendrons pas compte de ces informations, nécessaires pour positionner les points dans un contexte géographique sur la surface de la Terre.

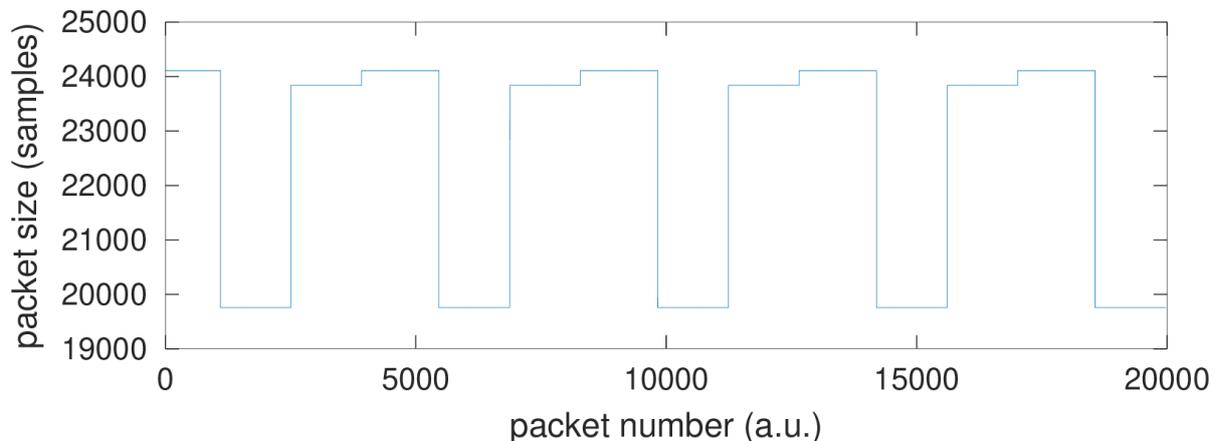
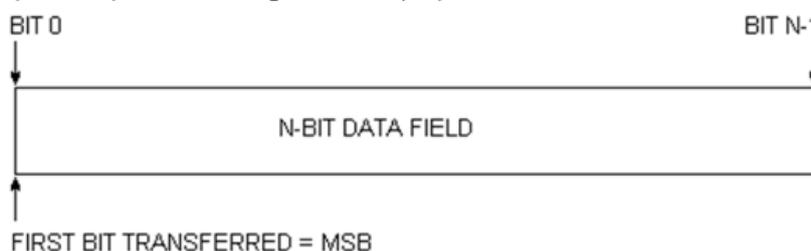


FIGURE 5 – Longueur des paquets (champ : NQ) démontrant clairement les trois faisceaux illuminant séquentiellement le sol.

Finalement, notons une “originalité” de la documentation qui impactera notre compréhension de la suite de l’étude : l’ESA est la première source de documentation que nous découvrons qui indexe son bit de poids fort ( $2^7$ ) par 0 et son bit de poids faible ( $2^0$ ) par 7! Cette organisation est documentée (Fig. 6), mais dans les pages de généralités que nous ne lisons jamais [10, p.10], et nous avons omis d’identifier cette originalité avant de chercher à comprendre l’organisation bit par bit de la charge utile telle que décrite dans la section suivante.

For the interpretation of the binary code in the N-BIT FIELD the first bit ("Bit 0") is the most significant bit (msb), the last bit ("Bit N-1") is the least significant bit (lsb).



**Fig. 1-1: Bit Numbering Convention**

FIGURE 6 – Documentation de l'ordre des bits, avec le poids fort à gauche indexé par 0 et le poids faible à droite indexé par 7!

### 3 Décompression : décodage de Huffman

Une fois les deux entêtes – primaire et secondaire – convenablement décodés ainsi que la taille de la charge utile, reste à comprendre l'organisation desdites informations. Sentinel1 transmet une telle masse de données qu'il faut optimiser la bande passante disponible en compressant. La compression est une méthode classique de traitement des données, mais elle fait intervenir une analyse bit par bit et non octet par octet ou mot par mot qui est toujours un peu pénible à mettre en œuvre. Étant donné que l'unité de traitement en C est l'octet (`char`), il nous faudra mémoriser l'indice (bit) au sein de quel octet nous sommes en train d'analyser.

Divers articles discutent du protocole de compression FDBAQ (*Flexible Dynamic Block Adaptive Quantization*) et en particulier [12] qui propose l'idée fort intéressante d'afficher le taux de compression des divers paquets. En effet, l'efficacité de la compression et sa fidélité aux données originales doit être d'autant plus efficace que de la structure est visible dans l'image. Ainsi, la nature de la zone observée doit se retrouver dans la déclinaison du mode de compression choisi. En effet, nous apprenons de la documentation [10, pp.71–73] que cinq modes de compression sont proposés, du plus simple au plus complexe mais aussi du plus court au plus long (Fig. 9). Au cours de nos expériences, le dernier cas (compression la plus détaillée) n'a jamais été rencontrée et son implémentation jamais validée. La description du code [10, pp.71–73], peut à première vue faire peur (Fig. 7), jusqu'à ce qu'on commence l'implémentation. Nous constatons dans ces deux cas nommés BRC2 et BRC3 que nous nous contentons de compter le nombre d'occurrences de 1, puisque le premier 0 rencontré se traduit par la sortie de l'arbre avec le retour d'une valeur fournie dans la ligne du bas, et ce avec un résultat maximal égal à  $k$  qui fait sortir du parcours de l'arbre. La cas BRC3 impose un cas additionnel dans la machine à états qui est le premier "0" rencontré qui se décline encore en deux cas possible, mais l'algorithme final de décodage reste somme toute très simple. Le résultat de ce décodage contient donc d'abord un bit de signe suivi d'une valeur, qui doit être quantifiée par un facteur valable pour une séquence consécutive de mesures nommé THIDX (Fig. 8). Nous avons longuement cherché où trouver ce coefficient avant de le trouver en début des trames paires [10, p.68]. Ainsi, les coefficients I et Q sont interlacés, avec d'abord tous les I (pairs et impairs) puis tous les Q (pairs et impairs), les I pairs (IE) étant préfixés du facteur de compression BRC valable pour les 128 valeurs qui vont suivre, et les Q pairs préfixés du facteur d'homothétie THIDX qui sera lui aussi valable pour ces mêmes 128 valeurs. Il faut donc traiter tout un tableau de  $2 \times NQ$  coefficients IQ (deux car pairs et impairs sont séparés) avant de pouvoir appliquer la quantification et donc obtenir les valeurs finales.

#### Codage de Huffman

L'arbre binaire de codage de Huffman [13] est la façon optimale d'encoder une information sans pertes en fonction de la probabilité d'apparition de ses symboles. Habituellement, l'arbre de Huffman est assemblé dynamiquement par analyse statistique des données encodées, et cet arbre

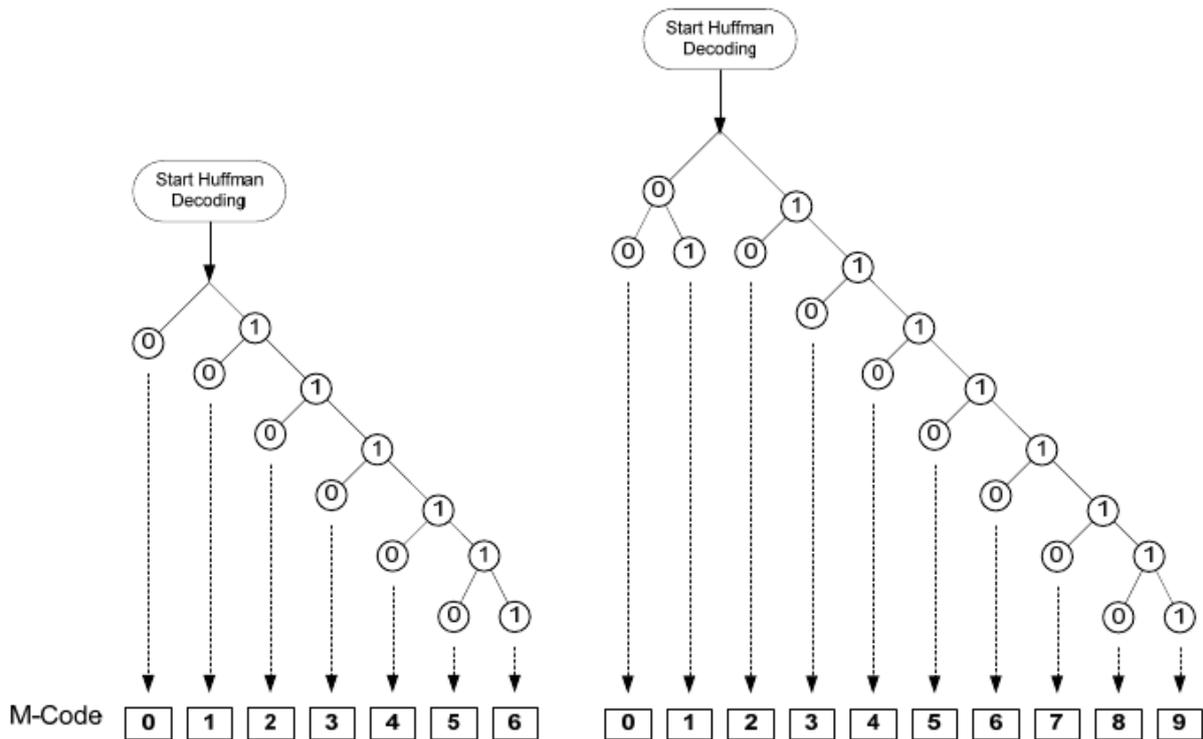


FIGURE 7 – Deux exemples d’arbre de Huffman, à gauche BRC2 qui se contente de compter le nombre de 1 successifs, et à droite BRC3 à peine plus complexe avec son branchement de la machine à états sur la première occurrence de “0”.



FIGURE 8 – En haut les coefficients I pairs (IE) sont préfixés du facteur de compression BRC définissant l’arbre de Huffman à suivre pour décoder les valeurs, et en bas les Q pairs (QE) sont préfixés du facteur de quantification THIDX qui seront appliqués à tous les éléments de la ligne correspondante I et Q. Tout le tableau doit donc être analysé avant de fournir les valeurs résultant du décodage.

est transmis en même temps que le fichier compressé. Dans le cas de FDBAQ, ces arbres ont été

pré-calculés par ESA et sont diffusés dans la documentation. Nous y observons que les valeurs faibles sont favorisées, avec “0” ne nécessitant que 2 bits, et les valeurs plus élevées nécessitent de plus en plus de bits dans leur expression binaire, mais leur apparition rare permet globalement de réduire la taille des messages transmis par Sentinel1 vers le sol. Le codage de Huffman était utilisé dans le vénérable outil `pack` d’unix, supplanté maintenant dans tous les outils de compression de fichiers par les algorithmes de Lempel-Ziv et leurs dérivés, mais reste au cœur de `gzip`.

## S1A\_IW\_RAW@\_OSDV\_20210112T173201\_20210112T173234\_036108\_043B95\_7E

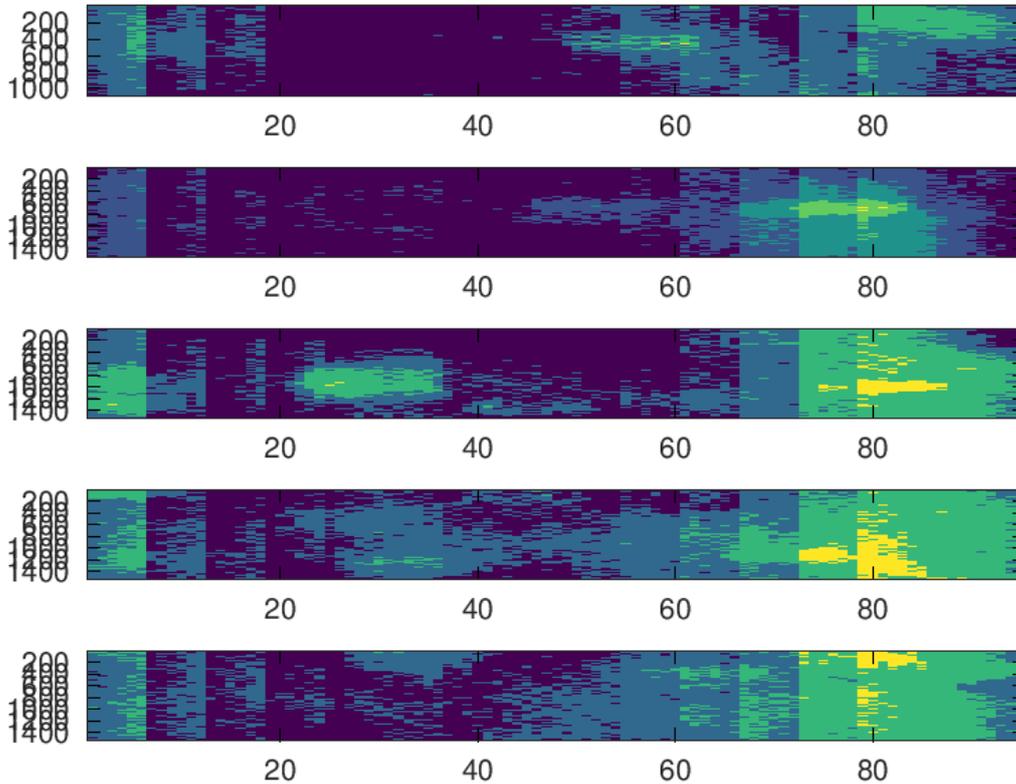


FIGURE 9 – Choix du mode de compression BRC en fonction de la nature des données acquises. La distribution géographique des terrains observés est clairement restituée dans la nature de la compression.

Nous constatons sur une région telle qu’au-dessus de Besançon (Fig. 9) qu’une certaine cohérence se dessine dans la distribution du facteur de compression, de 0 en bleu à 3 en jaune qui est associé à des régions plus riches en structures à analyser. Comme le facteur de compression est valable pour les 128 valeurs de coefficients ( $I, Q$ ) successives, la résolution de l’image résultante est forcément médiocre dans la direction de la distance, en abscisse sur ces figures. Dans le mode IW (Interferometric Wide), le faisceau du RADAR balaie 3 zones (dites IW1 à IW3) et au sein de chaque *swath*, plusieurs segments (*bursts*) successifs sont émis. Ici nous avons analysé uniquement IW2 et les imagerie en ordonnées correspondent aux segments successifs acquis.

Afin de faciliter les analyses qui vont suivre et nous focaliser uniquement sur la validité du décodage et non l’assemblage d’images formées de diverses sous-structures, nous nous focaliserons dans un premier temps sur le mode StripMap le plus simple à analyser puisque cette fois le satellite se contente de balayer une zone alors qu’il avance le long de son orbite sans diriger le faisceau par synthèse électronique de faisceau d’antenne pour balayer les divers *swaths*. En prévision de la section suivante, nous traçons le module du complexe  $I + jQ$  en assemblant le nombre  $NQ$  d’échantillons indiqué dans la télémétrie, et constatons en Fig. 10 une distribution qui semble pertinente, sans structure claire visible mais un nuage flou correspondant à des cibles potentielles avant compression en distance et azimuth : il semble que nous

soyons sur la bonne voie.

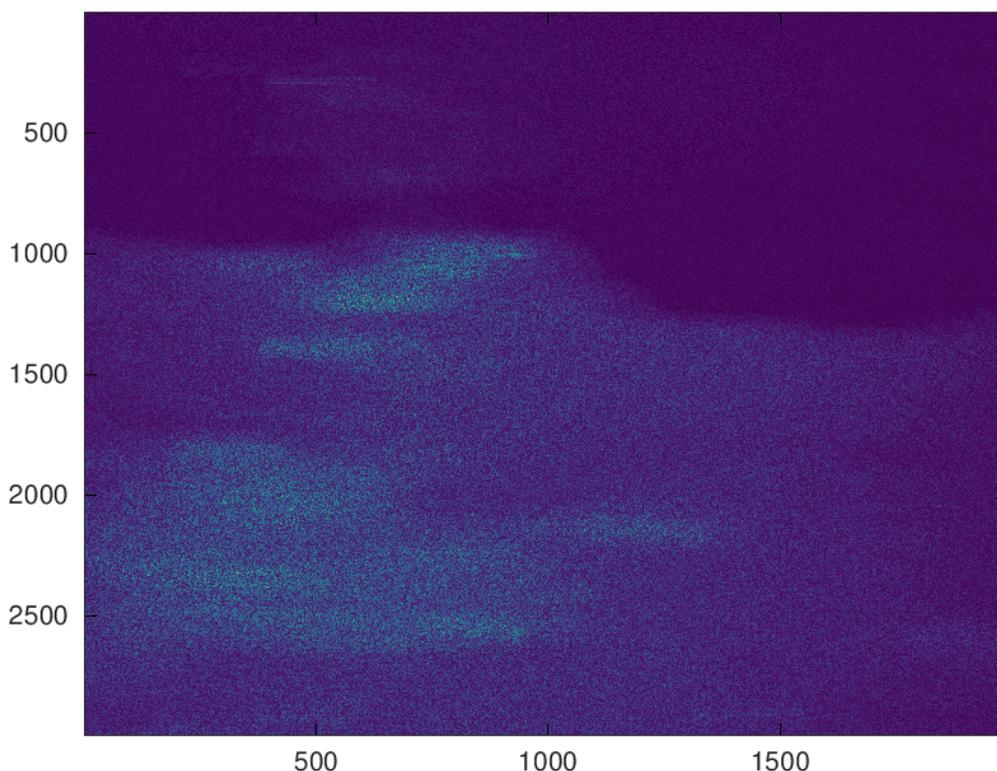


FIGURE 10 – Premier résultat brut du module de  $I + jQ$  dans le plan  $\{\text{azimuth}, \text{distance}\}$  : la structure quasiment aléatoire avec un nuage au milieu de l'image semble en accord avec la statistique d'un signal RADAR avant compression en distance puis azimuth. Les abscisses et ordonnées sont des indices de points sans signification quantitative de distance à ce stade du traitement.

## 4 Compression d'impulsion en distance

Nous avons le sentiment d'avoir décodé une séquence de coefficients  $I + jQ$  ressemblant à une structure de signaux RADAR, mais sommes nous certains de leur intégrité? Seule l'obtention d'une image permettra de réellement se convaincre de la cohérence des décodages et par conséquent la capacité à extraire de l'information nouvelle. La difficulté des modes Interferometric Wide (IW) et Extra Wide (EW) est que le faisceau, en plus de subir le décalage Doppler dû au mouvement du satellite, est balayé électroniquement, amenant une seconde composante de décalage de fréquence au terme constant lié au mouvement tel que décrit à <https://sentinel.esa.int/web/sentinel/technical-guides/sentinel-1-sar/products-algorithms/level-1-algorithms/topsar-processing> par “*For TOPSAR, the processing must handle the antenna steering rate and the DC rate due to the steering. The azimuth pre and post-processing of the data must include de-ramping of the data prior to base-band DC estimation, azimuth ambiguity estimation and GRD azimuth processing ... TOPSAR azimuth antenna sweeping causes Doppler centroid variations of approximately 5.5 kHz introducing an azimuth phase ramp (azimuth fringes) for small co-registration errors.*” (où DC réfère à *Doppler Centroid* qui est la structure fine du chirp le long de la direction azimuthale). Simplifions nous la vie en tentant de décoder une image au format StripMap (SM) où le faisceau illumine “simplement” le sol selon un angle latéral correspondant à l'ouverture de l'antenne. Cependant, peu de zones sont imagées avec ce mode. Nous apprenons en échangeant avec les experts du domaine qu'il est classique de tester les codes de traitement de signaux RADAR spatioportés sur les ports où les bateaux apparaissent quasi-ponctuels sur le fond uniforme de la mer. Heureusement, le port de Sao Paulo au Brésil est imagé de la sorte et sera donc la zone de test

proposée.

### Nominal Image Replica Generation

The nominal image replica is generated from the nominal image phase coefficients array which is a configurable input parameter. The nominal image replica at sample time  $t_n$  is generated as:

$$NomChirp_{image}(t_n) = \frac{1}{n_{samples}} \cdot \exp[2\pi j \cdot (\varphi(1) \cdot t_n + \varphi(2) \cdot t_n^2)],$$

$$n = \frac{-TXPL}{2}, \dots, \frac{TXPL}{2} - 1 \quad (4-24)$$

where  $\varphi$  is an array of four configurable chirp phase coefficients nominally defined as:

- $\varphi(0) = 0$
- $\varphi(1) = TXPSF - TXPRR \cdot \frac{-TXPL}{2}$
- $\varphi(2) = \frac{TXPRR}{2}$
- $\varphi(3) = 0$

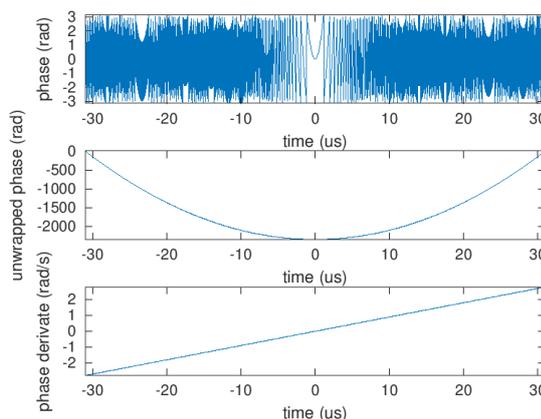


FIGURE 11 – Phase du chirp (droite) reconstruit à partir des paramètres de télémessure selon les équations fournies en [11] (gauche).

Nous notons que l'ESA met en évidence dans [11] la supériorité l'approche numérique au traitement de signaux radiofréquences face aux approches analogiques dans l'extrait du document ci-dessous (encadré rouge que nous ajoutons pour attirer l'attention) :

#### 4.1 Raw Data Analysis

Raw data analysis is required in order to perform corrections of the I and Q channels of the raw signal data. The classical raw data correction (applied for instance in the case of ENVISAT-ASAR and RADARSAT-2) involves (see also Section 9.2):

- I/Q bias removal
- I/Q gain imbalance correction
- I/Q non-orthogonality correction

For Sentinel-1 however, the instrument's receive module performs the demodulation in the digital domain, therefore the I/Q gain imbalance and I/Q non-orthogonality corrections are no longer necessary.

The raw data analysis necessary for the raw data correction of ASAR data is defined in [R-6]. Since the IPF also supports the processing of ASAR data, for completeness, the ASAR raw data analysis scheme is reproduced in this section.

Even though for Sentinel-1 the I/Q gain imbalance and the I/Q non-orthogonality corrections are not necessary, they will be made available optionally, using configuration input parameters. Irrespective to the correction flag though, the Raw Data Analysis described in this section will be performed and the results reported for both ASAR and Sentinel-1 data.

Un problème classique avec la génération analogique de deux oscillateurs locaux de fréquence  $f_{LO}$  en quadrature, donc d'expression  $I = A \cos(2\pi f_{LO}t)$  et  $Q = A \sin(2\pi f_{LO}t)$ , est nommé *IQ imbalance* dans lequel l'angle entre  $I$  et  $Q$  n'est pas exactement  $90^\circ$  comme l'imposerait cos par rapport à sin, et que les deux signaux ne sont pas exactement de même amplitude  $A$ . Ce problème est résolu par une première transposition de la bande radiofréquence vers la bande de base par un unique oscillateur local qui crée donc un spectre symétrique de part et d'autre de 0 Hz, échantillonnage de la bande de base avec une fréquence d'échantillonnage bien plus élevée que celle recherchée à terme (Sentinel 1 annonce des convertisseurs analogique-numériques à 300 Mécchantillons/s) puis une seconde transposition numérique cette fois qui elle est parfaite puisque l'expression numérique de cos et sin est nécessairement en quadrature et d'amplitude unitaire, qui se conclut par l'élimination de l'image résiduelle par filtrage et décimation pour atteindre la bande passante recherchée (dans le cas de Sentinel1 100 MHz tout au plus, en pratique une cinquantaine de MHz dans les signaux que nous allons analyser). Cette approche a été récemment discutée dans la description du NanoVNA dans [15].

La forme de l'impulsion électromagnétique émise est utile à comprendre dans le contexte de notre étude de la structure des signaux bruts car elle nous permettra de valider la fréquence d'échantillonnage et donc l'exploitation des étapes d'étalonnage alors qu'aucune impulsion n'a été émise. Étant donné que la résolution en distance  $\Delta R$  d'un RADAR est déterminée par l'inverse de la bande passante  $B$  du signal émis, il est classique de viser à maximiser  $B$  afin d'améliorer la résolution  $\Delta R = c/(2B)$  avec  $c$  la vitesse de la lumière dans le vide. Une façon intuitive d'étendre  $B$  est de réduire la durée du signal électromagnétique en émettant une impulsion brève, mais technologiquement cette solution est complexe à mettre en œuvre. Plus simple, balayer la fréquence du signal permet de commencer à émettre une sinusoïde de fréquence  $f_1$  et de finir après un certain temps  $T$  avec une fréquence  $f_2$  : dans ce cas  $B = f_2 - f_1$  peut être aussi grand que le permettent la synthèse de fréquence et la bande passante de l'antenne, tandis que l'intégration du signal pendant une durée  $T$  permet de moyenniser le bruit et améliorer le rapport signal à bruit d'un facteur  $B \times T$  le gain de compression d'impulsion qui cherche à être maximisé. La distribution de fréquences entre  $f_1$  et  $f_2$  la plus simple est linéaire de telle sorte que nous pouvons intuitivement déterminer la fréquence instantanée  $f(t)$  en fonction du temps  $t$  comme  $f = f_1 + \frac{f_2 - f_1}{T} \times t$ . Comme les coefficients  $I + jQ$  lus sont caractérisés par une phase fournie par l'arctangente de  $Q/I$ , il est naturel de convertir l'évolution linéaire de la fréquence en une évolution quadratique de la phase, puisque la phase est l'intégrale de la fréquence dans l'argument de la fonction trigonométrique représentant le signal électromagnétique émis. Ainsi, il nous faut déterminer trois paramètres  $\varphi(0)$ ,  $\varphi(1)$  et  $\varphi(2)$  tels que  $\varphi(t) = \varphi(0) + \varphi(1) \times t + \varphi(2) \times t^2$ . Nous pouvons retrouver ces coefficients en observant une cible puissante et en la considérant ponctuelle, puisque le signal rétrodiffusé est la convolution du signal incident par la fonction de transfert qui pourra être approximée par une distribution de Dirac si la cible est ponctuelle, et observer l'évolution de la phase de  $I + jQ$  le long de l'axe de la distance des images. Alternativement, tous les paramètres pour identifier  $\varphi(0..2)$  sont fournis dans la documentation technique et la télémétrie (Fig. 11), conditions nécessaires pour traiter une image ne contenant pas de cible ponctuelle. Les trois paramètres de la télémétrie que nous avons décodés dans les paquets CCSDS sont TXPL (*Tx Pulse Length*, octet 46 [10, p.39]), TXPRR (*Tx Pulse Ramp Rate*, octet 42 [10, p.37]) et TXPSF (*Tx Pulse Start Frequency*, octet 44 [10, p.38]) qui fournissent tous les paramètres tel que démontré en Fig. 11, droite.

L'apothéose de la démonstration de la compréhension de la forme de l'impulsion vient de la corrélation de chaque ligne des images décodées – chaque ligne représentant l'évolution de  $I + jQ$  selon la direction de la distance – avec le forme du chip ainsi décrite. Nous observons en Fig. 12 qu'une cible floue a été comprimée en un unique pixel dans la direction de la distance selon l'abscisse, démontrant l'adéquation de la description du chirp. L'image reste encore floue car la compression en azimuth n'a pas encore été appliquée. Alors que la compression en distance n'est déterminée que par les paramètres du chirp et donc des paramètres d'ingénierie lors de la synthèse du signal électromagnétique, la situation est un peu plus complexe pour la compression en azimuth où la physique de la trajectoire du satellite intervient aussi.

On notera que ces fréquences sont sans relation avec la bande C autour de 5,405 GHz sur laquelle transmettent les Sentinel1 : tel que l'exprime maladroitement le contributeur *numo.miranda* à <https://forum.step.esa.int/t/how-to-decode-sentinel-a-10-raw-data-how-to-accomplish-range-compression-correctly/8117/12>, “*The txPulseLength, txPulseStartFrequency, txPulseRampRate are all what you need to construct the chirp and range compress the data*” puisque toutes ces grandeurs sont exprimées en bande de base après transposition du signal par l'oscillateur local et numérisation. Ainsi, TXPSF *pourra être négatif* si le chirp émis est de fréquence croissante.

## 5 Compression d'impulsion en azimuth

Le problème de l'axe des temps en azimuth, donc le long du déplacement du satellite sur son orbite, est plus complexe car dépendant du *Pulse Repetition Interval* (PRI). Cette information fait partie des champs en entête que nous avons omis initialement de décoder mais qui pourrait nous être ici utile. Cependant nous allons choisir une approche plus empirique dans un premier temps, comme nous l'avons introduit auparavant sur l'analyse de l'impulsion électromagnétique émise par le satellite : en supposant qu'une réflexion puissante est induite par un réflecteur quasi-ponctuel, nous supposons que la distribution de phase en azimuth autour de ce signal le plus puissant est la réponse impulsionnelle de cette cible et donc ledit chirp en azimuth (Fig. 13).

Nous constatons sur Fig. 13 que nous avons sélectionné (image de gauche, quadrant haut-droite) dans

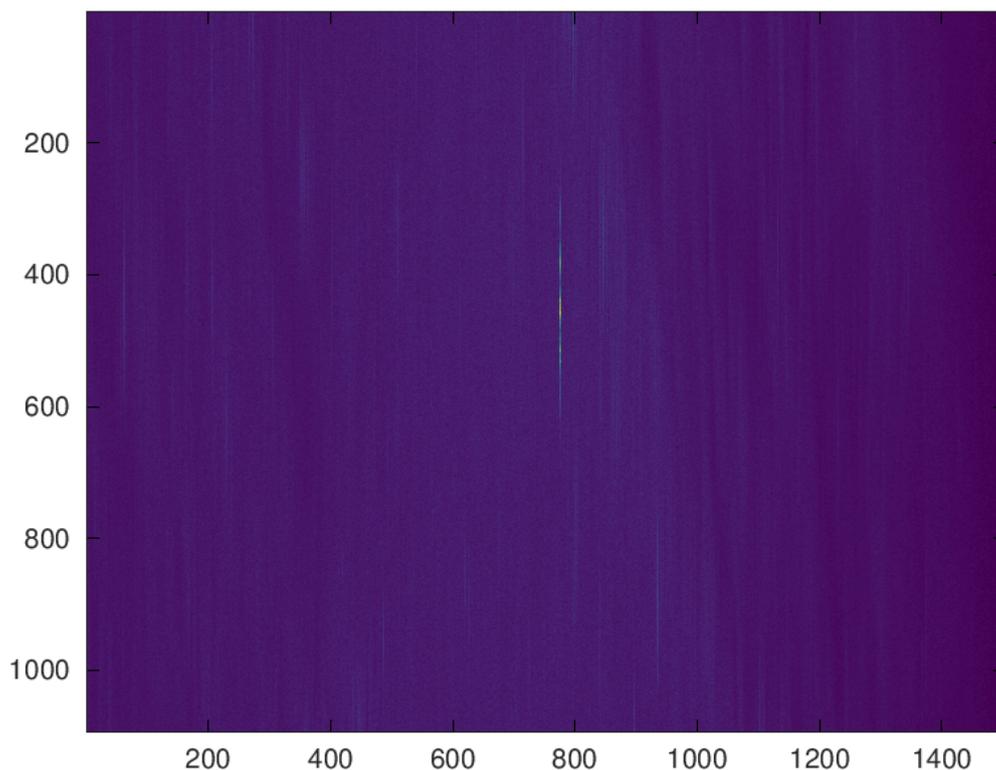


FIGURE 12 – Compression en distance (*range compression*) illustrant comment la corrélation de l'image selon l'axe des abscisses avec le modèle du chirp comprime l'impulsion en un trait d'un unique pixel de large pour les cibles ponctuelles que sont les bateaux dans le port de Sao Paolo.

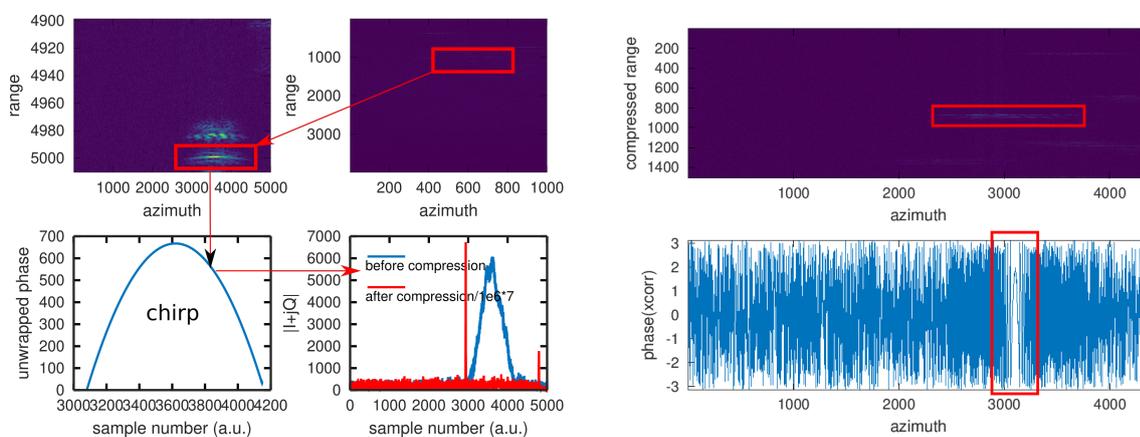


FIGURE 13 – Chirp le long de l'azimuth en recherchant la cible la plus puissante après compression en distance (*range*).

le plan (azimuth, X) après compression d'impulsion en distance pour passer en coordonnée cartésienne X, le signal d'une cible puissante. On note que pour faciliter la représentation, ici X est orienté selon les ordonnées et l'azimuth selon l'abscisse, donc une rotation de  $90^\circ$  des illustrations par rapport aux autres figures de ce document. En zoomant sur cette région (quadrant haut-gauche) nous observons une ligne selon l'azimuth du réflecteur puissant, et en déroulant la phase des coefficients  $I + jQ$ , nous observons une structure parabolique, tout comme nous l'avions constaté dans le cas de l'impulsion modulée linéairement

en fréquence et donc de réponse quadratique en phase. Cette distribution n'est pas surprenante car le mouvement du satellite se déplaçant à vitesse  $v$  induit un décalage Doppler  $df = f \times v/c$  dépendant de la vitesse relative du satellite par rapport à la cible et de la fréquence du signal émis  $f$ , que nous pouvons développer en une série de Taylor au premier ordre avec un terme constant et un terme linéaire du décalage de fréquence. Nous avons vu auparavant que s'il y a évolution linéaire de fréquence, il y a évolution quadratique de la phase, tel que nous l'observons ici. La forme du chirp est donc cohérente, mais pose question par rapport à notre affirmations antérieure [16] dans laquelle nous démontrions qu'une onde plane arrivant sur un réseau linéaire équidistant d'antennes induit un déphasage constant entre antennes successives, et donc une croissance linéaire et non quadratique de la phase le long du réseau qui permet de facilement comprimer l'impulsion en azimuth par une transformée de Fourier discrète. Selon notre compréhension, la différence est la longueur de la ligne de base, en particulier lors de la mesure selon la méthode TOPS (<https://earth.esa.int/web/eoportal/satellite-missions/c-missions/copernicus-sentinel-1>) dans laquelle l'antenne synthétique est balayée en azimuth au cours de l'acquisition ! Alors que dans notre implémentation d'un RADAR à antenne à ouverture synthétique au sol (GB-SAR pour *Ground Based Synthetic Aperture RADAR*) la longueur du rail portant l'antenne réceptrice est de l'ordre de 2 m, le chemin le long de l'orbite du satellite pendant lequel une cible est vue est beaucoup plus long et la variation de phase du signal réfléchi par une cible au sol plus importante : l'approximation linéaire n'est plus valable et un développement au second ordre tenant compte du terme parabolique devient nécessaire [17], terme qui pouvait être négligé sur la base courte du GB-SAR.

Si finalement nous corrélons ce chirp avec le signal observé le long de l'azimuth (quadrant en bas-droite), nous constatons que la cible étalée spatialement (courbe bleue) est convertie en une impulsion comprimée en un unique pixel le long de l'azimuth (courbe rouge de Fig. 13 en bas à gauche) : le traitement fonctionne comme prévu. Cette dernière figure présente des courbes normalisées en amplitude et ne met pas en évidence la compression de toute l'énergie contenue dans l'intégrale de la courbe bleue pour s'accumuler dans le pic de la courbe rouge, bien plus puissant que le bruit de fond grâce à la réduction du bruit qu'amène l'intégrale de la corrélation pendant la durée  $T$ . La même séquence est illustrée sur l'image de gauche mais avec une autre cible ponctuelle et en conservant les rotations de phase de  $2\pi$  avant de la dérouler pour lui donner sa forme parabolique en fonction de la position du satellite le long de son orbite.

Sans en comprendre l'origine physique pour le moment, nous allons conclure en corrélant ce chirp avec l'ensemble de l'image en azimuth. Le résultat est surprenamment élégant compte tenu de la simplicité de la méthode mise en œuvre (Fig. 14).

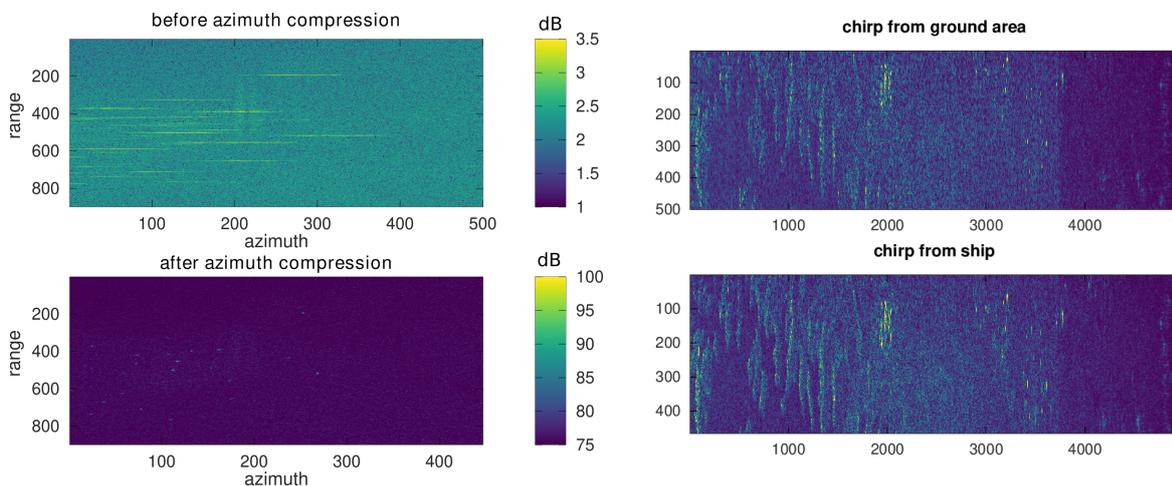


FIGURE 14 – Gauche : comparaison de l'image avant compression d'impulsion en azimuth (abscisse) mais après compression en distance (haut), avec le résultat de la compression en azimuth (bas) qui met en évidence les réflecteurs quasi-ponctuels que sont les bateaux dans le port de Sao Paolo. Ici la corrélation s'est faite avec la forme d'onde du réflecteur le plus puissant dans l'image analysée. Droite : comparaison du résultat de la compression d'impulsion sur la région terrestre du port de Sao Paolo avec la corrélation avec un chirp observé en mer (bas) ou sur terre (haut), résultant dans des compressions d'impulsion en azimuth similaires. La nature de l'onde ne change donc pas entre terre et mer.

Sur cette figure 14 nous avons considéré le cas du port de Sao Paolo avec sa flotte de bateaux en attente de transferts de produits à transporter (bas-gauche) où chaque cible étendue (haut-gauche) est comprimée en azimuth pour donner un unique point, et à droite le traitement du signal sur la zone terrestre du jeu de données, en appliquant (haut) la distribution de phase d'une cible puissante observée sur terre et (bas) la distribution de phase d'une cible observée en mer : aucune différence notable n'est observée et toute cible puissante convient à cette analyse. L'observation est généralisée au port et comparée avec un traitement fourni par ESA pour illustrer les caractéristiques du jeu de données téléchargé, avec une excellente correspondance des motifs (Fig. 15).

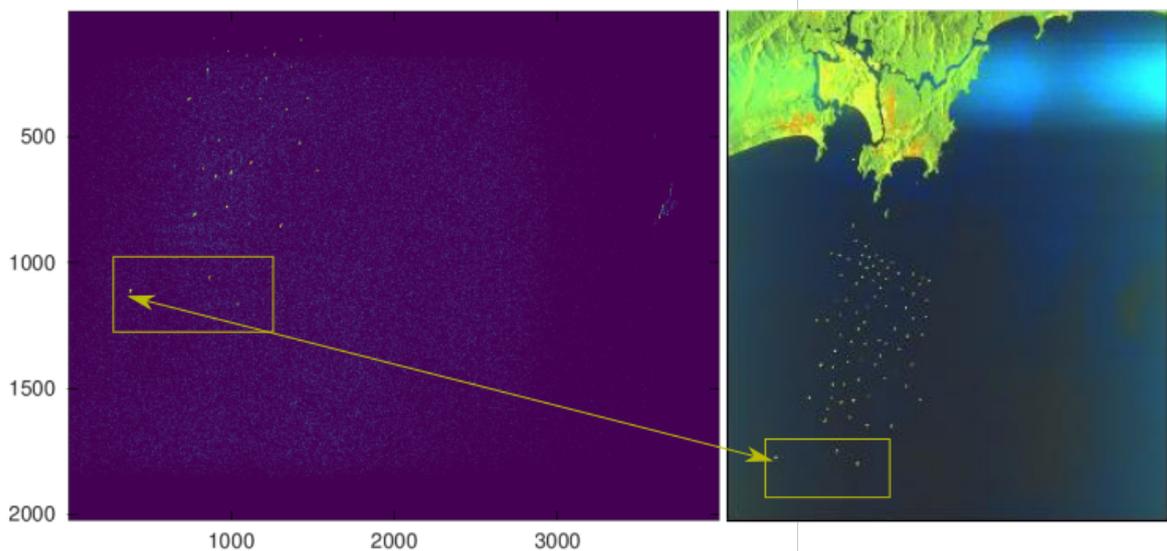


FIGURE 15 – Analyse de la compression d'impulsion des cibles quasi-punctuelles que sont les bateaux en attente dans le port de Sao Paolo : la correspondance avec l'image de pré-visualisation fournie par ESA lors du téléchargement du jeu de données (droite) est excellente.

Finalement, l'application du traitement à l'interface mer-terre finit de nous convaincre de la validité du traitement (Fig. 16) en comparant le traitement proposé ci-dessus avec l'analyse par SNAP – bibliothèque Sentinel Application Platform fournie par ESA pour analyser les données de ses RADARS spatioportés (<https://earth.esa.int/eogateway/tools/snap>) – du jeu de données de niveau 1 fourni par l'ESA pour le même passage du satellite au-dessus du Brésil.

Évidemment utiliser la réponse impulsionnelle d'une cible supposée ponctuelle pour identifier la forme du chirp et le corrélérer à l'ensemble de l'image n'est pas satisfaisant puisque nombre de scènes ne présenteront pas de cible puissante ponctuelle. Essayons donc au moins d'identifier les paramètres qui déterminent la forme de ce chirp en azimuth, et ce en nous inspirant de [18, pp.51–59]. Nous apprenons dans ce document que

1. la phase du signal réfléchi en azimuth dépend de l'angle latéral d'illumination de la scène –  $43,8^\circ$  pour le StripMap 6 d'après <https://sentinel.esa.int/web/sentinel/technical-guides/sentinel-1-sar/products-algorithms/level-1/single-look-complex/stripmap> – qui détermine la distance la plus courte  $R_0$  de la cible au satellite lors de son survol,
2. que cette phase  $\varphi$  est développée en série de Taylor au second ordre avec un terme en dérivée  $\dot{R}$  première évoluant avec  $s$  la position du satellite le long de son orbite et un terme  $\ddot{R}$  de dérivée seconde qui évolue avec le carré de la position du satellite le long de son orbite :

$$\varphi \propto R_0 + \dot{R} \times s + \ddot{R}/2 \times s^2$$

3. que  $\ddot{R}$  le terme qui nous intéresse dépend de la vitesse du satellite – puisque  $\varphi$  est déterminé par le décalage Doppler alors que le satellite survole la cible le long de la trajectoire sur son orbite – et donc du rapport de la circonférence de son orbite au temps qu'il met à parcourir cette orbite.

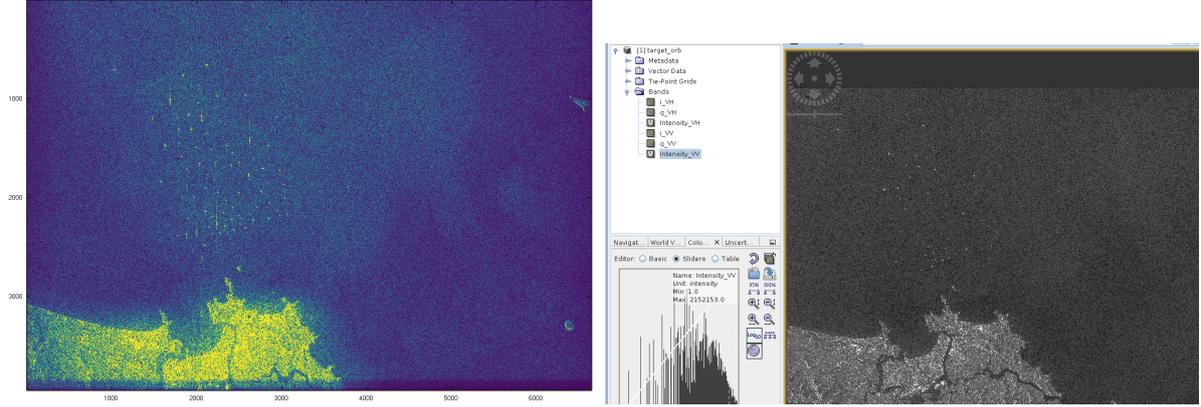


FIGURE 16 – Compression en azimuth (gauche) par le chirp issu de l’analyse du réflecteur le plus puissant avant corrélation en azimuth mais après corrélation en distance (*range*), et (droite) comparaison de la même zone fournie comme donnée de niveau 1 par l’ESA et analysée par SNAP.

Il nous faut donc déjà identifier ces paramètres orbitaux, pour lesquels nous nous appuyons sur la troisième loi de Kepler qui indique que le carré de la période sur le cube du rayon de l’orbite d’un objet en orbite autour d’un corps céleste est une constante. Pour l’application numérique, nous avons besoin de trois données d’entrée : le rayons de la Terre est  $REarth=6371$ , l’altitude d’un satellite en orbite géostationnaire est  $Hgeo=35786$  et l’altitude du satellite en orbite basse Sentinell est  $Hleo=693$  (<https://directory.eoportal.org/web/eoportal/satellite-missions/c-missions/copernicus-sentinell-1>), toutes ces grandeurs en kilomètres. Un satellite en orbite géostationnaire semble fixe au-dessus d’un point de l’équateur, donc par définition tourne autour de la Terre en 24 h. Nous en déduisons  $period=\sqrt{(Hleo+REarth)^3/(Hgeo+REarth)^3}*24*3600$  en secondes qui vaut 5926.3 s, proche des paramètres orbitaux issus de Celestrak à <https://celestrak.com/satcat/tle.php?CATNR=39634> qui indiquent que ce satellite tourne 14,59187... fois par jour autour de la Terre ou une période de 5921.1 s. À 5 secondes près, nos hypothèses de départ ne sont pas trop fausses.

Le satellite vole le long de son orbite en émettant périodiquement des impulsions radiofréquences dont l’analyse indique la distance (*range*) à chaque cible selon l’axe des abscisses de l’image, tandis que le taux de répétition indique la distance entre les points en ordonnée de l’image. Ce taux de répétition, *Pulse Repetition Interval* ou PRI, est indiqué dans les trames de télémétrie (octet 50 dans [10]) que nous avons décodé et il vaut ici  $f_{PRF} = 1663.5$  Hz. Par conséquent, le temps est discrétisé le long de l’azimuth par pas de  $1/f_a$  et nous créons un vecteur de temps discret de la forme  $t=[0:\text{length}(\text{mychirp})-1]/PRF$ ;  $t=t-t(\text{floor}(\text{length}(t)/2))$ ; centré sur 0, avec PRF l’inverse du PRI (passage d’un intervalle en temps à une fréquence). Nous apprenons dans [18, p.55, Eq. B13] que  $R_0\ddot{R} = v_e^2$  avec  $v_e$  une vitesse effective déterminée comme

$$v_e = \frac{v_s}{\sqrt{1 + \frac{Hleo}{REarth}}}$$

où  $v_s$  est la vitesse du satellite le long de son orbite de longueur  $orbit=2*\pi*(Hleo+REarth)*1000$  qui vaut  $4,4384 \cdot 10^7$  m, donc une vitesse linéaire de  $v_s = orbit/period = 7489$  m/s et donc  $v_e = 7112,5$  m/s, en accord avec les valeurs fournies dans [18, Tab.B3]. Finalement, nous obtenons  $R_0$  de l’altitude du satellite  $Hleo$  et de l’angle d’illumination  $\vartheta = 43,8^\circ$  tel que  $R_0 = Hleo/\cos(\vartheta) = 9,6015 \cdot 10^5$  m (ou 960 km) qui détermine tous les paramètres pour trouver  $\ddot{R} = v_e^2/R_0 = 52.7$  m/s<sup>2</sup> qui est de l’ordre de grandeur des valeurs annoncées dans [18, Fig.B12,p.59]. Nous en déduisons le rythme auquel change la phase (dérivée de la parabole) comme étant  $-4\pi/\lambda \times \ddot{R} \times dt$  avec  $dt=t(2)-t(1)$  le pas de temps discret  $t$  et  $\lambda = 300/5405$  m la longueur d’onde du signal électromagnétique émis par Sentinell autour de 5405 MHz. Cette pente vaut, après application numérique,  $-7.17$  rad/s. En prenant le chirp expérimental `mychirp` et en dérivant la phase déroulée, un ajustement linéaire indique une pente de `polyfit(t(1:end-1),diff(unwrap(angle(mychirp))),1)(1)`; indique une pente de  $-7.56$  rad.s. Compte tenu de nos approximations, cet accord à 2,5% près est plutôt satisfaisant, avec le degré de liberté d’ajuster  $\vartheta$  selon que la cible soit plus proche ou plus lointaine que l’axe centrale de la trace

(*swath*) : nous laissons le lecteur se convaincre qu’avec une largeur de la bande observée de 80 km, l’angle d’illumination varie entre  $42,05^\circ$  et  $45,49^\circ$  et que par conséquent le taux de variation de phase est compris entre  $-6.96$  rad/s et  $-7.38$  rad/s, pas encore suffisant pour atteindre la valeur empirique mais qui laisse penser qu’un ajustement fin est nécessaire pour compresser avec précision l’impulsion en fonction de la distance à la cible, ce que la littérature semble nommer l’identification du *Doppler centroid* (Fig. 17).

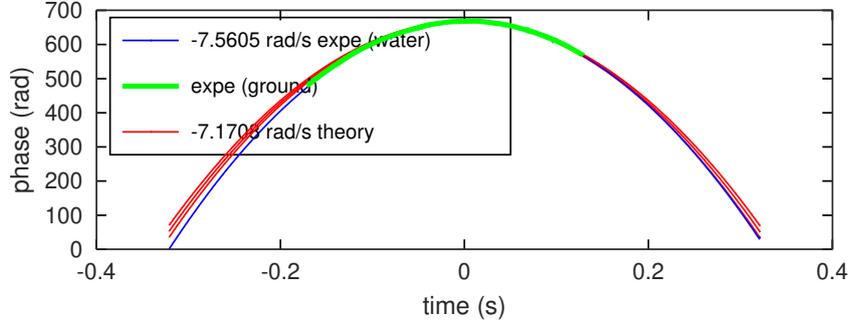


FIGURE 17 – Comparaison de la distribution de phase d’une cible puissante observée en mer (bleu), sur terre (vert) et modèle du chirp calculé à partir des paramètres orbitaux tel que décrit dans le texte (rouge) pour les divers angles d’illumination des cibles pour la zone SM6.

Nous constatons dans cette analyse que l’utilisation des valeurs nominales de courbure de la phase dans la direction de déplacement du satellite (azimuth) permet d’atteindre la compression d’impulsion et de relativement bien prédire la forme de l’onde (Fig. 17). Ce “relativement bien” ne suffit pas pour atteindre des performances optimales, et nombre d’articles de la littérature parlent des méthodes pour estimer finement les propriétés de la parabole pour notamment compenser les incertitude sur l’attitude du vecteur de vol ou les conditions de propagation des ondes électromagnétiques – ces études se nomment l’estimation du “Doppler Centroid”. Nous n’avons pas persévéré dans cette voie qui mérite sûrement une implémentation détaillée, mais mentionnons que la documentation de l’ESA propose une approche par autocorrélation du signal en ne faisant que survoler le sujet sans donner les détails de l’implémentation [11, section 5]. Nous avons trouvé plus utile d’analyser [14] qui précise que l’autocorrélation n’aura de sens qu’aux indices  $\pm 1$  et qu’elle s’annule rapidement au-delà. Nous avons en effet constaté cette propriété sur les signaux traités, mais sans en déduire une valeur exploitable de corrections des paramètres de la parabole représentant l’évolution de la phase le long de l’azimuth. On notera que cette analyse du *Doppler Centroid* est au cœur de l’analyse des décalages Doppler induits par les vents traversés par l’onde électromagnétique et le détournement du RADAR pour des mesures fines au-delà de la cartographie des cibles au sol [7], mettant en évidence la portée d’une telle analyse.

## 6 Extraction et analyse des données d’étalonnage

Nous nous sommes convaincus que nous comprenons les formats de données, la forme des signaux émis et reçus, et le mode de compression. Il nous reste donc à revenir au problème initial qui nous a incité à nous intéresser au problème, à savoir l’analyse des données d’étalonnage lorsque le satellite est en phase d’écoute pour voir si nous pouvons détecter des sources d’interférences radiofréquences émises depuis le sol. Nous étendons donc l’outil de traitement des fichiers bruts acquis sur le site Copernicus pour non seulement décoder les trames de codage 12 et type 0 (compression FDBAQ des échos) mais aussi les trames de type supérieur à 8 (octet 63) indiquant un étalonnage et de compression de type 0 ... donc inexistante ! C’était bien la peine de faire tous ces efforts avec FDBAQ pour en arriver là. Fort de l’expérience acquise, décoder les paquets de 10 bits de données est une partie de plaisir quand on prend soin d’organiser les données codées sur 16 bits de façon adéquate ([https://github.com/jmfriedt/sentinel1\\_level0/blob/main/bypass.c](https://github.com/jmfriedt/sentinel1_level0/blob/main/bypass.c)) : nous traitons des paquets de 5 octets ( $5 \times 8 = 40$  bits) qui génèrent 4 valeurs ( $4 \times 10 = 40$ ) successives, et prendrons soin de bien aligner la fin du décodage d’une séquence sur un multiple de 16 bits. Ayant ajouté ce traitement, nous complétons les fichiers binaires contenant les coefficients (I,Q) des signaux rétrodiffusés par les cibles au sol par des fichiers

contenant les données de calibrage dont le tracé laisse penser que l'analyse est cohérente compte tenu de la reproductibilité de la mesure et la structure (Fig. 18).

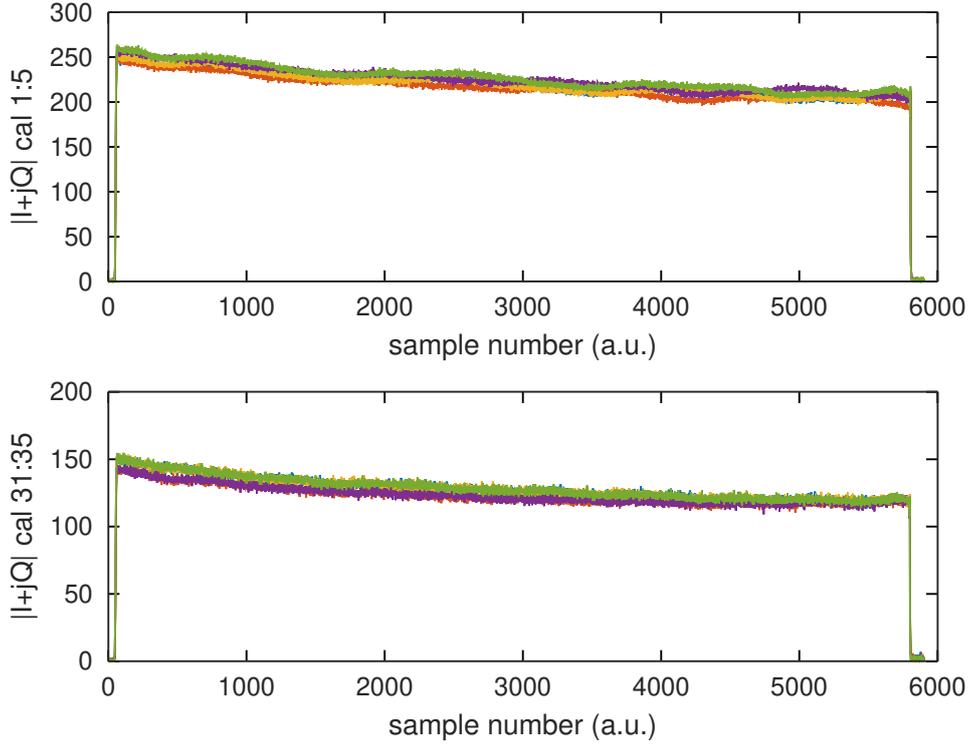


FIGURE 18 – Tracé de quelques courbes d'étalonnage codées en mode Bypass (donc aucune compression autre que l'assemblage de paquets de 10 bits dans les mots de 16 bits) indiquant une reproductibilité et cohérence de la structure qui laisse présager d'un décodage correct.

Nous avons donc maintenant deux ensemble de données pour analyser les sources d'interférences radiofréquences (*RFI* pour *Radio Frequency Interferences*) émises depuis le sol : les paquets d'étalonnage et les premières séquences échantillonnées au début des traces IW lorsque les impulsions ont été émises mais n'ont pas encore eu le temps de revenir au récepteur. En effet, pour un RADAR situé à 700 km d'altitude et observant le sol avec un angle  $\vartheta \in [25 : 45]^\circ$ , la distance parcourue par l'onde est  $2 \times 700 / \cos(\vartheta) \in [1550 : 1980]$  km. Une onde électromagnétique se propage à  $300 \text{ m}/\mu\text{s}$  donc le temps de vol de l'onde est entre 5,15 et 6,6 ms. Avec un taux de répétition PRI de l'ordre de 1600 Hz ou  $625 \mu\text{s}$ , nous constatons qu'entre  $5,15 / 0,625 \simeq 8$  et  $6,6 / 0,625 \simeq 10$  acquisitions se feront avant que tout écho ne puisse revenir au satellite, et donc en ne faisant qu'écouter les RFI. Pour mettre en pratique, nous téléchargeons toutes les (18) mesures brutes d'un passage au-dessus de l'Europe (Fig. 21, moitié gauche). Évidemment nous ne répétons pas bêtement la demande de téléchargement tel que l'imposerait l'interface graphique mais scriptons selon les consignes décrites à <https://scihub.copernicus.eu/userguide/BatchScripting> pour télécharger au moyen de `curl` les 29 GB de séries de données pertinentes. Les archives sont décompressées en vue de traiter les séquences  $\{I, Q\}$  au moyen du programme décrit ci-dessus.

## 7 Analyse des signaux reçus par le satellite

Nous avons téléchargé les 29 GB des 18 jeux de données bruts d'un passage de Sentinel1 depuis la Sicile jusqu'au nord de la Scandinavie pour reprendre une trajectoire proche de celle présentée en [4]. Le traitement de chaque fichier RAW dure 60 min, soit une durée totale de traitement d'environ 18 h sur un ordinateur portable Panasonic CF-19, et génère après reconstruction des signaux (donc décompression par Huffman) au total 150 GB incluant les trois *swaths* alternés, les étalonnages périodiques et donc toutes les informations nécessaires à la détection de sources d'interférences au sol.

L'évolution au cours du survol de l'Europe, du sud vers le nord, des *Rank Echoes* et RxCal sont présentés en Fig. 19 et 20. Autant la mesure en cours d'étalonnage (Fig. 19) est décevante, autant les écoutes sans échos présentent une structure proche de celle publiée dans [4]. Ne connaissant pas les connexions électriques de l'étage de réception du RADAR lors de son étalonnage qui est peut être connecté à une charge de référence, le résultat n'est pas complètement surprenant.

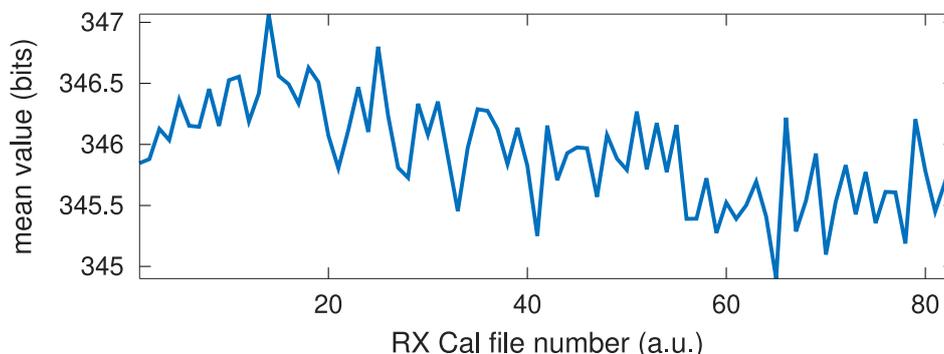


FIGURE 19 – Évolution des signaux d'étalonnage RxCal lors du survol de Sentinel 1A au-dessus de l'Europe.

On note la présence de pics périodiques dans la puissance reçue sur les échos supposés silencieux : nous avons identifié ces sauts de puissance comme les jonctions entre les fichiers bruts découpés par paquets de 25 secondes sans tenir compte d'aucune structure sur le contenu de l'information. De ce fait, le début de ces fichiers n'est *pas* un *rank echo* et ces pics de puissance s'avèrent être le signal réellement reçu par le satellite lorsque des échos électromagnétiques sont réfléchis sur la surface de la Terre.

L'élimination de ces jeux de données, facilement identifiables par leur brièveté puisque ces segments de données sont plus courts qu'un segment complet, et la mise en contexte géographique est présentée en Fig. 21.

## 8 Réception au sol des signaux émis par Sentinel1

Nous sommes donc capables de convenablement traiter les signaux proposés par ESA sur son site web, de retrouver les images compressées en distance et azimuth, et d'exploiter les phases d'écoute du RADAR spatioporté avant que tout écho ne revienne dans une application de type radiomètre. Finalement, pouvons nous manipuler ces données depuis le sol? Pour ce faire, nous pouvons nous interroger sur la capacité à recevoir les impulsions électromagnétiques émises par Sentinel1. Pour ce faire, nous avons cassé notre tirelire en nous autorisant exceptionnellement l'achat d'un périphérique dédié à ce développement, une antenne de gain 20 dB fonctionnant autour de 5,4 GHz commercialisé par A-Info en Chine (représenté en France par Équipements Scientifiques) tel que décrit à [http://www.ainfoinc.com.cn/en/p\\_ant\\_h\\_std.asp](http://www.ainfoinc.com.cn/en/p_ant_h_std.asp). Nous avons opté pour la référence LB-159-20 qui fournit 20 dB de gain dans la bande 4,90-7,05 GHz pour un encombrement permettant un transport aisé et la modique somme de 1000 euros incluant son support de fixation. Un transceiver Ettus Research B210 est utilisé pour collecter le signal sans aucun traitement autre qu'envoyer dans un fichier le signal observé autour de 5405 MHz dans une bande de 16 MHz, maximum accessible sur le bus USB2 disponible sur notre ordinateur portable avec un transfert de données codées sur 8 bits (*Over The Wire* format – OTW – dans le bloc USRP Source de GNU Radio). Le résultat est un fichier de  $4 \times 16 \cdot 10^6 \times 600 = 38,4$  GB quand seule la partie réelle du signal est sauvegardée. L'analyse de ce fichier en post-traitement pour extraire le maximum de la valeur absolue de segments de 1 Méchantillon (62,5 ms) fournit le résultat de la Fig. 22 qui présente à l'évidence le passage du satellite à son azimuth vers lequel est pointée l'antenne. Un résultat similaire pourrait être atteint à moindres frais avec une PlutoSDR débridée pour faire croire à son AD9363 qu'il s'agit d'un AD9364 (<https://wiki.analog.com/university/tools/pluto/users/customizing>) et ainsi fonctionner jusqu'à 6 GHz.

Bien entendu le signal n'est reçu que pendant une durée relativement brève des 10 min de passage

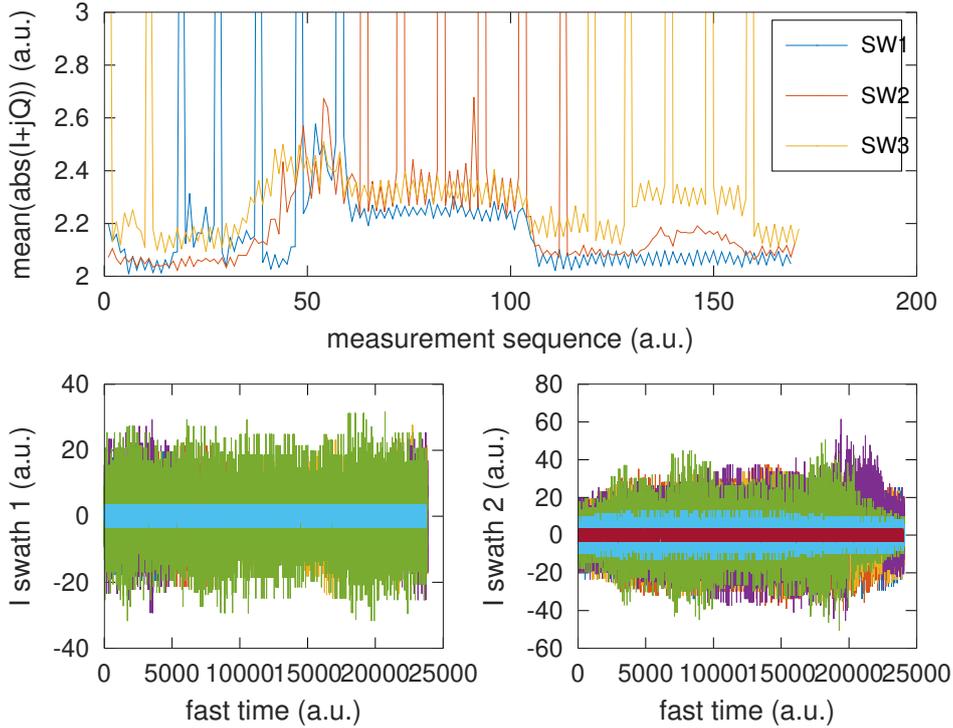


FIGURE 20 – Haut : mesure radiométrique en observant la puissance du signal dans les *rank echoes* lorsque les échos de Sentinel 1A n'ont pas encore eu le temps d'effectuer le trajet aller-retour entre la plateforme spatiale et le sol. Le signal est faible au-dessus des mers et plus puissant au-dessus des terres, en particulier des zones urbanisées : dans cet exemple, le satellite commence son survol de l'Europe au-dessus de la Méditerranée au niveau de la Sicile, et traverse l'Europe pour finir à l'ouest de la Scandinavie selon la trajectoire illustrée en Fig. 21. Bas : signaux bruts pour chacun des pics périodiquement visibles sur le graphique du haut, attribués aux segments incomplets du découpage des informations brutes par morceaux de 25 s sans tenir compte des bornes des informations stockées dans les trames.

de Sentinel1 d'horizon à horizon (en fait  $10^\circ$  de l'horizon) : si en 10 minutes le satellite parcourt  $160^\circ$  alors les  $18^\circ$  d'ouverture angulaire de l'antenne dans le plan horizontal ne laissent espérer un signal exploitable que pendant 70 secondes environ, qui est bien ce que nous observons entre les dates 240 à 310 du passage représenté en Fig. 22. Les paramètres orbitaux et en particulier l'horaire de passage à l'élévation maximale ainsi que l'angle de cette élévation est obtenue en croisant les traces fournies dans les fichiers KML de l'ESA prédisant les passages des satellites au-dessus d'une région de la Terre, avec les informations fournies par Heavens Above (Fig. 23).

L'analyse temporelle des signaux illustre (Fig. 24) que nous avons largement saturé l'étage de réception compte tenu du gain maximum sélectionné et du gain d'antenne, que les lobes latéraux de l'antenne sont clairement visibles de part et d'autre du lobe principal, et que le taux de répétition des impulsions et les impulsions sont clairement visibles. Nous verrons dans la section suivante que la durée nominale des impulsions est  $T_{xPL}=53,4 \mu s$  et nous pourrions être induits en erreur par la brièveté des impulsions observées. Rappelons qu'ici nous n'analysons qu'une bande de 16 MHz autour de 5,405 GHz alors que les impulsions sont annoncées (voir section suivante) avec une largeur de bande de 43 MHz. Ne voyant qu'un tiers de la bande couverte par les chirps, il est normal que leur durée apparaisse plus courte qu'elles ne le sont en réalité.

Tout le monde ne peut pas se permettre un achat aussi onéreux et surtout peu satisfaisant du point de vue de la compréhension de la technologie. En observant les anciennes photographies de la conquête spatiale, par exemple [https://www.nasa.gov/multimedia/imagegallery/image\\_feature\\_757.html](https://www.nasa.gov/multimedia/imagegallery/image_feature_757.html), nous constatons que l'antenne hélicoïdale fournit un certain nombre d'avantages qui sont la directivité, la largeur de bande et surtout la simplicité de réalisation (Fig. 25). Tentons donc une réception de

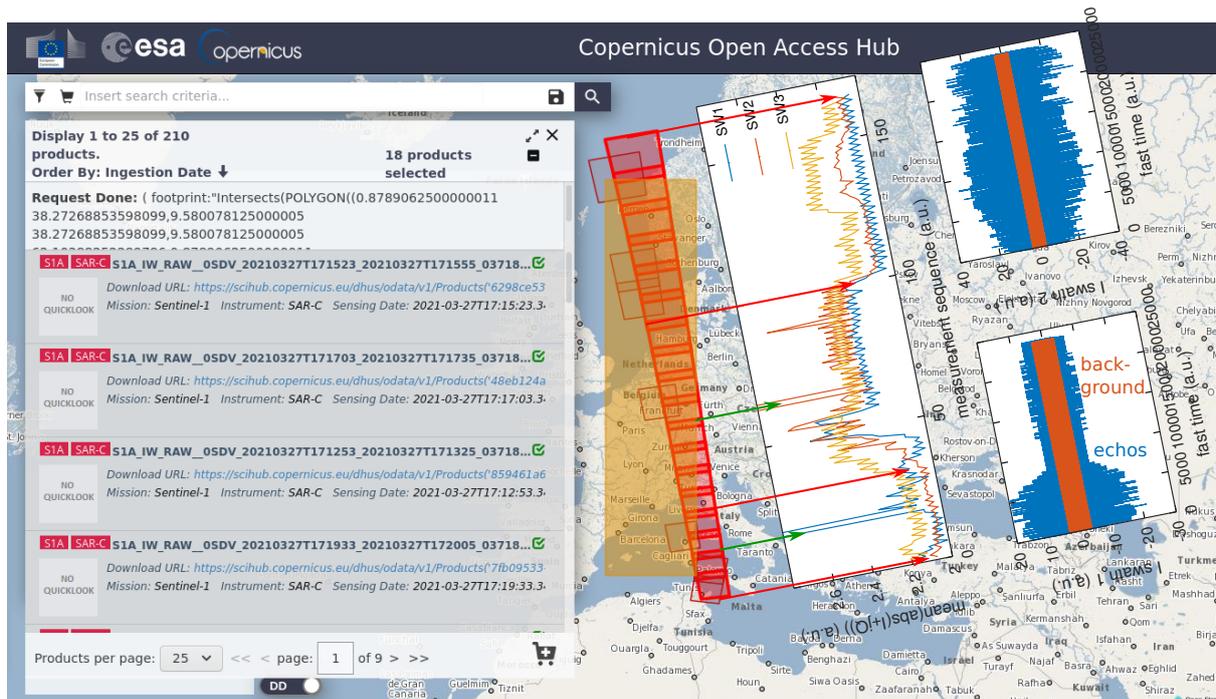


FIGURE 21 – Mesure radiométrique des *rank echoes* lors du traitement des fichiers bruts obtenus sur le site Copernicus de l’ESA (gauche) et mise en contexte géographique (droite).

Sentinel1 avec une telle antenne en suivant le consignes de réalisation de [20, section 10.3.1]. La spirale est de diamètre  $D$  sélectionné de façon à ce que la circonférence  $C = \pi D$  soit comprise entre  $3/4$  et  $4/3$  de la longueur d’onde, dans notre cas  $\lambda = 5,55$  cm donc  $D \simeq 1,77$  cm. Le diamètre étant choisi, l’angle de la spire doit être compris entre  $12$  et  $14^\circ$  donc si nous sélectionnons  $\alpha = 13^\circ$ , l’espacement entre deux spires est  $S = D\pi \tan(\alpha) = 1,28$  cm. Ces caractéristiques géométriques vont imposer l’impédance  $Z = 140 \times C/\lambda \simeq 140 \Omega$  et de toute façon au mieux  $100 \Omega$  et nécessiterait une adaptation d’impédance par ligne de transmission se comportant comme transformateur pour correctement coupler avec l’entrée  $50 \Omega$  du récepteur B210. Une rapide analyse d’une telle ligne de transmission de longueur quart d’onde montre qu’elle sera loin d’être simple à réaliser et nous nous contentons d’une simple connexion directe avec le taux d’onde stationnaire dégradé résultant. Le support d’antenne a été usiné comme une gorge de  $0,5$  mm de profondeur dans un cylindre creux de teflon de diamètre extérieur  $20$  mm afin d’accueillir un fil de cuivre émaillé de  $0,7$  mm de diamètre. Ce fil se termine sur un connecteur SMA soudé sur une plaque de FR4 faisant office de plan de masse de dimensions importantes devant la longueur d’onde – dans notre cas une chute de  $300 \times 300$  mm. L’antenne est orientée vers le satellite au moyen d’une planchette équatoriale que nous avons réalisée pour [21] : en effet l’ouverture angulaire (moitié de la puissance rayonnée) de l’antenne est annoncée comme  $\frac{52\lambda^{3/2}}{C\sqrt{NS}}$  degrés avec  $N$  le nombre de tours, dans notre cas  $N = 2$  limité par la longueur de l’outil qui usine la gorge. L’application numérique indique que l’ouverture angulaire est de l’ordre de  $76^\circ$ . Le gain d’antenne, lié à sa directivité, est proportionnel au nombre de tours  $N$  dans la limite du raisonnable – dans notre cas imposé par la longueur du cylindre de teflon disponible et l’outil utilisé pour l’usinage de la gorge.

La conclusion de la mesure est satisfaisant puisqu’avec un montage aussi simple, nous parvenons à clairement retrouver la signature de Sentinel 1 tel que nous l’avons fait auparavant avec l’antenne cornet (Fig. 25), et ce en cohérence avec les informations fournies dans le cadre de l’utilition de Sentinel1 comme source non-coopérative d’une RADAR bistatique passif au sol [22].

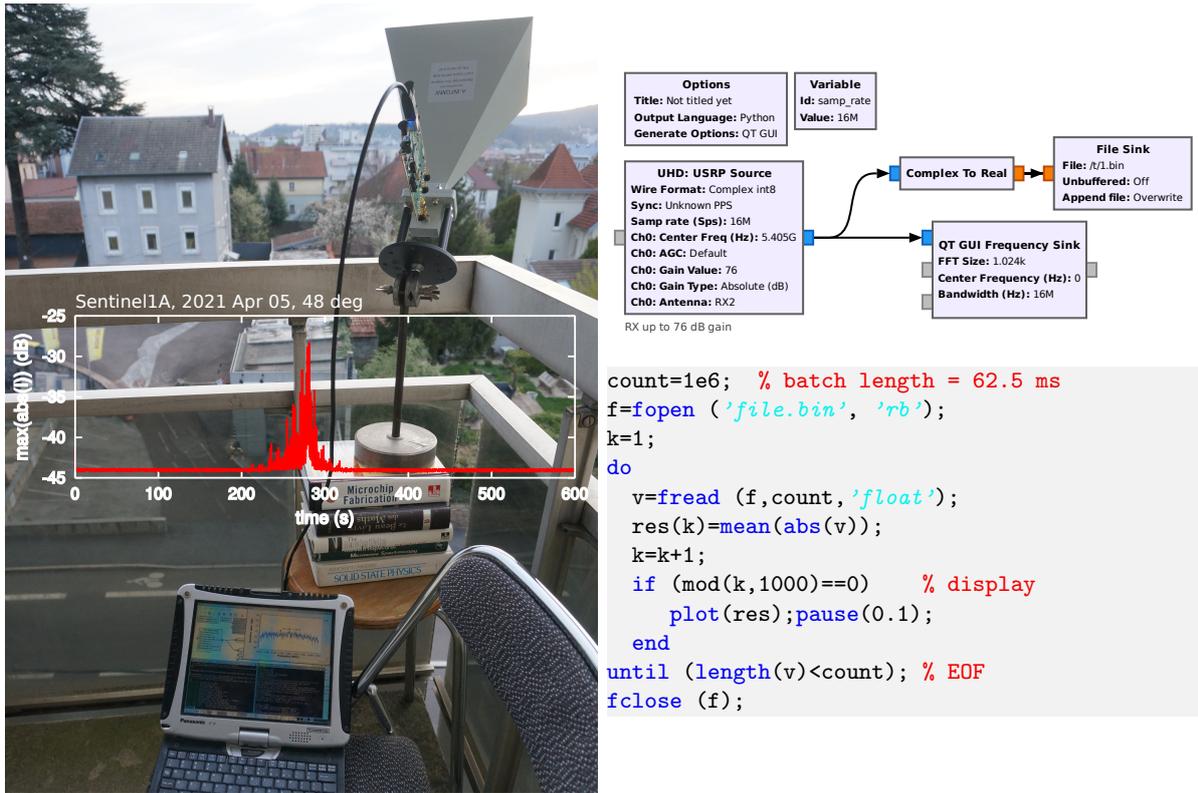


FIGURE 22 – Gauche : montage expérimental composé d’une antenne cornet, un récepteur Ettus Research B210, et un ordinateur portable exécutant GNU Radio et la chaîne de traitement affichée en haut à droite. Les 39 GB résultant ne sauraient être chargés en mémoire d’un coup et un traitement par segments est proposé sous GNU Octave en bas à droite.

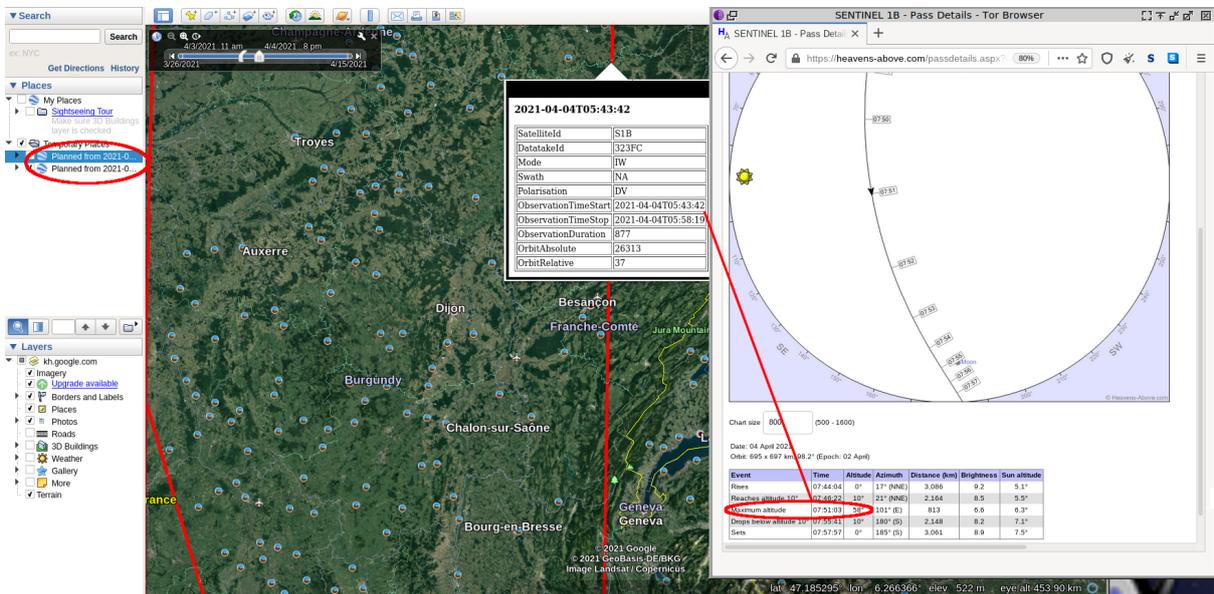


FIGURE 23 – Gauche : prévision des passages de Sentinel1 au-dessus de Besançon, et droite les informations correspondantes obtenues sur Heavens Above pour l’horaire exact d’élévation maximale et l’angle de cette élévation.

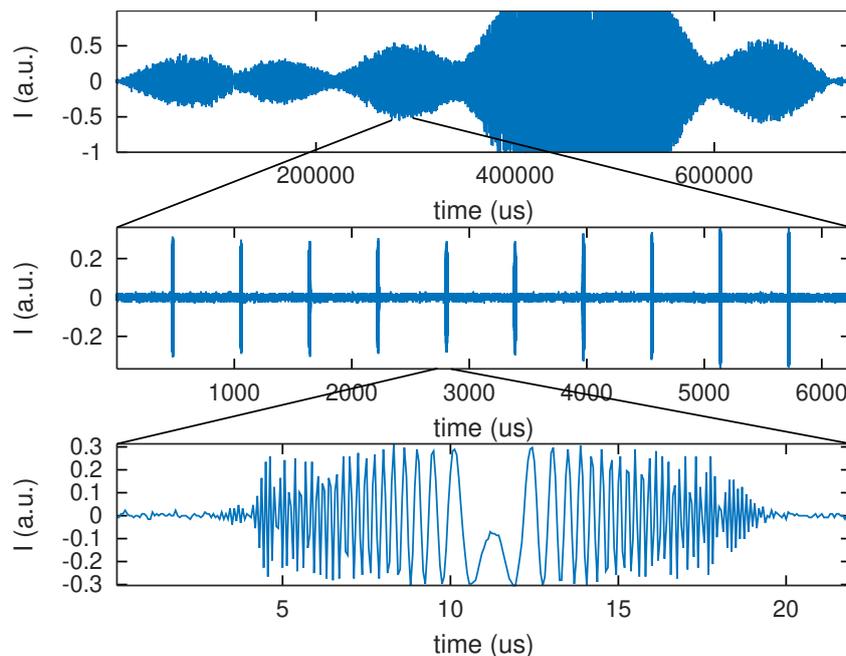


FIGURE 24 – De haut en bas : sur une longue durée, la fonction de transfert de l’antenne module probablement le signal observé avec le lobe principal au centre et les lobes latéraux sur les bords, en excellent accord avec [19, Fig.5]; en zoomant, les impulsions individuelles sont visibles avec un taux de répétition (*Pulse Repetition Rate*) entre 1 et 2 kHz correspondant à un intervalle entre 500 et 1000  $\mu\text{s}$  entre impulsions successives; en bas une impulsion individuelle avec la phase qui tourne telle que représentée ici par la partie réelle du signal uniquement. La brièveté de l’impulsion par rapport à la valeur attendue tient en la bande spectrale réduite acquise par la B210 (16 MHz contre 43 MHz de bande passante du chirp nominale).

## 9 Encore un peu plus ...

Il est strictement interdit d’émettre dans des bandes radiofréquences non-autorisées (Industrielles, Scientifiques et Médicales) et ce n’est pas parce que nous possédons une plateforme de radio logicielle B210 capable d’émettre 12 dBm à 5,405 GHz (gain 89,8 dB) et une antenne cornet fonctionnant dans cette gamme de fréquence que nous nous autoriserions une telle expérience. Imaginons cependant que quelqu’un émette brièvement un signal pour imprimer une information additionnelle aux échos RADAR dans les fichiers stockés sur le site Copernicus de l’ESA.

Comment nous y prendrions nous si nous voulions effectuer une telle émission ? Partant d’un fichier de données, nous devrions imprimer l’information sur la porteuse en manipulant une des trois grandeurs qui représente un signal périodique que sont l’amplitude, la fréquence ou la phase. Ce faisant, en traitant les signaux bruts  $\{I, Q\}$  fournis par l’ESA, nous serions capables de retrouver l’information ainsi transmise. Nous pourrions considérer les deux modes de modulation les plus simples que sont la modulation d’amplitude (AM) et de fréquence (FM). Ainsi, les chaînes de traitement GNU Radio pour simuler ces opérations sont proposées en Fig. 26.

Les paramètres de communication seraient sélectionnés comme un compromis entre le débit de données (d’autant plus important que la bande passante est importante), le bruit polluant le signal lors de la démodulation (d’autant plus important que la bande passante est importante) et la durée du message par rapport à la séquence d’écoute de Sentinel1 (d’autant plus faible que la bande passante est importante) tel que nous le quantifierons ci-dessous. Imaginons un message d’une dizaine de caractères. Dans ce cas les 5,15 à 6,6 ms d’écoute déterminés par le taux de répétition PRI des impulsions nous laisse pour émettre une dizaine de caractères de l’ordre de 600  $\mu\text{s}$  ou 60  $\mu\text{s}$  en encodage RS232 8N1 (10 bits/-caractère transmis). L’inverse de 60  $\mu\text{s}$  est 16,7 kHz qui nous approcherait des 19200 bauds nominaux de RS232. Un tel signal est simulé dans le listing ci-dessous qui serait susceptible de moduler une porteuse

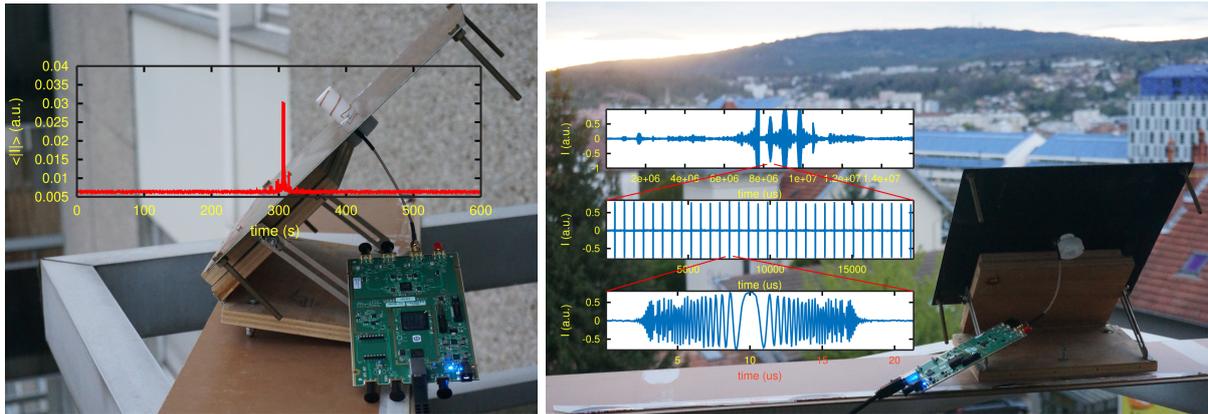


FIGURE 25 – Gauche : géométrie de l’antenne hélicoïdale sur un plan de masse grand devant la longueur d’onde, et le récepteur B210 connecté par une section de câble à l’antenne. La courbe rouge est la mesure de la valeur moyenne par segment de 62,5 ms de la valeur absolue de la partie réelle du signal acquis lors du passage de Sentinel 1B, avec un maximum clair lorsque le faisceau du RADAR spatioporté illumine Besançon. Droite : mise en contexte de la géométrie du récepteur lors du passage descendant de Sentinel 1B (illumination depuis l’Est à une élévation maximale de 48° tel que annoncé par Heavens Above) et (bleu) zoom sur la partie réelle du signal acquis, de haut en bas lorsque le faisceau micro-onde illumine Besançon, avec les impulsions individuelles en observant avec une résolution temporelle accrue, et finalement une impulsion unique présentant clairement la rotation parabolique de la phase, confortant la nature de l’observation.

autour de 5,4 GHz avec la fréquence  $f_s$  ici choisie arbitrairement à 60 fois le débit de communication hypothétique.

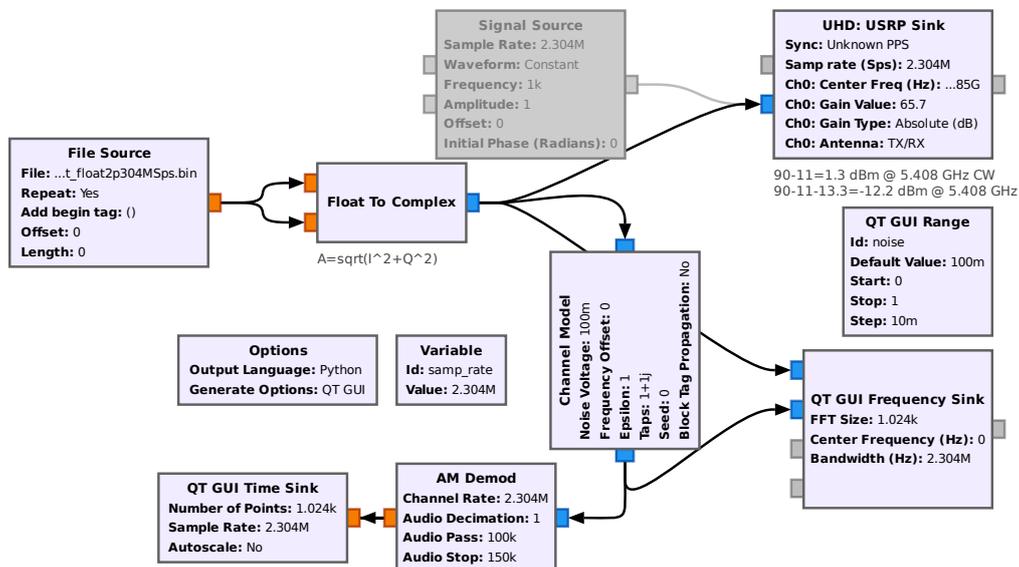


FIGURE 26 – Chaîne de synthèse d’un signal modulé en amplitude (AM), transmis sur un canal factice, et démodulé en réception pour appréhender l’impact du bruit sur le canal de communication.

Le signal alimentant la chaîne de modulation en amplitude est produit par le script GNU Octave

```
fs=19200*60;      % sampling rate
baud=19200;      % baudrate
message="message_";
```

```

bitlength=floor(fs/ baud);
buffer=zeros(ceil(length(message*11/8)*bitlength),1);
buffer(1:12*bitlength)=1; % RS232 bus rest state=hi
position=12*bitlength+1;
for letter=1:length(message)
    buffer(position:position+bitlength)=0; % start
    position=position+bitlength+1;
    value=double(message(letter));
    dec2hex(value)
    for letpos=1:8 % RS232: LSB first
        txval=mod(value,2);
        buffer(position:position+bitlength)=txval; % bit
        position=position+bitlength+1;
        value=floor(value/2);
    end
    buffer(position:position+bitlength)=1; % stop
    position=position+bitlength+1;
    buffer(position:position+bitlength)=1; % stop
    position=position+bitlength+1;
end
buffer=buffer*0.8+0.2;
write_float_binary(buffer, 'fichier_1p152MSps.bin')

```

Ce programme vise à respecter la norme RS232 de la transmission à 19200 bauds sans bit de parité avec deux bits de fin et un unique bit (8N1) de départ (*start*) en communiquant le bit de poids le plus faible en premier. Le taux de modulation est de 80% puisque la puissance maximale est unitaire et la puissance minimale est 0,2, mettant en évidence l'inefficacité de la modulation AM. La difficulté de cette mesure tient au bilan de liaison défavorable entre le sol et le satellite, la durée très courte de visibilité de la source par le satellite avançant le long de son orbite, mais surtout de la puissance limitée que peut émettre une B210. En effet nous mesurons une puissance crête de 11.5 dBm à 5,4 GHz soient 14 mW alors que [4] nous apprend que la limite de détection, compte tenu du plancher de bruit thermique du récepteur de Sentinel1, est de l'ordre de 15 mW pour une porteuse émise en continu, ou dans les meilleures conditions 8 mW donc très proche de la puissance que nous serions susceptibles d'émettre. On pourra cependant noter que l'amplificateur Skyworks SE5023L fonctionne à 5 GHz avec un gain de 32 dB et un point de compression à 26 dBm (400 mW), coûte 4,75 euros, et que sa carte d'évaluation est disponible chez Mouser pour 93 euros.

Imaginons maintenant que quelqu'un ait enfreint l'interdiction d'émettre [23] et qu'un signal ait peut être été collecté par Sentinel1 lors de son survol de la France. Serions nous capables de retrouver ce signal dans les données brutes fournies par l'ESA, et surtout ce signal peut-il impacter la fonction première de mesure RADAR du satellite ? Le second point est le plus facile à appréhender : une impulsion RADAR – ou tout système de communication à étalement de spectre en général (par exemple GPS) – est caractérisée par deux grandeurs, sa durée  $T$  et son encombrement spectral  $B$ . Plus la durée est longue et meilleure est la capacité à moyenniser pour rejeter le bruit, mais moins bonne est la résolution temporelle  $1/T$ . Par ailleurs, plus la bande spectrale occupée par le signal est large, meilleure est la capacité d'identifier sa date de réception  $1/B$  ou, en application RADAR, son temps de vol aller-retour avec une résolution en distance  $c/(2B)$ . Le produit de ces deux grandeurs  $PCR = B \times T$  est les *Pulse Compression Ratio* – rien à voir avec la *Polymerase Chain Reaction* qui est sur toutes les bouches en ce moment – qui indique le gain en rapport signal à bruit amené par le traitement numérique du signal impliquant la corrélation du signal émis sur le signal reçu. Dans le cas de Sentinel1,  $T$  est donné par le *Tx Pulse Length* TxPL (octet 46 de la trame CCSDS) et  $B$  par le *Tx Pulse Ramp Rate* TxPRR (octet 42 de la trame CCSDS). Ainsi pour une impulsion émise au cours d'une mesure de type IW (Interferometric Wide), TxPRR = -1193 soit -0,805 MHz/ $\mu$ s et la durée de l'impulsion est TxPL=2004 ou 53,4  $\mu$ s. Nous en déduisons  $B = \text{TxPRR} \times \text{TxPL} \simeq 43$  MHz et  $PCR = B \times \text{TxPL} \simeq 2300$ . Ainsi, le gain produit par la corrélation sur le rapport signal à bruit est un facteur 2300 ou en échelle logarithmique  $10 \log_{10}(2300) \simeq 34$  dB puisque la corrélation fournit déjà une puissance. Cela signifie que le RADAR sera capable de ressortir son impulsion du signal reçu bruité (ou pollué par une source d'interférence) si ce dernier est moins de 2300 fois plus puissant que l'écho reçu.

Si l'émission est incohérente avec la forme des impulsions émises par le RADAR, les risques de brouillage sont faibles dans la limite d'une puissance émise raisonnable. Bien entendu la situation est toute autre dans le cas où le signal émis depuis le sol suivrait le même motif de phase que les impulsions émises par le RADAR, puisque dans ce cas le gain de compression s'applique tout autant au signal émis depuis le sol qu'aux impulsions émises depuis l'espace : c'est selon ce précept que les systèmes de brouillage de GPS russes utilisés en Syrie notamment émettent un motif rappelant les messages des vrais satellites, mais sans information de position pertinente tel que décrit dans [24].

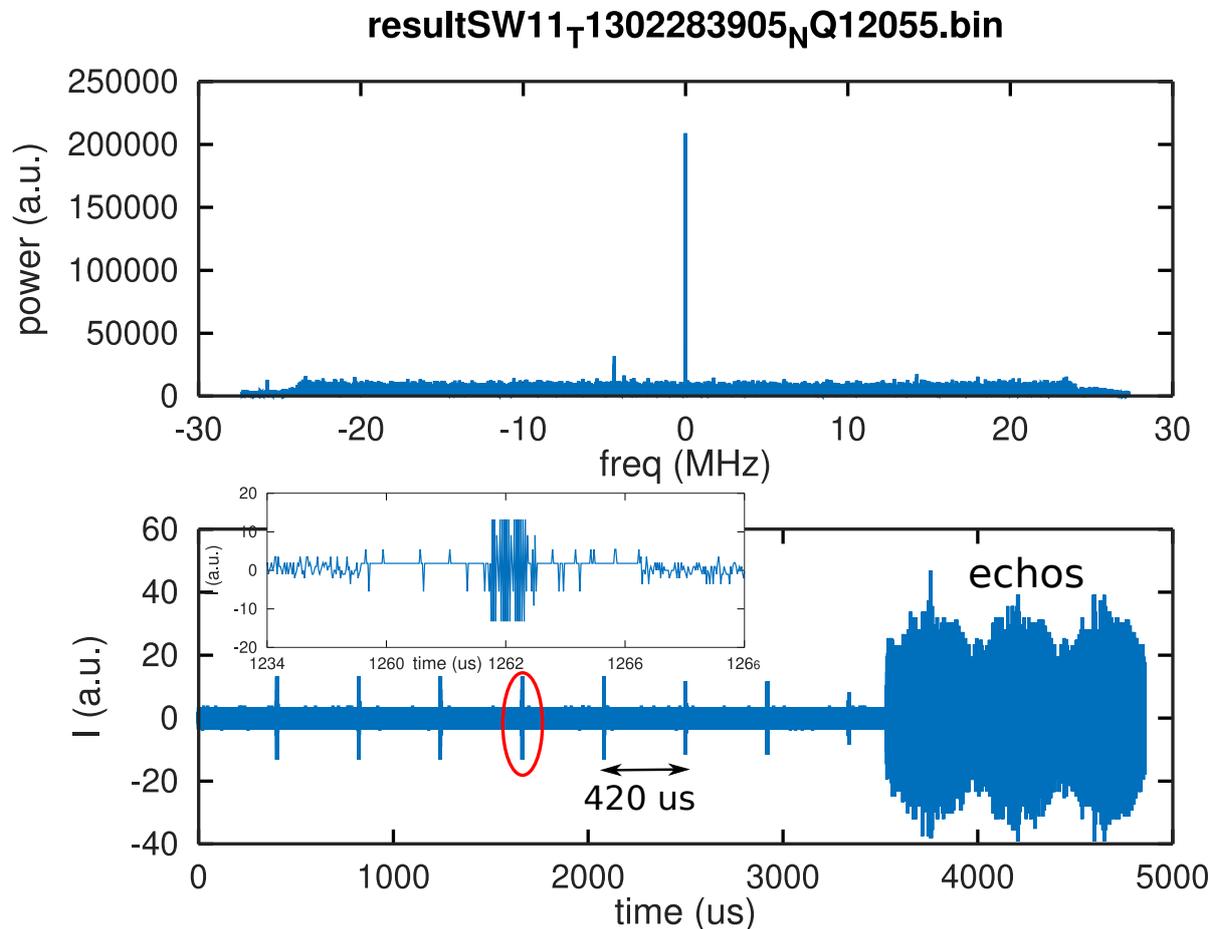


FIGURE 27 – Haut : spectre observé au cours des *rank echos* au début d'une acquisition du *swath 2* lors du survol de Besançon le 12 avril 2021 autour de 19 heures 31 minute et 27 secondes (heure locale), et en bas la représentation dans le domaine temporel se concluant par les premiers échos réfléchis par la surface de la Terre. On note un motif période avant l'arrivée des échos dont l'interprétation est proposée dans le texte.

Sentinell1 illumine Besançon avec un angle en vue oblique variant entre 35 et 45° selon les paramètres orbitaux, correspondant à une distance entre une cible au sol et le satellite entre  $700 \cos(45) = 990$  km et  $700 \cos(35) = 850$  km soit dans l'équation de Friis une variation de puissance de  $20 \log_{10}(990/850) = 1,3$  dB. Si nous pouvions illuminer Sentinell1 lors de son passage à l'azimut à une élévation de 90° (distance de 700 km) nous gagnerions 3 dB par rapport à son passage à 55° d'élévation, mais ce gain est négligeable face aux erreurs de pointage manuel d'antenne, et surtout dans ce dernier cas le réseau déphasé des éléments rayonnant de l'antenne ne pointent pas dans la bonne direction.

Pour conclure cette analyse, l'observation des données fournies par l'ESA, par exemple dans son enregistrement S1B\_IW\_RAW\_OSDV\_20210412T173110\_20210412T173142\_026437\_0327F3.5F2E fournit parfois de bonnes surprises. Ainsi dans la Fig. 27, nous observons des impulsions périodiques avant les premiers échos réfléchis par le sol. L'intervalle de temps entre ces impulsions brèves est de 420  $\mu$ s ou une fréquence de répétition d'impulsions (PRF) de 2380 Hz, surprenamment proche des 2232 Hz (inverse de 448  $\mu$ s) an-

noncés dans [25] décrivant les RADARs météorologiques français interlaçant diverses formes d’impulsions pour maximiser à la fois la résolution en distance et en vitesse ... et comme par hasard un tel RADAR en bande C se trouve dans le Doubs à Montancy. Ces résultats se retrouvent lors de passages précédents tel que le fichier `S1B_IW_RAW_OSDV_20210331T173109_20210331T173142_026262_032260_9A62` acquis le 31 Mars 2021 où ces signaux se répétant toutes les 420  $\mu$ s se retrouvent vers 19 :31 :35 heure locale.

## 10 Conclusion

Partant de la volonté de combler une lacune manifeste sur la chaîne de traitement des signaux bruts issus des satellites spatioportés de l’ESA Sentinel1, nous avons exploré la séquence de décompression des fichiers et avons validé le résultat par l’analyse des données produites. Nous avons pu reproduire des images comprimées en distance et en azimuth, démontrant la validité des données et la compréhension des paramètres de télémétrie. Fort de ces données, nous avons dépassé le cadre classique d’exploitation des données acquises par Sentinel1 par une analyse radiométrique de la puissance radiofréquence émise depuis le sol en l’absence d’échos émis par le RADAR. Finalement, nous avons pu détecter depuis le sol les émissions électromagnétiques du RADAR spatioporté, et évalué la capacité à retrouver sur les fichiers fournis par l’ESA des informations qui auraient pu être émises depuis le sol.

Bien entendu la maîtrise de la technologie fournit les outils pour la détourner à ses propres fins, voir pour nuire à la collecte des données [26], des atouts que les possesseurs de cette connaissance ne manqueront pas de mettre à profit.

Saurez vous retrouver le message extra-terrestre qui se trouve peut-être dans le fichiers bruts des données acquises par Sentinel 1 entre fin Avril 2021 et début Mai, par exemple le 28 autour de 5 heures, 50 minutes et 58 secondes en temps universel? Une carte Zedboard sera offerte à la première réponse démontrant la bonne réponse, positive ou négative, à cette question. Tous les outils nécessaires à trouver la solution sont disponibles à [https://github.com/jmfriedt/sentinel1\\_level10/](https://github.com/jmfriedt/sentinel1_level10/).

## Remerciements

Toutes les références bibliographiques qui ne sont pas librement disponibles sur le web ont été acquises auprès de Library Genesis à [gen.lib.rus.ec](http://gen.lib.rus.ec), une ressource indispensable à nos recherches et développements. Andrea Monti-Guarnieri (Université Polytechnique de Milan, Italie) a initié cette étude en mentionnant la disponibilité des données brutes (format RAW) des flux de données IQ sur le site Copernicus de l’ESA, garantissant la pérennité et la reproductibilité des résultats annoncés dans ce document.

## Références

- [1] J.-M Friedt, P. Abbé, *Parler à un RADAR spatioporté : traitement et analyse des données de Sentinel1*, GNU/Linux Magazine France **246** (Mars 2021)
- [2] J.W. Caddeed Jr. *Corona over Cuba : The Missile Crisis and the Early Limitations of Satellite Imagery Intelligence*, Intelligence and National Security **31** (3) 416–438 (2016) à [https://www.researchgate.net/publication/273520282\\_Corona\\_over\\_Cuba\\_The\\_Missile\\_Crisis\\_and\\_the\\_Early\\_Limitations\\_of\\_Satellite\\_Imagery\\_Intelligence](https://www.researchgate.net/publication/273520282_Corona_over_Cuba_The_Missile_Crisis_and_the_Early_Limitations_of_Satellite_Imagery_Intelligence)
- [3] Utilisateur “nuno.miranda” du forum step de l’ESA à <https://forum.step.esa.int/t/how-to-decode-sentinel-a-10-raw-data-how-to-accomplish-range-compression-correctly/8117/15> selon l’argument très raisonnable que “*we never made available RAW decoding software ... My personal opinion is that people willing to process S-1 RAW data (or any other mission) needs to learn about the sensor specificities. If you want to process S-1 TOPS data, you have to learn about S-1.*” (où S-1 réfère à Sentinel-1)
- [4] N. Franceschi *et al.*, *RFI Monitoring and Classification in C-band Using Sentinel-1 Noise Pulses* à <http://www.ursi.org/proceedings/2019/rfi2019/23p4.pdf> et A. Monti-Guarnieri *et al.*, *Identification of C-Band Radio Frequency Interferences from Sentinel-1 Data*, MDPI Remote Sensing **9** 1183 (2017)

- [5] D. Harel, *X Marks The Spot : Identifying MIM-104 Patriot Batteries From Sentinel-1 SAR Multi-temporal Imagery* (2018) à <https://medium.com/@HarelDan/x-marks-the-spot-579cdb1f534b>
- [6] H.I Sutton, *Hidden Threat To Navies : How Freely Available Satellite Imagery Can Track Radars* (2020) à <https://www.navalnews.com/naval-news/2020/12/hidden-threat-to-navies-how-freely-available-satellite-imagery-can-track-radars>
- [7] A.A. Mouche & al., *On the Use of Doppler Shift for Sea Surface Wind Retrieval From SAR*, IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing **50** (7), 2901 (2012) ou T. Ahsbahs, *Wind Farm Wakes from SAR and Doppler Radar*, MDPI Remote Sensing **12** 462 (2020)
- [8] ESA, *Sentinel-1 – ESA’s Radar Observatory Mission for GMES Operational Services*, SP-1322/1, p.20, (Mars 2012) à [https://sentinel.esa.int/documents/247904/349449/S1\\_SP-1322\\_1.pdf](https://sentinel.esa.int/documents/247904/349449/S1_SP-1322_1.pdf)
- [9] J.-M. Friedt, *Décodage d’images numériques issues de satellites météorologiques en orbite basse : le protocole LRPT de Meteor-M2*, GNU/Linux Magazine France, en 3 parties entre Mai et Juillet 2019
- [10] H. Flachs, *Sentinel-1 SAR Instrument – SAR Space Packet Protocol Data Unit*, ESA (22/05/2015) à <https://sentinel.esa.int/documents/247904/2142675/Sentinel-1-SAR-Space-Packet-Protocol-Data-Unit.pdf/d47f3009-a37a-43f9-8b65-da858f6fb1ca?t=1547146144000>
- [11] R. Piantanida, *Level 1 Detailed Algorithm Definition*, ESA (07/06/2019) à <https://sentinel.esa.int/documents/247904/1877131/Sentinel-1-Level-1-Detailed-Algorithm-Definition>
- [12] P. Guccione & al., *Sentinel-1A : Analysis of FDBAQ Performance on Real Data*, IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing **53** (12), 6804 (2015)
- [13] D. Huffman, *A Method for the Construction of Minimum-Redundancy Codes*, Proc. IRE **40** (9) 1098–1101 (1952)
- [14] S.N. Madsen, *Estimating the Doppler centroid of SAR data*, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems **25** (2) 134–140 1989
- [15] J.-M. Friedt, *Introduction à l’analyseur de réseau : le NanoVNA pour la caractérisation spectrale de dispositifs radiofréquences*, Hackable **36** (Jan.–Mar. 2021)
- [16] J.-M. Friedt, W. Feng, *Analyse et réalisation d’un RADAR à synthèse d’ouverture (SAR) par radio logicielle (2/3)*, GNU/Linux Magazine France **242** (Nov. 2020)
- [17] A. Moreira & al., *A tutorial on Synthetic Aperture Radar*, IEEE Geoscience and Remote Sensing Magazine 6–43 (March 2013)
- [18] D. Sandwell & al., *GMTSAR : An InSAR Processing System Based on Generic Mapping Tools (2nd Ed.)*, pp.51–59 (2016), à [https://topex.ucsd.edu/gmtsar/tar/GMTSAR\\_2ND\\_TEX.pdf](https://topex.ucsd.edu/gmtsar/tar/GMTSAR_2ND_TEX.pdf)
- [19] V. Kubica & al., *Improved cross-range resolution in TOPSAR imaging using Sentinel-1A in bistatic operation*, Proc. IEEE Radar Conference RadarCon (2015)
- [20] C.A. Balanis, *Antenna Theory – Analysis and design, 3rd Ed.*, Wiley Interscience (2005)
- [21] J.-M. Friedt, *Le télescope à particules cosmiques : principe de la mesure par coïncidence*, Opensilicium **11** (Juin-Aout 2014)
- [22] A. Anghel & al., *Bistatic SAR imaging with Sentinel-1 operating in TOPSAR mode*, IEEE Radar Conference (RadarConf) 2017
- [23] Émettre dans une bande interdite ne semble pas gêner la Chine : <https://labo.obs-mip.fr/multitemp/le-cesbio-pique-la-chine/> et <https://labo.obs-mip.fr/smos-blog/a-gigantic-rfi-source-in-china-is-still-on-and-doing-lots-of-damage/>
- [24] M.J. Murrian & al., *GNSS Interference Monitoring from Low Earth Orbit* (2020) à <https://arxiv.org/pdf/2009.04093.pdf>
- [25] P. Tabary, L. Perier, J. Gagneux, & J. Parent-du-Chatelet *Test of a staggered PRT scheme for the French radar network*, J. Atmospheric and Oceanic Technology **22**(4) 352–364 (2005) à [https://journals.ametsoc.org/view/journals/atot/22/4/jtech1709\\_1.xml](https://journals.ametsoc.org/view/journals/atot/22/4/jtech1709_1.xml)
- [26] A. Capaccio, *U.S. Builds Ground-Based Arsenal to Jam Russia, China Satellites*, Bloomberg (17 Avril 2020) à <https://www.bloomberg.com/news/articles/2020-04-17/u-s-space-force-is-arming-to-jam-russian-and-chinese-satellites>