Mesure fine de déplacement par RADAR interférométrique à synthèse d'ouverture (InSAR) par radio logicielle – 3/3

J.-M Friedt, W. Feng
FEMTO-ST, département temps-fréquece, Besançon, France
Xidian University, National Laboratory of Radar Signal Processing, Xi'an, Chine
14 août 2020

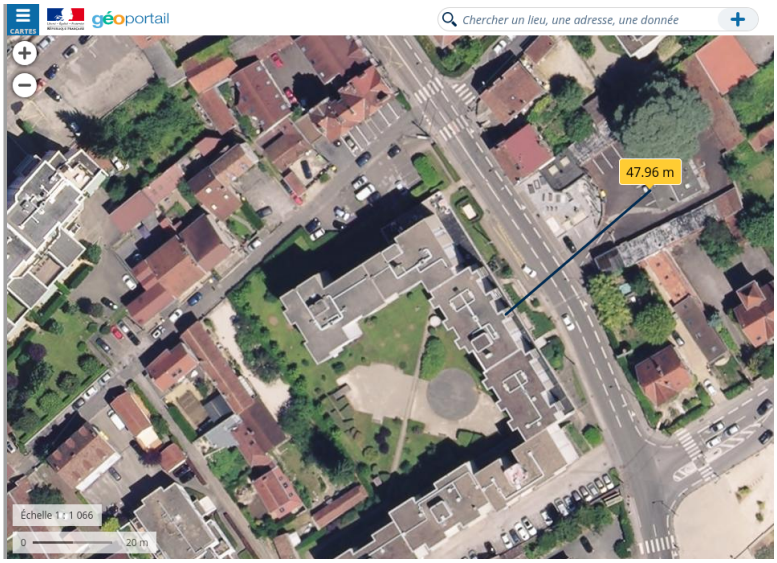
Nous avons démontré dans le premier article de la série la capacité à mesurer la distance à une cible (*range compression*) puis dans un deuxième temps à détecter l'angle d'arrivée du signal (*azimuth compression*). Fort de cette capacité de cartographier des cibles, nous allons conclure cette série sur la conception de RADAR à base de radio logicielle, et le traitement des signaux associé, par la mesure fine de déplacement des cibles par analyse de la phase (interférométrie) du signal lors de la répétition des mesures.

1 Introduction : mesure interférométrique

Nous avons vu qu'en étalant le spectre d'un signal dans une bande passante B nous pouvions compresser par intercorrélation entre le signal émis et le signal reçu l'impulsion pour identifier la distance au réflecteur avec une résolution $c/(2B)$ avec $c = 300$ m/μs la vitesse de la lumière dans le vide. En accumulant les spectres acquis sur une multitude de bandes adjacente (*frequency stacking* [1]) nous avons éliminé la limitation en résolution en distance imposée par la bande passante réduite des plateformes faible coût des radios logicielles.

Positionnement des images dans QGis

Nous avons mentionné auparavant qu'aucun degré de liberté ne subsiste pour positionner les cartes RADAR sur une image aérienne dans un outil de gestion d'informations spatialisées tel que QGis, la distance source-cible étant déterminée par la bande passante, et l'azimuth par le pas de déplacement du rail selon lequel se déplace l'antenne et son orientation (dans notre cas la balustrade du balcon). La figure ci-dessous illustre l'utilisation du greffon "Freehand raster georeferencer" (icônes entourées en rouge) qui permet d'importer une image bitmap non-géoréférencée et de la manipuler interactivement en position, homothétie et rotation (plus confortable que manipuler le fichier World associé à une image bitmap géoréférencée jusqu'à arriver à une solution acceptable). Dans la capture d'écran ci-dessous





nous constatons que la règle est utilisée selon chaque axe pour vérifier que l'homothétie de l'image respecte l'échelle (graduations 150 m en abscisse et 40 m en ordonnée en vert), tandis que l'image a déjà été alignée avec la balustrade du balcon. La flèche magenta indique la réflexion du bâtiment entouré d'un échafaudage pendant la réfection de la peinture de ses façades, améliorant sa section RADAR.

Nous avons vu qu'en déplaçant l'antenne réceptrice le long d'un axe rectiligne par pas constants (ULA pour *Uniform Linear Array*), un formalisme relativement simple s'apparentant à la transformée

de Fourier inverse permet de remonter à l'azimuth de la cible en considérant que la phase du signal reçu évolue linéairement avec la distance cible-antenne réceptrice. Le choix du pas constant simplifie le problème au même titre qu'une transformée de Fourier propose naturellement une série discrète et équidistante de fréquences. L'équivalent au repliement spectral, mais appliqué dans l'espace et non le temps, implique que le pas de déplacement doit être inférieur à la demi longueur d'onde du signal émis pour éviter toute ambiguïté sur la direction d'arrivée.

Nous allons maintenant combiner ces deux informations pour exploiter la phase du signal reçu, et non plus seulement son module comme nous l'avions fait jusqu'ici, en observant cette grandeur au niveau des réflecteurs les plus puissants, et ce au cours de mesures successives. Si la cible bouge de moins que $c/(2B)$, alors l'écho reste au même emplacement dans la carte {distance, azimuth} mais la phase qui lui est associée varie. Cette technique de mesure est qualifiée de *Interferometric SAR* puisque, au même titre que l'interférométrie optique dans un montage de Michelson ou Mach Zender, c'est la phase entre un faisceau (image initiale dans le cas du RADAR) de référence et un faisceau (images successives de la cible en mouvement dans le cas du RADAR) atteignant un miroir en mouvement qui est est exploitée pour une mesure fine – sub-longueur d'onde – de déplacement [1]

2 Interférométrie

Au cours des études précédentes, nous nous sommes contentés d'analyser le module du signal, émis à fréquence f, réfléchi par les cibles à distance r. Cependant, la corrélation en bande de base – après transposition par mélangeur I/Q pour éliminer f – est une grandeur complexe qui est aussi caractérisée par une phase φ. Cette phase est liée au temps de propagation de l'onde $\tau = 2r/c$ (2 pour l'aller et le retour) par $\varphi = 2\pi f\tau$ et toute variation de position de la cible dr se traduisant par une variation de temps de vol $d\tau = 2dr/c$ entre deux mesures successives s'observe par une variation de phase $d\varphi = 4\pi f \cdot dr/c$ en supposant que les images sont toujours prises du même endroit. On notera deux conséquences à cette expression :

- la résolution en déplacement n'est aucunement dépendante de B, seule la capacité à séparer deux cibles de distances différentes au RADAR est déterminée par B (résolution en distance). Nous pourrons donc détecter des mouvements fins même avec un RADAR ne balayant pas une large gamme de fréquences.
- tout déplacement de la cible de plus que $\lambda/2$ (déphasage de π à l'aller et π au retour donc 2π globalement) induit une rotation de phase de 2π qui ne peut être différenciée d'un déplacement nul. Il faut donc des mesures suffisamment fréquentes pour garantir que le déplacement entre deux mesures reste inférieur à la demi-longueur d'onde. Dans le cas d'une illumination autour de 2,45 GHz, cette distance est $6,1$ cm. Pour une cible à 60 m, cela correspond à un déplacement relatif de 0,1% ou 1000 ppm.

Cette technique de mesure a largement été utilisée en géophysique pour le suivi à distance de glissements de terrains [2, 3, 4] (Fig. 1) ou le gonflement de volcans sous la pression de la chambre de magma [5], l'observation du déplacement de tablier de ponts contraints par le passage de véhicules lourds ou déformation de barrages sous la pression de l'eau qu'ils retiennent [6] : il s'agit de GB-SAR (*Ground-Based Synthetic Aperture RADAR*), aussi utilisé pour observer le glissement des glaciers lubrifiés par l'écoulement des eaux de fonte [7]. Alors que quelques versions commerciales existent pour des prix largement inaccessibles au lecteur moyen de ce journal, par exemple avec l'IBIS de IDS en Italie, chez MetaSensing en Hollande ou chez GroundProbe en Australie, nous allons étendre les fonctionnalités de notre maquette de RADAR pour lui ajouter cette fonctionnalité. Par rapport au SAR aéroporté, le GB-SAR présente l'avantage d'un taux de rafraîchissement élevé (une mesure prend moins d'une minute sur un système professionnel) et un traitement simple si la position des antennes est reproductible, sans correction nécessaire pour tenir compte de la variation de trajectoire du RADAR au cours des acquisitions successives. Nous allons aborder ce point en premier.

1. On prendra soin de ne pas confondre InSAR – *Interferometric SAR* – et iSAR – *Inverse SAR* – qui exploite les micro-variations du décalage Doppler pour améliorer la résolution d'une cible mobile, ou de façon générale propose de déplacer la cible au lieu de déplacer les antennes du RADAR. Un exemple d'iSAR est un avion qui tourne devant un RADAR : l'aile la plus lointaine du centre de rotation bouge plus vite que l'aile la plus proche du RADAR, permettant de retrouver la forme de l'aéronef une fois que son mouvement global a été soustrait de la mesure.



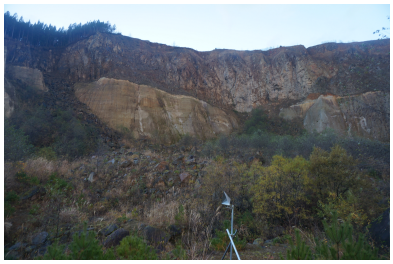



FIGURE 1 – De gauche à droite, un panneau informatif du glissement de terrain Aratosawa qui a eu lieu pendant le tremblement de terre de magnitude 7,2 le 14 juin 2008 au Mont Kurikoma dans la préfecture du Miyagi (Japon) ; le GB-SAR installé par Pr. M. Sato sur le site (38,90129°N, 140,8463°E) actuellement classé réserve naturelle pour validation de la sécurité du terrain avant une ouverture aux visiteurs ; un catadioptre servant de position de référence sur une zone supposée statique.

3 Positionnement reproductible de l'antenne réceptrice : rail motorisé

L'avantage du RADAR à synthèse d'ouverture situé au sol (GB-SAR) – par rapport à sa version aéroportée ou spatiale qui nécessite de connaître avec une résolution sub-longueur d'onde la position du vecteur de vol pour corriger le trajet de l'onde au sol (pour rappel, à 1 GHz, la longueur d'onde est 30 cm) – est qu'il est envisageable de placer le rail qui déplace l'antenne sur un support pérenne garantissant la reproductibilité du positionnement. C'est ce que nous avons fait, plus ou moins maladroitement, en munissant un rail (Igus, rail double drylin série WS 10 40 disponible en longueur 2 m au tarif de 36 euros/m) d'une tige filetée dont la rotation est effectuée par un moteur pas à pas. Sous hypothèse de ne pas perdre de pas de déplacement du rotor, i.e. en effectuant des rotations suffisamment lentes, chaque aller ou chaque retour (au jeu de l'écrou dans la tige filetée près) repositionne l'antenne à mieux que le millimètre, largement sub-longueur d'onde à 2,45 GHz (Fig. 2).

Notre volonté initiale de porter GNU Radio à la Raspberry Pi4 était de fournir un système autonome capable d'acquérir en USB 3 le flux de données issu de la B210, de générer les signaux par émetteur PlutoSDR ou convertisseur USB-WiFi, et d'avoir les GPIOs nécessaires à la commande du moteur, fonctionnalité absente des ordinateurs personnels depuis la disparition du port parallèle compatible Centronics. Finalement, nous avons opté pour un microcontrôleur dédié à la commande du moteur pas à pas avec une interface ST Microelectronics X-NUCLEO-IHM14A1 (14,5 euros chez Farnell). On notera l'erreur dans la documentation UM2299 de cette carte d'évaluation dont ST ne semble pas se soucier lorsque nous avons posté l'information sur leur service client : le point de test TP3, annoncé comme alimentation 3,3 ou 5 V en section 1.3.2 de la page 6 de la documentation, est en fait un point de test de la tension qui alimente les bobinages du moteur, donc typiquement 7 à 45 V. Nous avons eu la mauvaise surprise en tentant d'alimenter le composant numérique du circuit par le port USB de voir l'ordinateur portable s'éteindre ... heureusement le port USB s'est mis en protection en voyant un potentiel de 9 V (commande moteur) lui être imposé. Cette erreur est cohérente avec la description de TP3 en pages 9 et 11 ("Power outputs test points") ainsi qu'avec le schéma de la page 12 donc il s'agit définitivement d'une erreur de documentation qui pourrait amener à de graves conséquences sur la source de tension qui est censée alimenter le circuit numérique.

4 Le catadioptre radiofréquence : *corner reflector*

Afin de démontrer la capacité à finement mesurer le déplacement d'une cible, nous avons besoin d'une cible mobile de façon contrôlée dans un environnement statique (une image nécessite 1 h d'acquisition avec notre montage). Par ailleurs, cette cible doit présenter une section RADAR commensurable avec les toits ou les véhicules qui réfléchissent les ondes électromagnétiques, et doit être facilement déplaçable par pas de 1 cm (pas de déplacement choisi arbitrairement pour être sous la demi-longueur d'onde de 6 cm). Diverses cibles RADAR présentent des capacités de réflexion largement supérieures à leur surface physique (e.g. sphère de Lühneburg qui re-concentre le signal incident vers la source d'illumination) mais le plus simple à réaliser est le catadioptre, ou dans la nomenclature radiofréquence le *corner reflector*.

Tout le monde connaît les catadioptres (Fig. 3) – équipement obligatoire pour la visibilité des bicyclettes – qui équipent les vélos et qui réfléchissent le signal lumineux vers la source qui les éclaire. Le

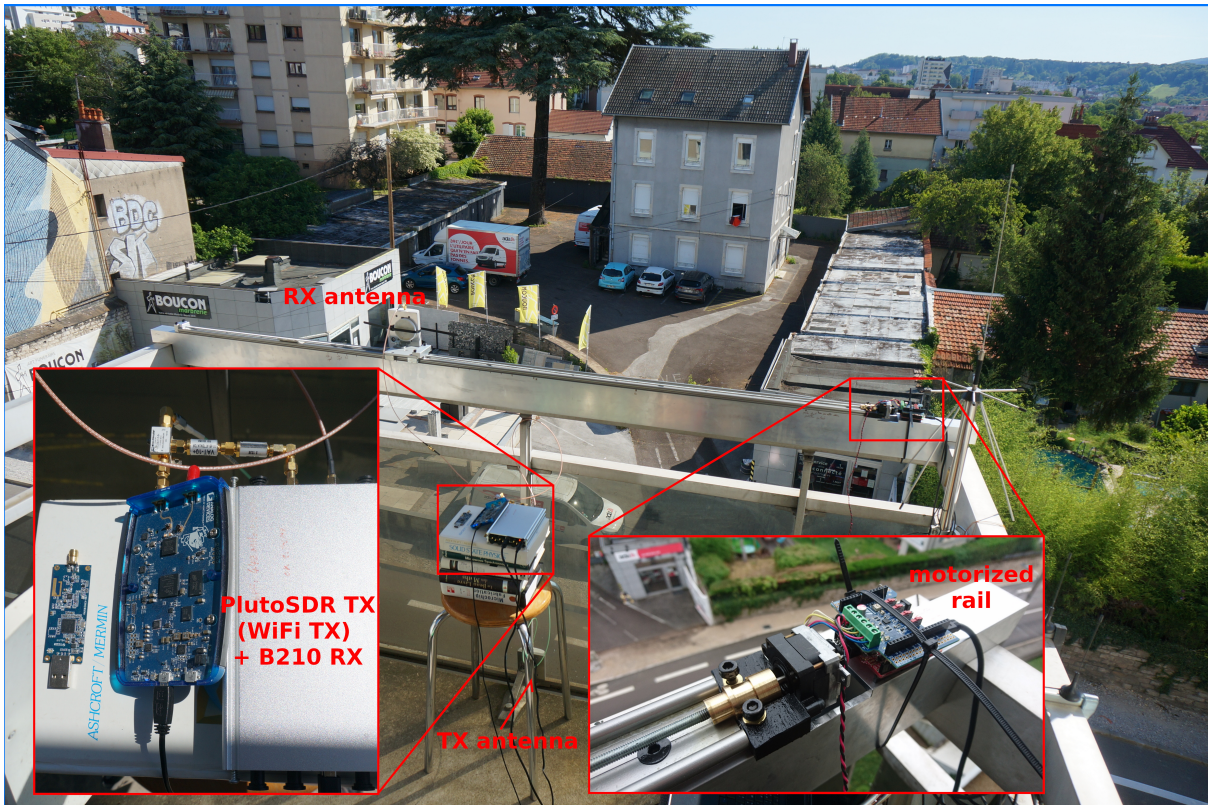


FIGURE 2 – Montage expérimental avec l'antenne d'émission fixe sur le sol du balcon (bas de la photographie), l'antenne réceptrice chariotée sur le rail motorisé fixé sur la balustrade, avec l'émission par la PlutoSDR configurée en générateur de phase pseudo-aléatoire et le récepteur Ettus Research B210 acquérant d'une part le signal de référence émis, d'autre part le signal réfléchi par les cibles. La commande du moteur par une interface X-NUCLEO-IHM14A1 commandée par un microcontrôleur dédié recevant ses ordres par port série virtuel sur USB est visible en encart à droite.

principe est exactement le même en radiofréquence [8], sauf que la longueur d'onde est passée de quelques centaines de nanomètres à quelques centimètres, retirant les contraintes sur l'état de surface des faces des miroirs formant un demi-cube. Un catadioptre formé de trois surfaces carrées d'arête d assemblées à angle droit présente une section RADAR équivalente de $\sigma = 12\pi\frac{d^4}{\lambda^2}$ qui tombe à $\sigma = \frac{4}{3}\pi\frac{d^4}{\lambda^2}$ si la moitié de chaque carré est retirée pour former un triangle. Pour une fréquence de travail de 2450 MHz ou une longueur d'onde $\lambda = 12,25$ cm, la section RADAR équivalente d'un catadioptre de 30 cm d'arête est 20 m^2, qui nécessiterait une sphère de rayon de 2,5 m (surface projetée de 20 m^2) pour atteindre le même résultat. Notre catadioptre présente donc une surface RADAR sensiblement équivalente à celle d'une voiture, mais beaucoup plus simple à manipuler. Le catadioptre est peu recommandé pour les RADARs multistatiques puisque par principe il renvoie le signal incident en direction de sa source (contrairement à la sphère qui réfléchit dans toutes les directions), mais notre RADAR est suffisamment proche de la condition monostatique pour observer efficacement le catadioptre situé à quelques dizaines de mètres du balcon.

La contrainte sur l'angle entre les faces du cube reste cependant drastique [9], et ayant échoué à former un catadioptre efficace en assemblant des plaques de circuit imprimé FR4 (trop souples et se déformant lors de la soudure), il a fallu faire appel à la dextérité d'un soudeur pour assembler 3 plaques d'acier rigides avec un angle suffisamment proche de l'angle droit pour convenablement fonctionner. En effet, [10, p.27] indique que même un écart de 5° de l'angle idéal de 90° entre les faces du catadioptre induit des pertes de sa section RADAR de 2,2 dB ou une réduction d'un facteur 2, un résultat dramatique pour un électronicien incapable de souder deux plaques à angle droit mais une erreur énorme pour un vrai mécanicien. Conclusion : inutile de tenter de bricoler un catadioptre en soudant des plaques de FR4 à "angle droit" comme le ferait un électronicien, faire appel à un mécanicien qui sait ce qu'il fait (ça doit être un principe généralisable ...). Nous traçons en Fig. 4 la perte de section RADAR L d'un catadioptre en fonction de l'erreur sur l'angle et de la longueur de son arête, en reproduisant la courbe proposée en [10, Fig.2] en bande X (10,1 GHz pour retrouver les résultats de cette publication) et valider l'erreur

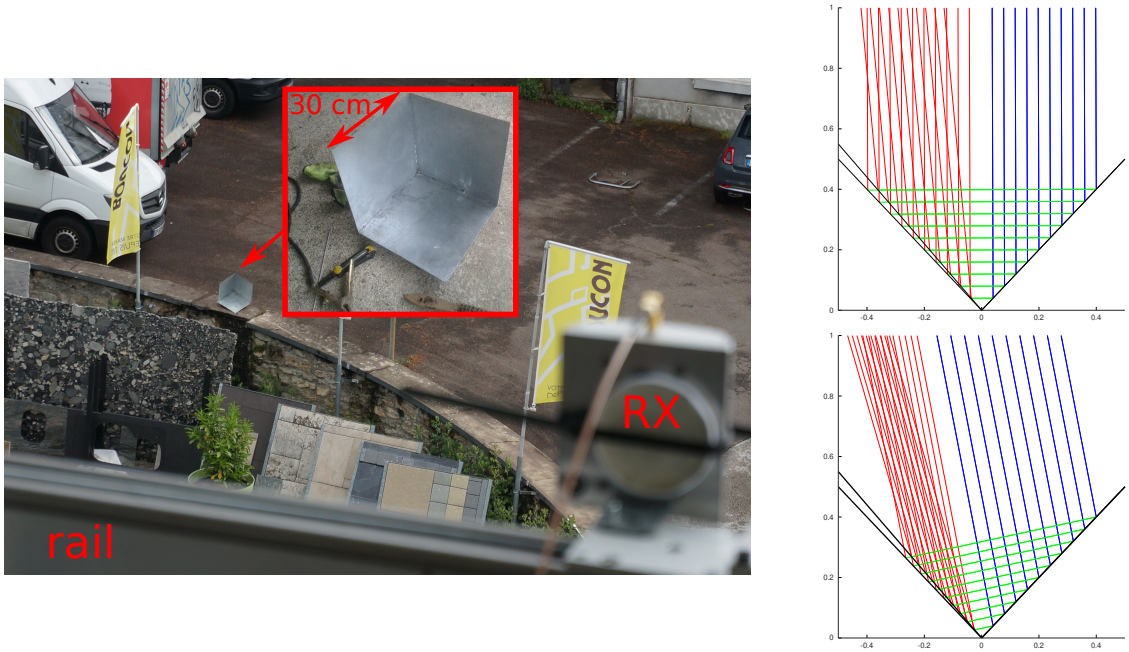


FIGURE 3 – Gauche : photographie du catadioptre (trièdre carré) de 30 cm d'arête après assemblage (insert) et installation à une quarantaine de mètres du RADAR. Noter les véhicules qui imposent une section RADAR suffisamment importante du catadioptre pour être visible. Droite, haut : principe du catadioptre qui renvoie l'onde incidente (bleue) vers sa source (rouge), et impact d'une erreur de 5° par rapport à l'angle idéal de 90° entre les deux faces. En bas, le cas de l'illumination selon un angle différent de l'axe de symétrie, vérifiant à nouveau le bon fonctionnement du catadioptre et l'impact de l'erreur de 5° lors de son assemblage.

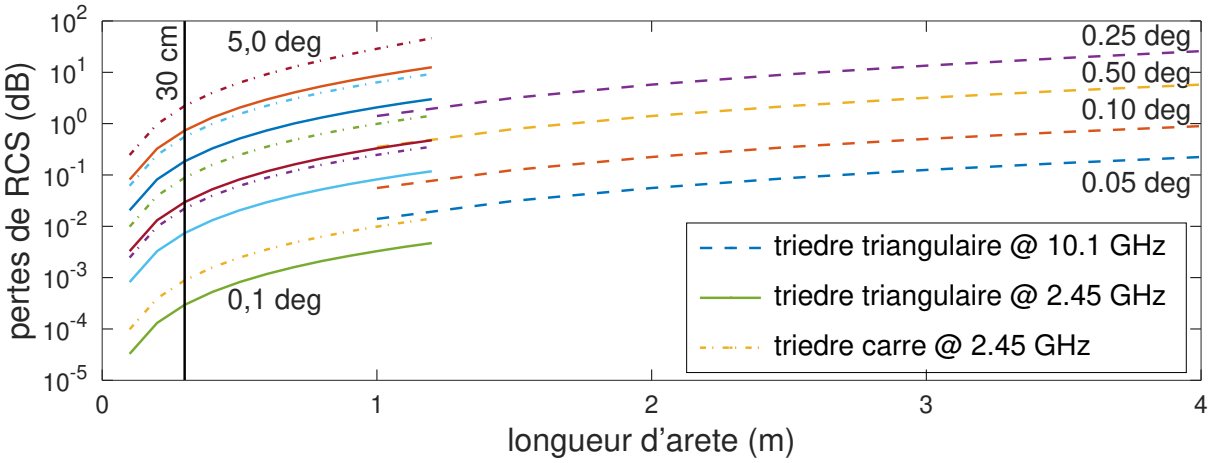


FIGURE 4 – Perte de section RADAR en fonction de l'erreur sur l'angle entre les faces du catadioptre par rapport à l'angle idéal de 90°. En abscisse la longueur de l'arête du catadioptre, en traits pointillés (droite du graphique) le cas d'un RADAR à 10,1 GHz permettant de valider la formule en reproduisant [10, Fig.2], en traits pleins le cas du catadioptre à faces triangulaires illuminé à 2,45 GHz, et en pointillé-point le cas qui nous intéresse du catadioptre à faces carrées illuminé à 2,45 GHz. Chaque faisceau de courbes représente une erreur de 0,05°, 0,1°, 0,25° et 0,5° pour le RADAR 10,1 GHz (moitié droite), et 0,1° (courbe la plus en bas), 0.5°, 1°, 2.5° et 5° (courbe la plus en haut) pour le RADAR 2,45 GHz (moitié gauche).

dans la formule qu'ils proposent et qui devrait être

$$L_{dB} = 60 \log_{10} \left(\frac{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 \cos(\pi a \sin(2\varepsilon))}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - (\pi a \sin(2\varepsilon))^2} \right)$$

(noter le π au numérateur dans le cosinus qui manque dans la publication originale) avec $a = \frac{1}{2\lambda}\sqrt{A_{eff}/0,87}$ où la surface effective $A_{eff} = d^2 \times \sqrt{3}$ pour des faces carrées ou $A_{eff} = d^2/\sqrt{3}$ pour des faces triangulaires. Avec une erreur de 1° sur l'angle entre les faces du cube, la perte de section RADAR du catadioptre devient négligeable à moins de 0,1 dB.

5 Mesure fine de déplacement

Une image RADAR est majoritairement composée de zones sans intérêt puisque dénuée de tout réflecteur. Un premier filtrage pour détecter le déplacement sub-longueur d'onde de cibles entre deux mesures consiste donc à éliminer les zones dont la puissance réfléchie est en deçà d'un certain seuil.

L'identification des pixels contenant l'information associée à la réflexion du catadioptre a été obtenue par soustraction d'une acquisition en présence du catadioptre et d'une acquisition en l'absence du réflecteur : la soustraction des deux cartes d'amplitude fournit l'emplacement du catadioptre (Fig. 5). L'analyse de la phase du signal à cet emplacement est présentée dans la Fig. 6 qui indique en abscisse le déplacement nominal du catadioptre – centimètre par centimètre – et en ordonnée la phase convertie en déplacement $dr = d\varphi \cdot c/(4\pi f) = \lambda \times d\varphi/(4\pi)$. Nous avons volontairement laissé le cas de la rotation de phase de 2π (courbe bleue) qui est déroulée pour obtenir un faisceau de courbes correspondant aux divers points dans la carte {distance, azimuth} contenant les informations du catadioptre. La même analyse est effectuée sur l'écho du toit à 47,5 m (flèche orange sur Fig.6 en bas à droite) – supposé fixe par rapport au balcon – de la maison située en face du RADAR. Cette mesure de référence indique le bruit sur la mesure que nous évaluons à 4 mm sur la journée qu'ont durées les acquisitions.

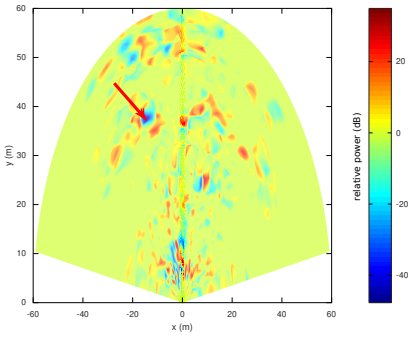


Figure 5: Différence des modules des cartes {distance, azimuth} acquises en présence et en l'absence de catadioptre. Les pixels identifiés comme contenant le signal réfléchi par le catadioptre sont indiqués par la flèche rouge : la phase de ces pixels est analysée en Fig. 6.

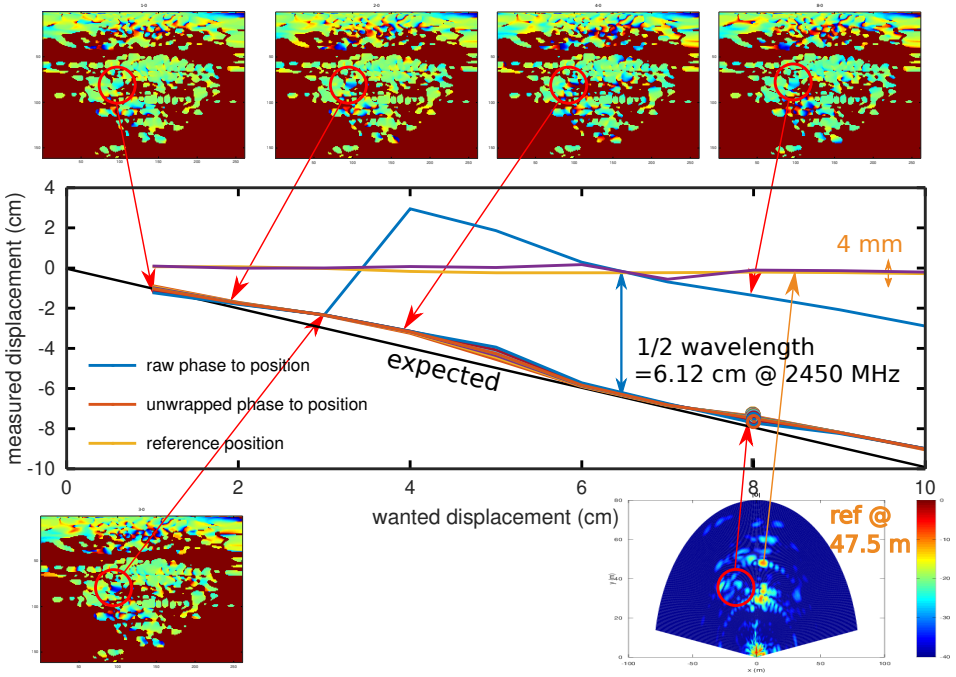


FIGURE 6 – Évolution de la phase du signal observée à l'emplacement identifiée comme représentative de l'écho du catadioptre alors que cette cible est déplacée par pas de 1 cm (abscisse). La phase est convertie en déplacement (ordonnée) connaissant la longueur d'onde centrale du signal émis. En insert les images brutes {distance,angle azimutal} avec la phase encodée dans la couleur – une saturation éliminant les termes si la puissance restituée est inférieure à -40 dB élimine le bruit de fond et fait ressortir les cibles pertinentes, dont le toit statique. La position de ce signal de référence est aussi affichée pour estimer l'incertitude de la mesure sur une journée, la maison étant supposée statique pendant cette durée.

Il nous reste donc maintenant à évaluer la source de cette incertitude de mesure de la phase. Un premier aspect porte sur l'impact de l'électroniqu et en particulier de fluctuation de la phase de l'oscillateur local (Fig. 7) entre la durée que met l'onde à faire l'aller-retour entre émetteur-cible-récepteur, et la durée d'intégration lors des corrélations. Considérant que nous ne mesurons que des cibles jusqu'à une centaine de mètres et que nous acquérons à 2,7 Méchantillons/s (maximum de taux de transfert sans perte de données sur deux voies) un nombre d'échantillons arbitrairement sélectionné à environ 135000 pour calculer chaque corrélation, la plage de temps pendant laquelle la phase de l'oscillateur local fluctue est 1/2,7=370 ns à $2,7 \cdot 10^6/135000 = 20$ ms, ou en d'autres termes un écart à la porteuse de 2,7 MHz à 50 Hz. En supposant que l'oscillateur local impacte le récepteur comme l'émetteur, l'intégration numérique de la courbe acquise à 2450 MHz de la Fig. 7 qui présente une mesure de bruit de phase $S_\varphi = \sigma_\varphi^2/B$ la fluctuation de phase σ_φ dans chaque bande de fréquence B d'écart à la porteuse, indique que la phase fluctue de $\sigma_\varphi \simeq 1,3°$ qui contribue à hauteur de $\delta r = \frac{c}{f} \times \frac{\sigma_\varphi}{720} \simeq 0,1$ mm. Cette valeur ne reflète pas la fluctuation observée sur une journée et nous devons en plus considérer l'impact des conditions climatiques qui font varier la vitesse de l'onde électromagnétique dans l'air.

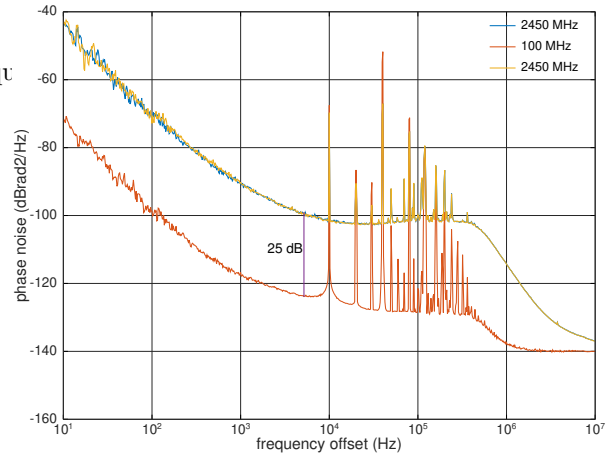


Figure 7: Mesure du bruit de phase de sortie de l'AD9361 équipant une plateforme de radio logicielle Ettus Research B210 à 100 (bas) et 2450 MHz (haut). Les deux courbes sont bien séparées de $20 \log_{10}(2450/100)$ tel qu'attendu par un bruit de phase qui croît comme le carré de la fréquence.

6 Impact de l'atmosphère

Nous avons mentionné qu'à 2,45 GHz, une rotation de 2π de la phase est observée tous les 6 cm, soit à 60 m un déplacement relatif de 1000 ppm. Cependant, l'onde électromagnétique se propage à travers l'air, qui n'est pas du vide mais un gaz dont la permittivité relative dépend majoritairement de la température T (température absolue en kelvin), de la pression de l'air p (en millibars) et de la pression partielle de vapeur d'eau p_e (aussi en millibars). Il est connu [12] que les conditions climatiques impactent l'estimation de la distance aux cibles en faisant varier la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique : nous appuyons notre analyse sur [13] qui, sans être la documentation la plus à jour sur le sujet, a le bon goût d'être limpide à lire et appliquer. Ainsi, nous apprenons qu'à pression ambiante nominale de 1013 hPa=1013 mbar, l'impact de la température sur l'indice optique de l'air est de $dK_1 = 77,6 \times p/T = 77,6 \times 1013/273 = 287$ ppm et une variation de ce coefficient avec la température de $dK_1/dT = 287/T \simeq 1$ ppm/K autour de l'ambiante.

Ainsi, si au cours de la journée la température varie de 5 K (ou °C, les deux échelles de température étant uniquement décalées de 273°C mais présentent le même intervalle), la mesure de distance variera de 5 ppm (ou 0,3 mm pour une cible à 60 m). De la même façon, nous apprenons dans [13] que la contribution de la pression partielle d'eau p_e intervient dans l'équation globale de la variation d'indice optique selon

$$N = 77,6\frac{p}{T} - 6\frac{p_e}{T} + 3,75 \cdot 10^5 \frac{p_e}{T^2}$$

L'application de cette équation nécessite des mesures que nous avons obtenues auprès des enregistrements météorologiques acquis à `https://www.infoclimat.fr/observations-meteo/archives/13/juin/2020/besancon/000P2.html` ainsi que `https://www.infoclimat.fr/observations-meteo/archives/13/juin/2020/besancon-thise/07288.html` pour l'aérodrome de Thise à proximité pour validation. Ces enregistrements fournissent pression totale, température et taux d'humidité, soit la fraction de la pression de vapeur d'eau à la pression saturante. Nous nous sommes contentés de supposer que la pression saturante de vapeur d'eau était de 2 kPa=20 hPa au cours de cette journée, valeur qui semble raisonnable autour de 15 à 20°C (Fig. 8). Les différents termes de l'équation reliant propriétés météorologiques aux divers termes déterminant la variation de vitesse de l'onde électromagnétique sont tracés en Fig. 9. Nous y constatons que le terme quadratique avec l'inverse de la température et proportionnel à la pression partielle de vapeur d'eau domine largement le bilan d'incertitudes sur la distance à la cible.

L'impact des conditions météorologiques est largement discuté dans la littérature, avec nos estimations de quelques centaines de ppm en absolu et quelques ppm de variation quotidiennes par rapport à la vitesse

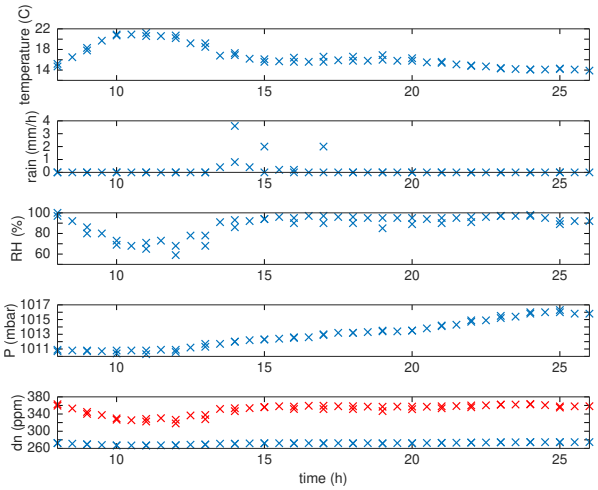


FIGURE 8 – Données météorologiques pour le jour de la mesure acquises auprès de `www.infoclimat.fr/observations-meteo`, et en bas la variation d'indice optique de l'air déduite de ces valeurs, avec en bleu le premier terme dépendant de la pression totale et température uniquement, et en rouge l'ensemble des termes incluant le taux d'humidité.

de la lumière dans le vide, en accord avec les données publiées [14]. Ainsi, placer un catadioptre sur un support connu pour être statique – par exemple socle rocheux à proximité d'un glissement de terrain – permet d'évaluer ces variations de vitesse de l'onde électromagnétique et donc de les compenser en post-traitement [12]. Les 4 mm de variation de position sur une journée du toit de la maison à 47,5 m de distance correspondent à 84 ppm et même si toutes ces fluctuations ne sauraient être attribuées exclusivement aux variations météorologiques (e.g. mouvement du rail lors des balayages successifs de l'antenne), leur contribution ne saurait être négligée.

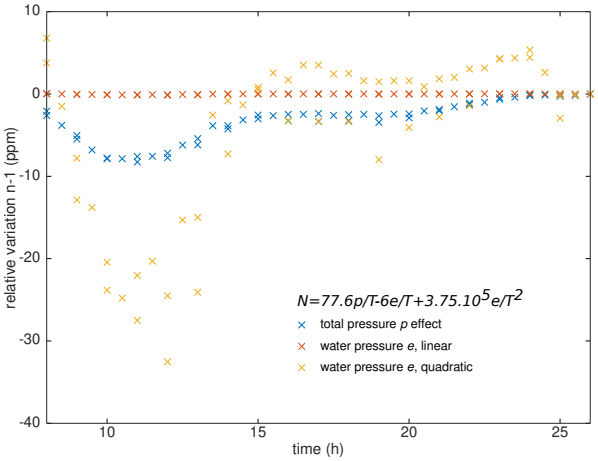


FIGURE 9 – Contribution relative des divers termes de l'équation de variation d'indice optique en fonction de la température, pression totale et pression partielle de vapeur d'eau. La composante inversement quadratique avec la température de cette dernière grandeur domine les variations quotidiennes de mesure de distance.

Conclusion

Notre objectif au long de ces trois présentations a été de montrer comment le développement de systèmes embarqués, sous GNU Linux en particulier, n'est pas une finalité en soi mais permet d'atteindre un objectif concret, ici la réalisation d'un RADAR. En complétant le développement de systèmes embarqués d'un peu de traitement du signal, nous pouvons atteindre un résultat exploitable. Ainsi, nous avons abordé les diverses étapes d'acquisition de signaux RADAR par radio logicielle et de traitement pour arriver à une image résolue en distance et en azimuth. Une mesure de déplacement sub-longueur

d'onde a pu être obtenue par analyse de la différence de phase entre deux images en coordonnées polaires (azimuth, distance).

Les fruits de cette étude devraient nous donner toutes les connaissances pour traiter les informations RADAR acquises par satellite. En effet, contrairement aux images optiques qui sont inutilisables par temps nuageux, les images RADAR ne souffrent pas des conditions climatiques pour imager les structures au sol. Divers satellites transportant des RADARs nous survolent quotidiennement – RadarSat canadien, Terra-SAR-X allemand, anciennent ERS européens, maintenant Sentinel1 A et B : nous avons la chance d'avoir accès aux données brutes de Sentinel sur le portail Copernicus `https://scihub.copernicus.eu/dhus/` de l'agence spatiale européenne. Une difficulté subsiste cependant pour traiter ces données : dans nos mesures au sol, nous avons fait l'hypothèse que les mesures sont toujours prises dans les mêmes conditions déterminées par la reproductibilité de la position de l'antenne réceptrice sur le rail. Un satellite ne passe jamais deux fois à la même position, et le traitement est notablement plus complexe en tenant compte de l'orbite de chaque passage. Néanmoins, toutes les données sont disponibles pour permettre au lecteur de poursuivre le traitement sur des données acquises à bien plus grande échelle. Par ailleurs, l'analyse du catadioptre offre la perspective d'insérer le motif de ses propres réflecteurs dans les images de ces satellites : nous apprenons que les agences spatiales calibrent leurs RADARs par des catadioptres de 1 à 3 mètres d'arête, et [15] présente des réflexions acquises par Sentinel 1 sur des catadioptres de seulement 50 cm de côté, tout à fait réalisable par l'amateur un peu bricoleur.

Remerciements

Le catadioptre (*corner reflector*) et la motorisation du rail ont été réalisés par P. Abbé (FEMTO-ST/temps-fréquence, Besançon). Toutes les références qui ne sont pas librement disponibles sur le web ont été téléchargées sur Library Genesis à `gen.lib.rus.ec`, une ressource indispensable à nos recherches et développements.

Références

[1] S. Prager *& al.*, *Ultra-Wideband Synthesis for High-Range-Resolution Software Defined Radar*, IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement (à paraître, 2019)

[2] Le montage mis en place au glissement de terrain de Séchilienne, à 15 km de Grenoble, est décrit dans `https://www.ineris.fr/sites/ineris.fr/files/contribution/Documents/drs-13-126021-00968b-rapport-radar-unique-1382348416.pdf` avec une description détaillée du montage expérimental dans F. Lemaitre, *Utilisation du radar sol pour la surveillance des mouvements de terrain*, Bull. Labo. des Ponts et Chaussées **4437**, pp. 19–34 (2004) à `https://www.ifsttar.fr/collections/BLPCpdfs/blpc_249_19-34.pdf` qui indique le balayage de faisceau par miroir rotatif.

[3] M. Matsumoto, K. Takahashi & M. Sato, *Long-term landslide monitoring by GB-SAR interferometry in Kurihara, Japan*, Proc. Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR) (2013)

[4] K. Takahashi, M. Matsumoto & M. Sato, *Continuous Observation of Natural-Disaster-Affected Areas Using Ground-Based SAR Interferometry*, IEEE J. of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing **6**(3) (2013)

[5] C. Malassingne *& al.*, *Potential of ground based radar for the monitoring of deformation of volcanoes*, Geophysical Research Letters **28**(5), pp.851-4. (2001)

[6] O. Monserrat, M. Crosetto, & G. Luzi, *A review of ground-based SAR interferometry for deformation measurement*, ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing **93**, pp.40–48 (2014) à `https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924271614000884`

[7] BBC, *Mont Blanc : Glacier collapse risk forces Italy Alps evacuation* (7 Aout 2020) a attiré notre attention sur N. Dematteis *& al.*, *Monitoring Alpine glacier surface deformations with GB-SAR*, Remote Sensing Letters, **8**(10) pp.947–956 (2017)

[8] S.D. Robertson *Targets for microwave radar navigation*, Bell System Technical Journal, **26**(4), pp.852–869 (1947)

[9] M. Garthwaite, *On the Design of Radar Corner Reflectors for Deformation Monitoring in Multi-Frequency InSAR*, MDPI Remote Sensing (2017) à `https://res.mdpi.com/d_attachment/remotesensing/remotesensing-09-00648/article_deploy/remotesensing-09-00648-v2.pdf`

[10] M.C. Garthwaite *& al.*, *The Design of Radar Corner Reflectors for the Australian Geophysical Observing System – A single design suitable for InSAR deformation monitoring and SAR calibration*

at multiple microwave frequency bands, Record 2015/03 dont l'équation en page 27 est corrigée dans R. SaratPulapa *& al*, *Corner reflectors pattern study with & without orthogonality errors*, 13th International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility (INCEMIC), pp.196–201 (2015)

[11] J.-M Friedt, *Matériel pour la radio logicielle*, GNU/Linux Magazine France **224** (Mars 2019)

[12] G. Luzi *& al.*, *Ground-Based Radar Interferometry for Landslides Monitoring : Atmospheric and Instrumental Decorrelation Sources on Experimental Data*, IEEE Trans. on Geoscience and Remote Sensing **42**(11), pp.2454–2466 (2004)

[13] E.K Smith, & S. Weintraub, *The constants in the equation for atmospheric refractive index at radio frequencies*, Proc. IRE **41**(8) pp.1035–1037 (1953) à `https://nvlpubs.nist.gov/nistpubs/jres/50/jresv50n1p39_A1b.pdf`

[14] F. Fabry, *Meteorological Value of Ground Target Measurements by Radar*, J. Atmos. Oceanic Technol. **21** (4), pp.560—573 (2004) à `https://journals.ametsoc.org/jtech/article/21/4/560/2509/Meteorological-Value-of-Ground-Target-Measurements` indique (Fig. 5) 300 à 360 ppm au dessus de la valeur unitaire de l'indice optique de l'air en fonction de la saison

[15] M. Jauvin *& al.*, *Integration of Corner Reflectors for the Monitoring of Mountain Glacier Areas with Sentinel-1 Time Series*, MDPI Remote Sensing **11**(8), 988 (2019) à `https://www.mdpi.com/2072-4292/11/8/988/htm`