Développement d'une architecture de RADAR à pénétration de sol dédié à une intégration sur drone

Maxime Schutz

▶ **To cite this version:**

Maxime Schutz. Développement d'une architecture de RADAR à pénétration de sol dédié à une intégration sur drone. Electronique. Université de Limoges, 2020. Français. NNT : 2020LIMO0071 . tel-03905722

HAL Id: tel-03905722

https://theses.hal.science/tel-03905722

Submitted on 19 Dec 2022

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Thèse de doctorat

Université de Limoges

Université de Limoges

ED 610 - Sciences et Ingénierie des Systèmes, Mathématiques, Informatique (SISMI)

XLIM – Systèmes RF – Antennes et signaux – UMR CNRS 6172

Thèse pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Limoges

Spécialité : « Electronique des Hautes Fréquences, Photonique et Systèmes »

Présentée et soutenue par

Maxime Schutz

Le 18 décembre 2020

Développement d'une architecture de RADAR à pénétration de sol dédié à une intégration sur drone

Thèse dirigée par Cyril DECROZE, Michèle LALANDE et Bertrand LENOIR

JURY :

Président du jury
M. Denis BARATAUD, Professeur, XLIM, Université de Limoges

Rapporteurs
M. Laurent FERRO-FAMIL, Professeur, IETR, Université de Rennes 1
M. Alain GAUGUE, Professeur, Laboratoire Informatique, Image et Interaction (L3i), Université de La Rochelle

Examinateurs
M. Philippe POULIGUEN, Responsable Innovation / Domaine Scientifique « Ondes Acoustiques et Radioélectriques », Agence de l'Innovation de Défense
M. Philippe EUDELINE, Directeur de l'Innovation, THALES LAS France
M. Cyril DECROZE, Professeur, XLIM, Université de Limoges
Mme. Michèle LALANDE, Professeur, XLIM, Université de Limoges
M. Bertrand LENOIR, Directeur technique, INOVEOS SAS

Invités
M. Nicolas RIBIERE-THARAUD, Ingénieur-chercheur, Chef de Laboratoire, CEA GRAMAT

A mon épouse,

A ma famille,

A mes amis,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

« La vie, c'est comme une bicyclette, il faut avancer pour ne pas perdre l'équilibre »
Albert Einstein

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Remerciements

Je remercie Cyril Decroze, Michèle Lalande et Bertrand Lenoir pour avoir accepté d'encadrer cette thèse et de m'avoir accompagné au long de ces travaux de recherche. Votre disponibilité, vos conseils techniques et nos échanges ont été formidables.

Mes remerciements s'adressent à Laurent Ferro-Famil et Alain Gaugue d'avoir accepté la mission de rapporteur et de consacrer du temps à ces travaux.

Je remercie Olivier Séguin de m'avoir permis d'effectuer cette thèse avec la société INOVEOS, mais également de participer aux projets et développements de la société. Mes remerciements vont à Bertrand, Christophe, Hamza, et toute l'équipe INOVEOS pour m'avoir soutenu durant ces trois années de thèse et durant mon cursus d'alternant, depuis 2014.

J'adresse une attention toute particulière à Michèle Lalande, qui m'a d'ailleurs présenté la société INOVEOS en 2014. Un grand merci !

Merci aux enseignants, chercheurs et personnels de l'IUT GEII de Brive, avec qui j'ai toujours plaisir à échanger. Merci à Michèle, Olivier, Romain, Marc pour m'avoir accompagné lors de mes vacations en GEII.

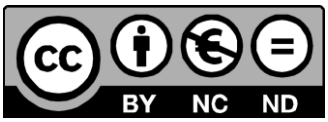
Je remercie Rémi Acampo pour son accueil chaleureux et sa disponibilité lors des tests effectués au Lycée Pierre Caraminot à Egletons.

Je tiens à remercier, ma famille, mes amis ainsi que les thésards avec qui j'ai partagé d'excellents moments à Brive ou à Limoges et tous ceux qui ont contribué au bon déroulement de la thèse.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Droits d’auteurs

Cette création est mise à disposition selon le Contrat :
« **Attribution-Pas d'Utilisation Commerciale-Pas de modification 3.0 France** »
disponible en ligne : *http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/3.0/fr/*



Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des matières

Table des illustrations 9
Introduction 23
Chapitre I. Radars ultra-large bande pour la vision à travers les sols 25
1.1. Radars ultra-large bande 25
1.1.1. L'ultra-large bande (ULB) 25
1.1.2. La force du radar ULB 25
1.2. Radar à pénétration de sol 28
1.2.1. Principe de fonctionnement 28
1.2.1.1. Antennes GPR 29
1.2.1.2. Les données GPR 31
1.2.1.3. Paramètres et modélisation du sol 34
1.2.1.4. Bilan de liaison 40
1.2.2. Simulation d'un système GPR 41
1.2.3. Traitement d'image appliqué au radar à pénétration de sol 42
1.2.4. Législations et utilisation des fréquences 47
1.3. Différentes formes d'onde 50
1.3.1. Radars impulsionnels 50
1.3.2. Radars fréquentiels 53
1.3.2.1. FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) 53
1.3.2.2. SFCW (Step Frequency Continuous Wave) 56
1.3.3. Radars à bruit 60
1.3.4. Exemples de systèmes GPR 62
1.3.5. Radio Logicielle 64
1.4. Les drones 65
1.4.1. Définition d'un drone 65
1.4.2. Constitution d'un drone volant 66
1.4.2.1. Types de voilure 67
1.4.2.2. Outils et capteurs 68
1.4.2.3. Stations de commandes et capteurs pour le vol 69
1.4.3. Réglementation de l'utilisation des drones 70
1.4.4. Radars à pénétration de sol embarqués sur drone 71
1.5. Objectifs de l'étude et premier choix technologique : la forme d'onde 73
Références bibliographiques 75
Chapitre II. Conception d'une architecture de radar GPR embarqué 82
2.1. Choix des paramètres du radar FMCW 82
2.2. Développement d'une plateforme de simulation 89
2.2.1. Objectifs de la plateforme de simulation 89
2.2.2. Plateforme de simulation 89
2.2.2.1. Simulation ADS (Advanced Design System) 89
2.2.2.2. Simulations gprMax 91
2.2.2.3. Chaine de simulation 92
2.2.3. Post traitements et améliorations 99
2.3. L'utilisation d'une seule antenne en émission et en réception 101
2.3.1. Solutions d'aiguillage des signaux émission/réception 101
2.3.2. Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave (FMICW) 101

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2.3.2.1. Principe du FMICW 101
2.3.2.2. Technique FMICW pour l'utilisation d'une seule antenne 110
2.3.2.3. Puissance retournée par l'antenne 116
2.3.2.4. Expérimentations de la technique FMICW 121
2.3.3. Solutions retenues pour le développement du radar avec une seule antenne 130
2.4. Développement de la source de fréquence FMCW 131
2.4.1. Génération de la forme d'onde FMCW 131
2.4.1.1. Méthodes de génération du Chirp 131
2.4.1.2. La limitation en largeur de bande des oscillateurs 132
2.4.1.3. Le bruit de phase 133
2.4.1.4. Etude du phénomène de non-linéarité fréquence-temps de la source 138
2.4.2. Correction de la non-linéarité fréquence-temps de la source 145
2.4.2.1. Méthodes de corrections de la linéarité du Chirp 145
2.4.2.2. Correction par échantillonnage non-uniforme direct 146
2.4.3. Analyse expérimentale pour la correction de la non-linéarité 151
2.4.3.1. Rééchantillonnage non-uniforme logiciel 151
2.4.3.2. Echantillonnage non-uniforme matériel 156
2.5. Bilan des choix technologiques pour la génération de la forme d'onde 160
Références bibliographiques 162
Chapitre III. Implémentation et mise en pratique d'un démonstrateur 164
3.1. Conception d'un démonstrateur opérant dans la bande 300 – 2400 MHz 164
3.1.1. Architecture du démonstrateur 164
3.1.1.1. Conception du module de commutation pour l'utilisation d'une seule antenne 165
3.1.1.2. Intégration d'une voie de référence pour l'échantillonnage non-uniforme 170
3.1.1.3. Développement d'une carte de gestion et d'acquisition du signal 172
3.1.2. Caractérisation du démonstrateur 177
3.1.2.1. Simulation du démonstrateur 177
3.1.2.2. Présentation du démonstrateur assemblé 187
3.1.2.3. Mesure de la dynamique du démonstrateur 187
3.2. Expérimentations sur sites 195
3.2.1. Détection d'un réseau enterré sur le site d'INOVEOS 196
3.2.2. Détection de réseaux enterrés sur le site de la ZADEPRE 199
3.3. Axes d'amélioration du démonstrateur 205
3.3.1. Optimisation des performances du radar 205
3.3.2. Perspectives pour le montage sur drone 206
Références bibliographiques 207
Chapitre IV. Augmentation de la résolution en distance d'un radar FMCW 208
4.1. Outils pour l'analyse spectrale et l'augmentation de la résolution en distance du radar FMCW 208
4.1.1. Résolution en distance théorique du radar FMCW 208
4.1.2. Analyse spectrale haute-résolution 210
4.1.2.1. L'algorithme MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) 211
4.1.2.2. L'algorithme EDFT (Extended DFT) 212
4.1.3. Techniques de prédiction linéaire 213
4.1.4. Augmentation de la résolution en distance à l'aide de l'algorithme EDFT et de la modélisation autorégressive 215

Licence CC BY-NC-ND 3.0

4.1.4.1. Réduction de la complexité du signal à l'aide du « Zoom-FFT »....215
4.1.4.2. Evaluation des méthodes EDFT et AR pour la prédiction de signaux théoriques....216
4.1.4.3. Distorsions et limitations causées par la chaine du radar....219
4.1.4.4. Evaluation des méthodes EDFT et modélisation AR sur des signaux issus de la plateforme de simulation....221
4.1.5. Synthèse et discutions....227
4.2. Augmentation de la résolution en distance d'un radar FMCW à l'aide des réseaux de neurones....229
4.2.1. Les réseaux de neurones (NN)....230
4.2.2. Augmentation de la résolution en distance du radar FMCW à l'aide d'un réseau de neurones....233
4.2.2.1. Principe mis en œuvre....233
4.2.2.2. Développement d'une méthode de traitement pour la prédiction de signaux de battements....236
4.2.2.3. Synthèse et analyse de performance....241
4.2.3. Essais expérimentaux de l'augmentation de la résolution en distance d'un radar à l'aide de réseaux de neurones....245
4.2.3.1. Augmentation de la résolution en distance pour la détection de cibles....245
4.2.3.2. Augmentation de la résolution en distance pour l'obtention d'imageries 2D 250
4.3. Perspectives....252
Références bibliographiques....254
Conclusion et perspectives....256
Annexes....259

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des illustrations

Figure I.1 – Système de détection de personnes ensevelies de la société LEADER [LEADER] utilisant la technologie ULB. 26

Figure I.2 – Radar UWB pour l'imagerie à travers les murs [XAVIER800_CAMERO]. 27

Figure I.3 – Radar UWB pour l'imagerie de tumeurs [PREECE2016]. 27

Figure I.4 – Exemples de systèmes GPR montés sur chariot (a), au format de poche (b), montés sur un véhicule à roues (c) ou sous un train (d). 28

Figure I.5 – Principe d'un radar à pénétration de sol. 29

Figure I.6 – Photographie de l'antenne « Wire Bow-tie » [LESTARI2005].....30

Figure I.7 – Antennes Bow-tie avec blindage pour la réduction du couplage et de la réflexion causées par le rayonnement des lobes arrière [CHENGUO2010]. 30

Figure I.8 – Exemple d'imagerie GPR, A-SCAN et B-SCAN. 31

Figure I.9 – Obtention d'un A-SCAN (1D). 32

Figure I.10 – Obtention d'un B-SCAN (2D) par la fusion de plusieurs A-SCAN.....33

Figure I.11 – Obtention d'un C-SCAN (3D). 33

Figure I.12 – Principe du mode positionnement en réflexion (a), CMP (Common Mid Point) (a), WARR (Wide Angle Reflection and Refraction) (b) et en transmission ZOP (Zero Offset Profile) (d). 34

Figure I.13 – Fréquences de transition en fonction de permittivité et de la conductivité. 35

Figure I.14 – Evolution du coefficient d'atténuation α (dB/m) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative et de conductivité. Les fréquences de transition sont repérées sur la figure. 37

Figure I.15 – Evolution de la vitesse de propagation v (m/s) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative et de conductivité. 37

Figure I.16 – Exemple de tendances du coefficient d'atténuation α (dB/m), intégrant les phénomènes de relaxation, en fonction de la fréquence. Les paramètres de modélisation présentés sont pour le sol humide : $\sigma dc = 0.05\ S/m$, $\varepsilon r = 15$, $\varepsilon\infty = 3$, $fc = 20e9\ Hz$, $\alpha = 0.5$ et pour le sol sec : $\sigma dc = 0.005\ S/m$, $\varepsilon r = 3$, $\varepsilon\infty = 2.6$, $fc = 50e9\ Hz$, $\alpha = 0.5$. 39

Figure I.17 – Exemple de scène 2D et volumes 3D modélisés sous gprMax. 42

Figure I.18 – Principe de la sommation hyperbolique. 43

Figure I.19 – Comparaison de la performance des algorithmes de migration utilisés dans le domaine du GPR [OZDEMIR2014], géométrie de la scène (a) et résultats (b) extraits de la revue. 44

Figure I.20 – Résultats de la détection du sommet des hyperboles de migration à l'aide d'un réseau de neurone [BIRKENFELD2010]. 45

Figure I.21 – Flux de traitement des données brutes pour la détermination de la taille et la nature du matériau de la cible, intégrant un réseau de neurone, proposée par [WEILI2012]. 46

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure I.22 – Comparaisons de trois réseaux de neurones pour la transformation d'images B-SCAN en cartographies de permittivité [ALVAREZ2018]. 47

Figure I.23 – Cartographie des stations RADAR sensibles en France [ANFRWEB]. 48

Figure I.24 – Masque d'émission des fréquences pour les systèmes GPR. 49

Figure I.25 – Architecture de base d'un radar impulsionnel ULB. 50

Figure I.26 – Forme d'onde d'un radar impulsionnel ULB (première dérivée d'une gaussienne, signaux normalisés). 51

Figure I.27 – Principe de fonctionnement d'un radar FMCW.....53

Figure I.28 – Architecture de base (homodyne) d'un radar FMCW. 55

Figure I.29 – Forme d'onde d'un radar SFCW. 57

Figure I.30 – Architecture de base (homodyne) d'un radar SFCW. 58

Figure I.31 – Exemple de signaux SFCW théoriques pour la détection de deux cibles positionnées à 1m et 3m. La bande de fréquence est de 1 à 3 GHz, le nombre de fréquences discrètes est $n = 128$.....59

Figure I.32 – Architecture de base du radar à bruit. 61

Figure I.33 – Exemples de signaux codés théoriques et détection de cibles positionnées à 1m et 3m. 61

Figure I.34 – Photographie du GPR ORFEUS [PARRINI2009] [GRAZZINI2010].....62

Figure I.35 – Photographie du radar ApRES [BRENNAN2014B]. 63

Figure I.36 – Photographie du GPR HERA-G [KRELLMANN2012].....63

Figure I.37 – Architecture du module USRP B205mini-i (ETTUS RESEARCH) [ETTUSWEB]. 64

Figure I.38 – Mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne fonctionnant à 50 MHz à l'aide d'un drone transportant un émetteur [PAONESSA2016]. 66

Figure I.39 – Constitution d'un drone. 67

Figure I.40 – Scénarios d'utilisation du drone volant. 70

Figure I.41 – Zones réglementées pour le vol de drones de loisir autour de Brive-La-Gaillarde (Corrèze) et de son aéroport (Géoportail). 71

Figure I.42 – Architecture et photographie du radar [YARLEQUE2017]. 71

Figure I.43 – Photographie du système de détection de mines basé sur une radio logicielle [CERQUERA2017]. 72

Figure I.44 – Architecture du dispositif de détection de mines [GARCIA2018]. 72

Figure II.1 – Evolution des fréquences de battement d'un radar FMCW en fonction de la durée du Chirp, du temps de trajet aller-retour de l'onde et de la largeur de bande employée. 83

Figure II.2 – Evolution du temps d'intégration en fonction de la durée du Chirp et de la portée maximum du radar dans l'air. 84

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.3 – Valeurs de SINAD des convertisseurs analogique-numérique (données extraites des catalogues de deux fabricants leaders : Texas Instruments et Analog. Devices). 85

Figure II.4 – Illustration du compromis réalisé sur le choix des paramètres du radar FMCW en fonction de la fréquence d'échantillonnage de l'ADC. 88

Figure II.5 – Schéma de l'architecture FMCW implémenté sous ADS. 90

Figure II.6 – Signal de battement obtenu pour une cible située à 3m du radar. 91

Figure II.7 – Détails de la scène configurée (a), aperçu de la scène configurée à l'aide de l'outil de dessin (b). 93

Figure II.8 – Réponse temporelle 1D brute obtenue pour chacune des positions du radar. ..93

Figure II.9 – Réponse temporelle obtenue pour la scène vide (référence). 94

Figure II.10 – Réponses obtenues avec soustraction du signal source. 95

Figure II.11 – Réponse 2D (BSCAN) obtenue avec soustraction du signal source. 95

Figure II.12 – Fonctions de transfert obtenues pour chacune des positions. 96

Figure II.13 – Intégration de la fonction de transfert dans la simulation du radar FMCW sous ADS. 97

Figure II.14 – Signaux de battement (en volts) (a) et spectres associés (b) obtenus avec la cosimulation entre ADS et gprMax. 97

Figure II.15 – Résultats 2D (B-SCAN) des cosimulations ADS/gprMax pour la scène présentée. Bande de fréquence de 100 à 1000 MHz (a), 100 à 2000 MHz (b), 100 à 200 MHz (c) et 100 à 1000 MHz avec un SNR (Signal to Noise Ratio) non idéal (d). 98

Figure II.16 – Plateforme de simulation développée pour l'étude de l'architecture du GPR embarqué sur drone. 99

Figure II.17 – Exemple de BSCAN avec huit cibles PEC enfouies dans un sol à une profondeur variable (a) et ajout d'une dispersion à l'aide du modèle de Debye (1 pole) sur gprMax (b). 99

Figure II.18 – Exemple de quantification des signaux de battement avec un convertisseur 6-bit ayant une pleine échelle de 4V directement implémenté sous ADS. 100

Figure II.19 – Exemple d'architecture FMICW. 102

Figure II.20 – Profil obtenu pour une séquence de 50% de rapport cyclique. 103

Figure II.21 – Profil obtenu pour une séquence de réception de 25% de rapport cyclique. .104

Figure II.22 – Profil obtenu pour une séquences de 25% de rapport cyclique et ayant un décalage temporel τr. 105

Figure II.23 – Profil obtenu pour une séquences pseudo aléatoire de longueur 3 bits (code : 110). 106

Figure II.24 – Radar FMICW implémenté sous ADS. 107

Figure II.25 – Zoom sur les signaux RF émis (TX) et reçus (RX) FMICW pour une séquence de 50% de rapport cyclique et une fréquence de commutation de 20 MHz. 108

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.26 – BSCAN obtenu pour une séquence de 50% de rapport cyclique et une fréquence de commutation de 20 MHz (a). Projection du profil de réception sur chacun des ASCAN (b). 108

Figure II.27 – Zoom sur les signaux RF émis (TX) et reçus (RX) FMICW pour une séquence de 25% de rapport cyclique en réception, un décalage sur la fenêtre de réception de 3 ns et une fréquence de commutation de 40 MHz. 109

Figure II.28 – BSCAN obtenu pour une séquence de 25% de rapport cyclique en réception, un décalage sur la fenêtre de réception de 3 ns et une fréquence de commutation de 40 MHz (a). Projection du profil de réception sur chacun des ASCAN (b).....110

Figure II.29 – Allure théorique du signal RF reçu en fonction de la géométrie du profil.....110

Figure II.30 – Exemple d'architecture FMICW pour l'utilisation d'une seule antenne. 111

Figure II.31 – Portée maximum non ambigüe dans l'air pour différents paramètres du radar FMCW. 112

Figure II.32 – Constructions de la portée du radar (dans l'air) entre 1 et 7 mètres en utilisant plusieurs fréquences, pour une variation définie à 2.5 dB (tracé du haut) et définie à 1 dB (tracé du bas). 116

Figure II.33 – Commutation et puissance retournée par l'antenne. 117

Figure II.34 – Montage à deux commutateurs pour la suppression du signal de retour de l'antenne.....117

Figure II.35 – Niveau de réception maximum théorique $LRmax$ en fonction de la fréquence de commutation et du retard sur le second switch. 118

Figure II.36 – Module de la transformée de Fourier du coefficient de réflexion (S11) de l'antenne K (0.3 à 3 GHz). 119

Figure II.37 – Atténuation du signal de retour de l'antenne par l'ajout d'un retard sur le second switch, fréquence de commutation de 20 MHz et bande de fréquence du radar de 300 MHz à 1300 MHz. 120

Figure II.38 – Photographie (a) et configuration (b) de la mesure de l'écho de trois cibles avec une seule antenne en utilisant la commutation RF. 121

Figure II.39 – Architecture du radar pour les essais FMICW. 122

Figure II.40 – Photographie des différents éléments du montage. 123

Figure II.41 – Comparaison entre le montage avec un seul switch et deux switch, retard sur le signal de commande du second switch configuré à 3 ns, fréquence de commutation fixée à 33.75 MHz et amplitudes normalisées. 124

Figure II.42 – Comparaison entre le montage avec un seul switch et deux switch, retard sur le signal de commande du second switch configuré à 6 ns, fréquence de commutation fixée à 33.75 MHz et amplitudes normalisées. 124

Figure II.43 – Montage avec un seul switch. Réponses brutes obtenues pour les différentes fréquences de commutation et fusion des résultats. 125

Figure II.44 – Montage avec deux switchs et un décalage de 3 ns. Réponses brutes obtenues pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans. .126

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.45 – Montage avec deux switchs et un décalage de 6 ns. Réponses brutes obtenues pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans. .127

Figure II.46 – Cas de deux switchs avec un décalage de 3 ns. Réponses obtenues, avec suppression du fond de la scène (background), pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans. 128

Figure II.47 – Cas de deux switchs avec un décalage de 6 ns. Réponses obtenues, avec suppression du fond de la scène (background), pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans. 129

Figure II.48 – Principe du mélange de fréquence pour la génération basse fréquence du Chirp FMCW. 132

Figure II.49 – Valeurs d'annulation (décorrélation) du bruit de phase pour un mélange cohérent et différents temps d'aller-retour sur la cible.....134

Figure II.50 – Bruit de phase du composant CVCO55CW-0400-1300 (Crystek). 134

Figure II.51 – Allure du bruit de phase du signal de battement pour le VCO (CVCO55CW-0400-1300) en oscillation libre (a) et pour un montage PLL approximé (b) et différents temps d'aller-retour sur la cible. 135

Figure II.52 – Spectre du signal de battement normalisé pour le VCO en oscillation libre et pour un montage PLL approximé. La cible est configurée à 1m (a), 10m (b) et 100m (c), la durée Chirp configurée à 1 ms et une largeur de la bande radar de 900 MHz. 136

Figure II.53 – Spectre du signal de battement normalisé pour le VCO en oscillation libre et pour un montage PLL approximé. La cible est configurée à 1m (a), 10m (b) et 100m (c), la durée Chirp configurée à 100 µs et une largeur de la bande radar de 900 MHz. 136

Figure II.54 – Allure du bruit de phase sur le spectre du signal de battement avec différents fenêtrages pour une cible à 10 m, la durée Chirp configurée à 1 ms et une largeur de la bande radar de 900 MHz. 137

Figure II.55 – Limites en portée du radar pour un étalement maximum de 10% ($n = 0.1$)...139

Figure II.56 – Schéma de la simulation analytique proposée. 140

Figure II.57 – Caractéristique fréquence/tension du VCO HMC586LC4B (Analog. Devices). 141

Figure II.58 – Plage de fréquences et sensibilité du VCO HMC586LC4B (Analog. Devices) pour une tension de 2 à 6V (a) et 8 à 13V (b). 142

Figure II.59 – Spectre du signal de battement obtenu pour deux cibles configurées à 1 et 10 mètres et une non-linéarité Chirp de 0.5% (a) et 6.6% (b). 143

Figure II.60 – Modèle de VCO paramétrable implémenté sous ADS. 144

Figure II.61 – Résultats B-SCAN obtenus pour une linéarité idéale (a) et une non-linéarité de 6.6% (b) et pour une bande de fréquence configurée de 0.3 à 1.6 GHz. 144

Figure II.62 – Architecture du radar FMCW pour la correction de la non-linéarité du Chirp à l'aide d'une voie de référence, de l'évaluation de linéarité en fréquence du signal de battement et d'un rééchantillonnage non-uniforme. 146

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.63 – Modification des architectures de correction de la non-linéarité du Chirp existantes pour un rééchantillonnage analogique du signal de battement. 147

Figure II.64 – Evolution de la fréquence instantanée d'un signal de battement obtenu avec une source de fréquence (Chirp) non-linéaire et pour deux temps d'aller-retour sur la cible différents $\tau 2 > \tau 1$.....147

Figure II.65 – Illustration du concept de l'échantillonnage non-uniforme direct. 148

Figure II.66 – Architecture proposée pour la simulation de l'échantillonnage non-uniforme. 149

Figure II.67 – Signaux de battement simulés sur avec un échantillonnage régulier. 150

Figure II.68 – Signal d'horloge non-uniforme, comparaison du signal de battement orignal et rééchantillonné et réponse radar obtenue. 150

Figure II.69 – B-SCAN obtenus pour une non-linéarité de Chirp de 6.6% par un échantillonnage régulier (a) et un échantillonnage non-uniforme direct (b) des signaux de battement. 151

Figure II.70 – Architecture du radar pour les essais de correction de non-linéarité du Chirp. 152

Figure II.71 – Résultats de mesure de la correction pour une non-linéarité très faible. 153

Figure II.72 – Résultats de mesure de la correction pour une non-linéarité de 6.6% et une cible configurée à 4 mètres.....154

Figure II.73 – Résultats de mesure de la correction pour une non-linéarité de 6.8% et une cible configurée à 6 mètres.....155

Figure II.74 – Illutation du seuillage difficile pour un signal de battement brut, utilisé pour la génération de l'horloge non-uniforme. 156

Figure II.75 – Carte d'acquisition avec la voie de l'horloge de l'ADC externalisée (CLK_IN). 157

Figure II.76 – Schéma de l'architecture pour la correction de la non-linéarité par échantillonnage non-uniforme direct.....157

Figure II.77 – Photographie du montage pour la mesure de la correction de la non-linéarité par échantillonnage non-uniforme direct.....158

Figure II.78 – Signaux capturés par l'oscilloscope numérique : Trigger (jaune), signal de battement (vert) et signal d'horloge généré (bleu), cas N°1. 158

Figure II.79 – Comparaisons des signaux de battements bruts et échantillonnés de manière non-uniforme à l'aide de la méthode de correction analogique proposée (Cas N°1 et N°2). 159

Figure II.80 – Comparaisons des signaux de battements bruts et échantillonnés de manière non-uniforme à l'aide de la méthode de correction analogique proposée (Cas N°3 et N°4). 160

Figure III.1 – Architecture proposée pour le développement du démonstrateur. 165

Figure III.2 – Architecture de la voie principale. 166

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure III.3 – Module de commutation à deux switchs. 166

Figure III.4 – Photographies du module de commutation à deux switchs, vue de face avant (a) et arrière (b). 167

Figure III.5 – Mesure des paramètres S11, S22 et S33 du module pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b). 168

Figure III.6 – Mesure des paramètres S31, S13 du module pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b). 168

Figure III.7 – Mesure des paramètres S23, S32 du module pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b). 169

Figure III.8 – Mesure des paramètres S12, S21 du module pour une distance nulle et pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b). 169

Figure III.9 – Mesure des paramètres S12, S21 du module pour une distance correspondant au MRS maximum et pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b).....170

Figure III.10 – Architecture de la voie de référence. 171

Figure III.11 – Photographie de la ligne à retard coaxiale connectorisée de 20 mètres.....171

Figure III.12 – Composition de la voie de traitement analogique principale.....173

Figure III.13 – Composition de la voie de traitement analogique de référence (horloge non-uniforme). 173

Figure III.14 – Montage pour la conversion analogique numérique et le stockage des données. 174

Figure III.15 – Montage du générateur de rampe de tension linéaire. 175

Figure III.16 – Maquette du générateur de rampe de tension. 175

Figure III.17 – Mesure à l'oscilloscope d'une rampe de tension générée d'amplitude de 10V et d'une durée de 4 ms. 176

Figure III.18 – Photographie de la carte d'échantillonnage et de gestion intégrant les différentes fonctionnalités pour la capture du signal de battement et la génération de la rampe de tension.....176

Figure III.19 – Détails de l'architecture RF du démonstrateur. 177

Figure III.20 – Détails de l'architecture BF du démonstrateur (carte d'échantillonnage et de gestion). 178

Figure III.21 – Réponse simulée pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec une atténuation de 90 dB, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 179

Figure III.22 – Signaux de battement simulés pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 180

Figure III.23 – Réponses simulées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 181

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure III.24 – Configuration de l'architecture simulée pour la calibration. 182

Figure III.25 – Signal de battement (a) et réponse (dB) (b) simulés provenant des fuites du mélangeur (dB) pour une mesure à vide, avec une bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 182

Figure III.26 – Réponses simulées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 183

Figure III.27 – Réponses simulées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 184

Figure III.28 – Réponses simulées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 184

Figure III.29 – Configuration de l'architecture pour la mesure du signal de calibration avec le module de commutation. 185

Figure III.30 – B-SCAN simulés et calibrés, scène configurée (a), résultats sans le module de commutation (b), avec module de commutation pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (c) et 33.75 MHz (d). La bande de fréquence du radar est configurée de 1 à 2 GHz et la durée Chirp est de 2 ms. Le décalage du second switch sur le module de commutation est configuré à 4 ns. 186

Figure III.31 – Photographie du démonstrateur assemblé. 187

Figure III.32 – Signal de calibration (a) et réponse (dB) (b) mesurés provenant des fuites du mélangeur (dB) avec une bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 188

Figure III.33 – Signaux de battement mesurés pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 189

Figure III.34 – Réponses mesurées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 189

Figure III.35 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 190

Figure III.36 – Signal de calibration (a) et réponse (dB) (b) mesurés provenant des fuites du mélangeur (dB) avec une bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 190

Figure III.37 – Signaux de battement mesurés pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 191

Figure III.38 – Réponses mesurées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 191

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure III.39 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 192

Figure III.40 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 3.7 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 193

Figure III.41 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 2.2 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms. 193

Figure III.42 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 3.7 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 194

Figure III.43 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 2.2 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms. 194

Figure III.44 – Photographies du démonstrateur assemblé (sur chariot). 196

Figure III.45 – Photographies de la zone de présence du réseau électrique estimée (rouge) (a) et du regard ouvert (b). 197

Figure III.46 – Photographie du trajet N°1 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration. 197

Figure III.47 – Photographie du trajet N°2 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration. 198

Figure III.48 – Photographie du trajet N°3 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration. 198

Figure III.49 – Photographie du trajet N°4 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration. 199

Figure III.50 – Plan multi-réseaux de la ZADEPRE 1. 200

Figure III.51 – Configuration des trajets du démonstrateur sur la ZADEPRE pour la première zone d'expérimentation. 200

Figure III.52 – Photographies de la zone de prospection, regard ouvert (a) et zone d'essai parcourue par le démonstrateur avec une estimation de la position du réseau (b). 201

Figure III.53 – Mesures B-SCAN de l'essai A brute (a) et avec calibration (b). 201

Figure III.54 – Mesures B-SCAN de l'essai B brute (a) et avec calibration (b). 202

Figure III.55 – Mesures B-SCAN de l'essai C brute (a) et avec calibration (b). 202

Figure III.56 – Mesures B-SCAN de l'essai D brute (a) et avec calibration (b). 203

Figure III.57 – Mesures B-SCAN de l'essai E brute (a) et avec calibration (b). 203

Figure III.58 – Configuration des trajets du démonstrateur sur la ZADEPRE pour la seconde zone d'expérimentation. 204

Figure III.59 – Mesures B-SCAN de l'essai F brute (a) et avec calibration (b). 204

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure III.60 – Mesures B-SCAN de l'essai G brute (a) et avec calibration (b). 205

Figure IV.1 – Principe de l'extension temporelle d'un signal composé de trois fréquences. 210

Figure IV.2 – Exemple de super-résolution d'un signal multi-composantes de 50 points à l'aide de l'algorithme MUSIC avec p le nombre d'harmoniques à chercher et M le nombre de vecteurs propres à utiliser [HAYES1996]. 211

Figure IV.3 – Exemple de super-résolution d'un signal multi-composantes de 50 points à l'aide de l'algorithme EDFT avec une extension réalisée d'un facteur de 5. 212

Figure IV.4 – Exemple d'estimation spectrale d'un signal multi-composantes de 50 points composé de 10 fréquences à l'aide d'un modèle AR ($p = 25$). 213

Figure IV.5 – Exemple d'estimation spectrale d'un signal multi-composantes de 50 points composé de 10 fréquences à l'aide d'un modèle AR ($p = 10$). 214

Figure IV.6 – Exemple de prédiction de la suite d'un signal multi-composantes de 50 points à l'aide d'un modèle AR ($p = 25$), avec une extension réalisée d'un facteur de 5. 215

Figure IV.7 – Schéma de principe du Zoom-FFT (ZFFT). 216

Figure IV.8 – Exemple d'analyse en sous-bande d'un signal à l'aide de la technique de Zoom-FFT. 216

Figure IV.9 – Exemples de signaux étendus d'un facteur de 2 par la méthode EDFT (a) et la modélisation AR (p=25) (b). 218

Figure IV.10 – Exemples de signaux étendus d'un facteur de 10 par la méthode EDFT (a) et la modélisation AR (p=25) (b). 218

Figure IV.11 – Exemple de la variation d'amplitude pouvant affecter le signal de battement. 219

Figure IV.12 – Signaux temporels, spectres associés et erreur absolue de la prédiction donnée par une modélisation AR d'un signal (a) ayant subi une variation d'amplitude décroissante de 10% ou (b) avec une addition de bruit gaussien ($SNR = 50dB$). 220

Figure IV.13 – Signaux temporels, spectres associés et erreur absolue donnés par l'algorithme EDFT d'un signal (a) ayant subi une variation d'amplitude décroissante de 10% ou (b) avec une addition de bruit gaussien ($SNR = 50\ dB$). 220

Figure IV.14 – Signaux temporels, spectres associés et erreur absolue donnés par l'algorithme EDFT d'un signal (a) ayant subi une variation d'amplitude décroissante de 90% ou (b) avec une addition de bruit gaussien ($SNR = 10\ dB$). 221

Figure IV.15 – Scène modélisée et intégrée dans la plateforme de simulation (a). Architecture du radar FMCW simulée (b). 222

Figure IV.16 – Application de la modélisation AR sur une imagerie GPR simulée issue de la plateforme de simulation (a). Prédiction ($p = 20$) pour des extensions d'un facteur 2 (b), 5 (c) et 10 (d). 223

Figure IV.17 – Egalisation du niveau des signaux de battement. 224

Figure IV.18 – Application de la modélisation AR sur une imagerie GPR simulée issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Prédiction ($p = 20$) pour des extensions d'un facteur 2 (b), 5 (c) et 10 (d). 225

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure IV.19 – Application de la modélisation AR sur une imagerie GPR simulée issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Tracé du spectre de puissance (b) ($p = 10$), (c) ($p = 20$), (d) ($p = 25$).....226

Figure IV.20 – Application de l'algorithme EDFT sur une imagerie GPR issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Extensions d'un facteur 2 (b), 5 (c) et 10 (d).....227

Figure IV.21 – Comparaisons de l'augmentation de la résolution de l'imagerie GPR issue de la plateforme de simulation obtenu via l'algorithme EDFT et la modélisation AR (p=20) pour une extension d'un facteur 10 et un SNR de 20 dB (a) et de 10 dB (c).....228

Figure IV.22 – Comparaisons de l'augmentation de la résolution avec une focalisation sur une des hyperboles de migration de l'imagerie GPR issue de la plateforme de simulation (a) obtenue via l'algorithme EDFT pour une extension d'un facteur 10 (a), via la modélisation AR (p=20) avec une prédiction pour une extension d'un facteur 10 de la suite du signal (c) et par tracé du spectre de puissance AR (p=20) (d). Traces A-SCAN (N°64) obtenues pour chacune des approches (e). 229

Figure IV.23 – Neurone artificiel. 230

Figure IV.24 – Réseau de neurones MLP feed-forward multicouche entièrement connecté. 231

Figure IV.25 – Exemple de processus de développement du réseau de neurones.....232

Figure IV.26 – Formation d'un réseau de neurones MLP feed-forward multicouche entièrement connecté pour la prédiction de la suite d'un signal périodique multi-composantes.....233

Figure IV.27 – Méthode proposée pour l'extension temporelle du signal de battement d'un facteur d'extension $\alpha = 2$.....234

Figure IV.28 – Exemple de résultats obtenus pour la prédiction de la suite du signal (résultats tirés de l'essai E).....235

Figure IV.29 – Exemple de résultats obtenus pour la prédiction de la suite du signal (résultats tirés de l'essai F). 238

Figure IV.30 – Méthode de prédiction bidirectionnelle pour l'extension du signal de battement d'un facteur de 3.....239

Figure IV.31 – Exemples de résultats obtenus pour la prédiction bidirectionnelle de la suite du signal. (Extension d'un facteur de 3).....240

Figure IV.32 – Méthode prédiction récursive pour l'extension du signal de battement. 240

Figure IV.33 – Exemples de résultats obtenus pour la prédiction bidirectionnelle et récursive de la suite du signal. (Extension d'un facteur de 9).....241

Figure IV.34 – Application de la méthode bidirectionnelle et récursive sur une imagerie GPR issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Extensions d'un facteur 3 (b), 5 (c) 7 (d) et 9 (e). 243

Figure IV.35 – Application de la méthode bidirectionnelle et récursive sur une imagerie GPR issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude. Extensions d'un

Licence CC BY-NC-ND 3.0

facteur de 3 avec un SNR de 20 dB (a) et un SNR de 10 dB (b). Extensions d'un facteur de 9 avec un SNR de 20 dB (c) et un SNR de 10 dB (d). 244

Figure IV.36 – Photographie du banc de test radar (a) et du montage de l'antenne avec le module de commutation (b). 245

Figure IV.37 – Mesure de quatre cibles espacées (a), extension d'un facteur de 3, 5, 7 et 9 à l'aide de la méthode NN (b) et de l'algorithme EDFT (c). 247

Figure IV.38 – Mesure de quatre cibles rapprochées (a), extension d'un facteur de 3, 5, 7 et 9 à l'aide de la méthode NN (b) et de l'algorithme EDFT (c). 248

Figure IV.39 – Mesure de deux cibles espacées et deux cibles rapprochées (a), extension d'un facteur de 3, 5, 7 et 9 à l'aide de la méthode NN (b) et de l'algorithme EDFT (c). 249

Figure IV.40 – Photographie du banc de mesure (a), configurations de l'essai N°1 (b) et de l'essai N°2 (c). 250

Figure IV.41 – Hyperboles de migration et imageries 2D originale (a), traitées par la méthode NN (b) et via l'EDFT (c) pour un facteur d'extension de 3. Essai N°1. 251

Figure IV.42 – Hyperboles de migration et imageries 2D originale (a), traitées par la méthode NN (b) et via l'EDFT (c) pour un facteur d'extension de 3. Essai N°2. 252

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Table des tableaux

Tableau I.1 – Tableau présentant les principaux fabricants de GPR à travers le monde. 28

Tableau I.2 – Classement des matériaux.....36

Tableau I.3 – Gabarit de la puissance d'émission maximum et moyenne. 48

Tableau I.4 – Gabarit de la puissance d'émission moyenne. 48

Tableau I.5 – Paramètres et relations fondamentales du radar GPR impulsionnel. 52

Tableau I.6 – Paramètres et relations fondamentales du radar GPR FMCW. 56

Tableau I.7 – Paramètres et relations fondamentales du radar GPR SFCW.....60

Tableau I.8 – Comparaison des différents types de drones [ABAUNZA17].....67

Tableau I.9 – Exemple de drones et leurs spécifications. 68

Tableau I.10 – Etat de l'art des systèmes GPR embarqués sur drone. 73

Tableau II.1 – Synthèse des paramètres du radar FMCW pour le dimensionnement. 87

Tableau II.2 – Comparaison des différents types de séquence pour un radar utilisé en courte portée. 113

Tableau II.3 - Exemples de mélange de fréquence pour la génération d'une forme d'onde FMCW ULB issus de la littérature. 132

Tableau II.4 – Essais réalisés pour la correction de la non-linéarité par échantillonnage non-uniforme. 159

Tableau III.1 – Evaluation des fréquences moyennes d'échantillonnages en fonction de la largeur de bande et de la durée du Chirp. 172

Tableau III.2 – Synthèse des niveaux de dynamique simulés et attendus pour le démonstrateur avec calibration. 185

Tableau III.3 – Synthèse des niveaux de dynamique mesurés du démonstrateur avec calibration. 195

Tableau IV.1 – Comparaison de la performance de la super-résolution via l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 2. 217

Tableau IV.2 – Comparaison de la performance de la super-résolution via l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 10. 218

Tableau IV.3 – Jeu de données pour l'entrainement et le test du réseau de neurones. 234

Tableau IV.4 – Architecture du réseau de neurones utilisé pour la prédiction temporelle d'un signal composé de deux fréquences proches. 234

Tableau IV.5 – Essais réalisés pour la prédiction de la suite d'un signal composé de deux composantes fréquentielles proches. 235

Tableau IV.6 – Jeu de données pour l'entrainement et le test du réseau de neurones. 236

Tableau IV.7 – Topologies employées pour la prédiction de la suite d'un signal composé de plusieurs composantes fréquentielles. 237

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau IV.8 – Comparaison de la performance de la super-résolution obtenue par la méthode NN, l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 3. 242
Tableau IV.9 – Comparaison de la performance de la super-résolution obtenue par la méthode NN, l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 9. 242

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Introduction

Les RADAR (Radio Detection And Ranging) ultra-large bande (ULB) présentent un réel intérêt pour la recherche et l'industrie. En effet, la haute résolution en distance qu'ils offrent, qui est liée à la largeur de bande employée, autorise une détection précise des cibles et la réalisation d'imageries pour de nombreuses applications. Ces systèmes, qui sont également mis en œuvre pour la détection dans un milieu non conducteur, permettent des opérations non destructives telles que la détection d'objets à travers les murs ou les sols. Parmi ces systèmes, le GPR (Ground Penetrating Radar) ou géoradar est un radar utilisé pour la prospection des sous-sols. Son architecture et son système antennaire sont adaptés au sondage des sols. Ce type de radar sert notamment à la localisation de réseaux enterrés ou aux explorations géologiques.

Par ailleurs, le marché des drones a rapidement évolué ces dernières années et la performance des solutions volantes actuelles vient offrir de nouvelles perspectives quant à leur utilisation. L'association des technologies du drone et du géoradar est alors une idée très attractive. En effet, le système GPR embarqué sur drone, à l'inverse des versions industrielles qui sont utilisées en contact ou très proches du sol et déplacées à la main, montées sur des chariots ou véhicules terrestres, est avantageux pour effectuer des prospections sécurisées (déminage) ou pour de l'imagerie sur des grandes surfaces (cartographies). Ce concept novateur a d'ailleurs donné lieu à des travaux de recherche depuis ces dernières années.

Le développement d'un système GPR fait appel à de nombreuses spécialités scientifiques telles que l'électronique hyperfréquence, la conception d'antenne, et le traitement du signal. De nombreux défis et incertitudes ont été soulevés quant à l'utilisation d'un GPR embarqué sur drone. D'un point de vue du radar, ces défis sont notamment liés au rayonnement des basses fréquences, utile pour une meilleure pénétration, et qui impliquent une taille conséquente du système antennaire. De plus, le choix des fréquences de fonctionnement, qui dépendent du contexte de mesure visé, influencent la performance de mesure. La possibilité de reconfiguration en fréquence est une piste à explorer. L'utilisation d'une gamme de fréquence, haute ou basse, entraine également un compromis entre résolution en distance et profondeur de pénétration bien connue dans le domaine du GPR. Par ailleurs, les effets de la configuration de mesure, du milieu inspecté ou des réflexions sur le sol pouvant éblouir le récepteur sont également à prendre en compte.

Face à ce constat, l'objectif de ces travaux est, en premier lieu de profiter de l'émergence des drones pour concevoir un système GPR susceptible d'être embarqué. En effet, l'utilisation sur drone peut permettre de cartographier des zones inaccessibles et d'autoriser une détection sur une surface plus importante. D'autre part, l'enjeu de ces recherches est de proposer l'étude et le développement de nouvelles architectures de radar et traitements d'imageries associés, afin de répondre aux contraintes de poids et d'encombrement mais également de cout et de consommation. De plus, le développement d'une architecture de radar configurable et modulable en mesure de réaliser des opérations dans des contextes et pour des applications différents est une orientation forte de ces travaux.

Cette thèse présente le développement d'une architecture de RADAR à pénétration de sol dédié à un montage sur drone et elle s'inscrit dans le cadre d'une CIFRE (Conventions Industrielles de Formation par la Recherche) avec la société INOVEOS.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le premier chapitre de ce mémoire propose un état de l'art sur les systèmes radar ultra-large bande courte portée, plus particulièrement sur le système géoradar ainsi que les travaux récents relatant l'intégration de ce type de système sur drone. Les architectures et techniques de traitement associées adaptées à l'implémentation du radar étant diverses, un choix délicat s'impose quant à la sélection de la forme d'onde. Pour le développement du radar, ce choix a été guidé par l'analyse des différentes contraintes associées aux différents types de formes d'onde.

Le second chapitre concerne le développement d'une nouvelle architecture de radar. En ce sens, un dimensionnement des différents paramètres du radar est d'abord réalisé pour optimiser sa capacité de détection. Dans le but de réduire l'encombrement et le poids du système, la recherche de solutions pour l'utilisation d'une seule antenne a été menée. Pour répondre aux différentes problématiques, un système d'aiguillage des signaux sur une seule antenne est proposé dans ce manuscrit. Par ailleurs, le développement d'une méthode de correction analogique de la non-linéarité de fréquence de la source VCO (Voltage-Controlled Oscillator) intégrée dans le radar est ensuite présentée, l'objectif étant la réduction du cout, de la complexité et la mise en place d'une solution permettant une agilité en fréquence pour couvrir différents scénarios de mesure. Pour appuyer ces axes de développements, une plateforme de cosimulation a été établie pour effectuer des simulations du système, depuis la génération de la forme d'onde jusqu'à l'obtention et traitement des imageries. Cela inclus, la simulation de l'architecture du radar à l'échelle circuit mais également la modélisation d'une scène et de la propagation des ondes.

Le troisième chapitre présente dans un premier temps l'implémentation d'un démonstrateur radar exploitant les différentes techniques proposées. Il s'agit de la mise en œuvre et de l'intégration des fonctionnalités du radar telles que son architecture RF, optimisée grâce aux travaux présentés, et également les différents traitements analogiques et l'échantillonnage du signal. Dans un second temps, la caractérisation du démonstrateur ainsi que les expérimentations menées sur le terrain sont présentées.

Un dernier chapitre, explore les pistes envisageables pour améliorer la détection, la précision ou la qualité des images obtenues dans le cas d'images SAR (Synthetic-Aperture Radar). Dans un contexte plus étendu, ce quatrième chapitre est consacré à l'étude de méthodes de traitement numériques permettant l'augmentation de la résolution en distance du radar. L'objectif visé est l'amélioration de la capacité de traitement du radar pour une largeur de bande limitée, ces méthodes de traitement sont notamment basées sur la comparaisons des performances des outils issus de l'état de l'art et l'exploration de nouvelles solutions basées sur les réseaux de neurones.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre I. Radars ultra-large bande pour la vision à travers les sols

1.1. Radars ultra-large bande

1.1.1. L'ultra-large bande (ULB)

Depuis les années 1960, la recherche s'est portée sur le développement des technologies large bande, notamment dans le domaine du radar impulsionnel [TAYLOR2017]. La littérature s'accorde à dire que le terme ULB (Ultra Wide Band, UWB) est apparu dans la fin des années 1980 pour définir un signal ayant une largeur de bande de fréquence fractionnaire importante [TAYLOR2017] [BARRET2000] [IEEE_UWB].

En 1990, le terme est défini par la DARPA (Defense Adavanced Research Projects Agency) comme ayant une largeur de bande fractionnaire supérieure ou égale à 25% [TAYLOR2017]. Aujourd'hui, le signal ultra-large bande est défini, selon la Commission Fédérale des Communications (FCC), comme un signal ayant une largeur de bande supérieure à 500 MHz ou ayant une largeur de bande fractionnaire d'au moins 20%. La largeur de bande fractionnaire est définie par :

$$B_f = 2\frac{f_H - f_B}{f_H + f_B} \tag{I.1}$$

Avec f_H la fréquence haute et f_B la fréquence basse de la bande à -10 dB du signal.

En France, le régime de régulation est défini par le standard ETSI EN 302 065 [ETSI_EN302065] régulant l'utilisation des systèmes UWB dans la bande de 30 MHz à 10,6 GHz. Ces dernières années, la technologie ULB a été fortement employée dans le domaine du radar, de la radiolocalisation ou des télécommunications notamment pour la modulation large bande et ne cesse d'évoluer.

1.1.2. La force du radar ULB

Les radars ultra large bande ULB (UWB) ont un rôle très important grâce à leur utilisation en courte portée (en comparaison aux radars classiques dont la portée s'étend bien au-delà de 150 mètres), grâce à leur fort pouvoir de résolution en distance permettant de dissocier des cibles proches et leur capacité à traverser la matière, utilisant des longueurs d'onde adaptées. Que ce soit pour l'imagerie des sols, la détection à travers les murs, ou les applications médicales, le radar ULB présente un réel intérêt pour la recherche et l'industrie [YAROVOY2007] [POCHANIN2016].

La maitrise des radars ultra large bande fait appel à de nombreuses compétences scientifiques, telles que la connaissance et la propagation de l'onde électromagnétique, l'étude du milieu et des matériaux sondés, la théorie de rayonnement des antennes, leur modélisation ainsi que leur design, l'élaboration d'une architecture d'émission-réception radio fréquence mais également le traitement des données, la reconstruction des images dans le cas de radar à synthèse d'ouverture (RSO) (Synthetic Aperture Radar, SAR) et le développement de méthodes de traitements innovantes pour la détection et l'analyse des cibles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le domaine des radars imageurs ULB est vaste, nous en présentons une partie au travers de trois catégories d'applications clés : l'inspection des sous-sols, la vision à travers les murs et l'imagerie médicale.

Le radar à pénétration de sol est un appareil permettant la détection et l'imagerie non-destructive d'objets enfouis et l'analyse de la structure des sols. Le terme de radar à pénétration de sol est rattaché à celui du radar de surface et du géoradar. Les radars à pénétration de sol sont utilisés notamment au service de la sécurité, pour le déminage [POCHANIN2016] ou pour la détection de personnes ensevelies [DIAMANTI2016]. Par exemple, les systèmes dédiés à la sécurité et la recherche de personnes ensevelies sous les décombres réalisent une mesure d'un mouvement (Doppler) [LEADER].

Figure I.1 – Système de détection de personnes ensevelies de la société LEADER [LEADER] utilisant la technologie ULB.

La pénétration du GPR permet la détection et la cartographie de tuyaux [EKES2014] qui est la principale fonction du GPR dans le génie civil. Par exemple, un concept de détection du niveau de corrosion des tuyaux en fonte a été mis au point [DEO2017]. Le système GPR est parfois employé pour une inspection de l'état interne d'un mur comme c'est le cas dans [SAFONT2010] ou comme c'est le cas de la solution proposée par GSSI [GSSI_SSCANPRO]. Par ailleurs, l'utilisation d'un GPR pour la mesure du niveau de la mer dans le cadre de travaux d'aménagement est réalisée dans [PINGSONG2012].

La géologie est également un domaine d'application important des GPR. En effets, ils permettent la détection de cavités souterraines [BOUBAKI2011], l'étude des glaciers [PANZER2013] [BRENNAN2014], l'analyse de l'état des sols [ANDRE2010] [SAINTENOY2017], l'archéologie [PIERACCINI2018] [YIGIT2018] [BURDS2018] et sont même employés pour la recherche d'objets dans les investigations criminelles [PUDOVA2016]. Un radar GPR a également été développé pour étudier les sous-sols martiens dans le cadre d'une mission de la NASA [HAMRAN2015].

Exploitant un principe de fonctionnement similaire, les radars de vision à travers les murs, Wall Probing Radar (WPR) ou Through The Wall radar (TTW) permettent l'estimation de la géométrie interne d'un bâtiment, la surveillance et la détection de personnes à travers les murs [LECALVIN2009] [XAVIER800_CAMERO]. Les radars de vision à travers les murs peuvent être embarqués sous la forme de modules déplaçable à la main ou installés sur un trépied [SCMCYKIN2014]. Ce type de radar présente des enjeux en termes de performance de traitement des images, qui peuvent être très difficiles à reconstruire

Licence CC BY-NC-ND 3.0

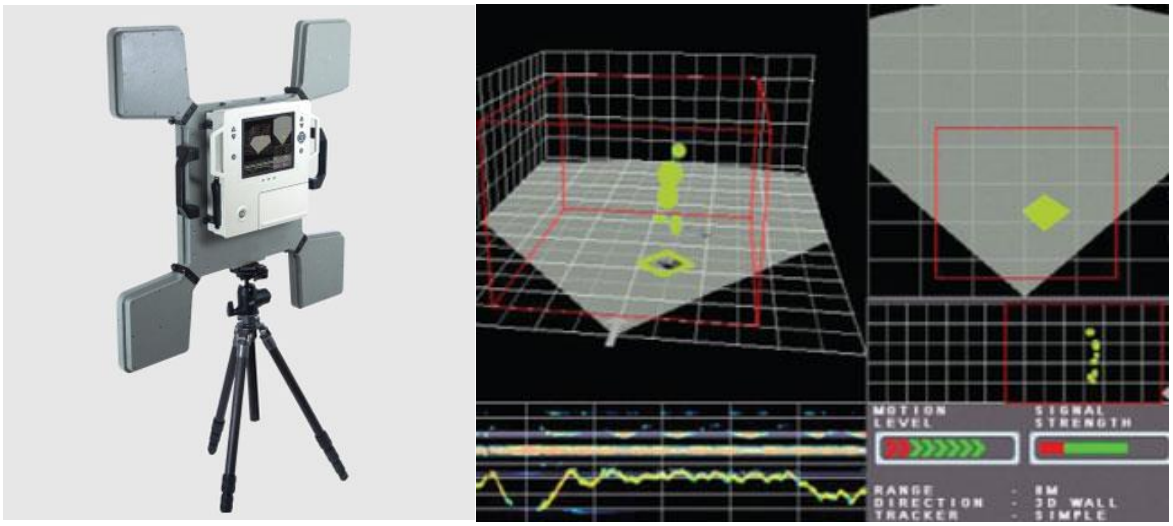


Figure I.2 – Radar UWB pour l'imagerie à travers les murs [XAVIER800_CAMERO].

Aujourd'hui, la frontière entre les travaux concernant ce type de radar et celui du radar à pénétration de sol est assez étroite. En effet, même si les fréquences utilisées et les algorithmes d'imagerie ne sont pas toujours les mêmes, les différentes applications et possibilités qu'ils offrent rapprochent les objectifs de ces deux radars [PARRINI2015] [DOGAN2017] [SAMBUELLI2019].

Un autre domaine d'application concerne l'imagerie médicale, plus précisément dans le monitorage de patients ou la détection de tumeurs [PISA2016]. Le but étant de remplacer ou de compléter l'imagerie au rayon X par celui du radar ULB [OLOUMI2019], permettant un rayonnement non-ionisant. Ce type de radar est notamment employé dans le cadre de la mammographie [PREECE2016] [BYRNE2017].

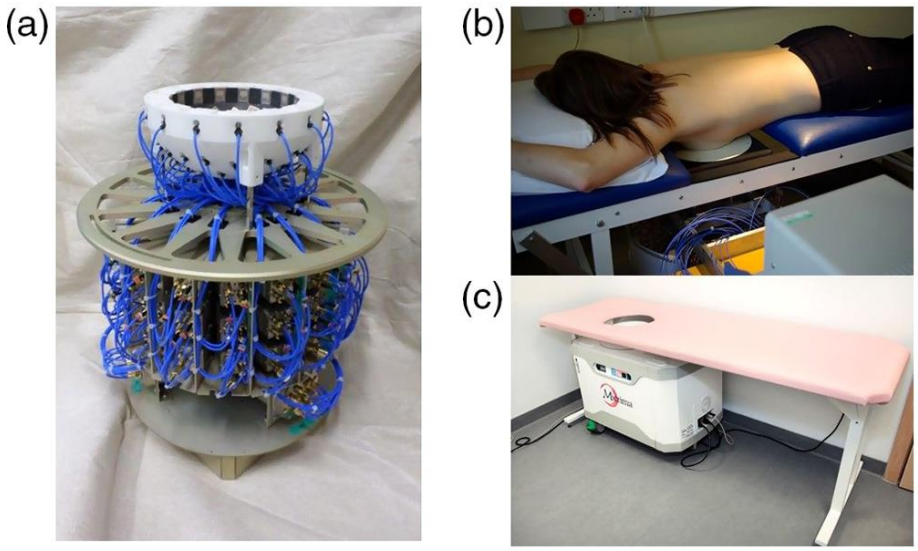


Figure I.3 – Radar UWB pour l'imagerie de tumeurs [PREECE2016].

D'autres applications radar nécessitant une résolution importante utilisent la technologie ULB comme c'est le cas des radars de mesure de la hauteur des fluides dans les réservoirs [SARDAR2014] et de la mesure d'interface entre différents liquides [HUETTNER2009].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

1.2. Radar à pénétration de sol

L'histoire des radars à pénétration de sol a débuté dans les années 1930. Les premiers travaux concernant la détection électromagnétique à travers le sol sont attribués à Hülsenbeck en 1926 mettant en évidence le principe de sondage d'un sol en utilisant une méthode impulsionnelle. Depuis les années 1930, les techniques impulsionnelles ont été utilisées pour la détection à travers différents matériaux tels que la glace, la roche ou le sable [DANIELS2004]. A partir de 1970, de nombreux travaux on fait émerger et évoluer cette technologie, que ce soit dans son approche théorique, son domaine d'application ou dans la forme d'onde utilisée.

La plupart des systèmes GPR industriels actuels sont en contact ou positionnés proche du sol. Ils sont transportables manuellement (format de poche), montés sur des chariots ou des véhicules. On retrouve parmi ces systèmes des exemples de fabricants industriels et militaires dans le tableau I.1.

Tableau I.1 – Tableau présentant les principaux fabricants de GPR à travers le monde.

Fabricants	Centre de production	Zone de vente	Type de produit
GSSI	USA	Monde	Chariot / Format de poche / Véhicule
MALA	Europe	Monde	Chariot / Format de poche / Véhicule
IDS GeoRadar	Europe	Monde	Chariot
Geotech	Russie	Monde	Chariot / Format de poche / Véhicule
Sensors & Software	Canada	Monde	Chariot / Format de poche / Véhicule
US Radar	USA	Monde	Chariot
UTSI Electronics	Royaume Uni	Monde	Chariot
Chemring Group	USA	USA	Chariot / Format de poche / Véhicule
Radiodetection	Royaume Uni	Monde	Chariot
Japan Radio Co	Japon	Japon et USA	Format de poche
ChinaGPR	Chine	Chine / Asie	Chariot
Kedian Reed	Chine	Chine	Chariot

(a) S&S Inc. (b) GSSI (c) Chemring Group (d) Geotech

Figure I.4 – Exemples de systèmes GPR montés sur chariot (a), au format de poche (b), montés sur un véhicule à roues (c) ou sous un train (d).

1.2.1. Principe de fonctionnement

Pour une pénétration suffisante des sols, la gamme de fréquences d'un radar à pénétration de sol est tournée vers les basses fréquences du spectre électromagnétique, elle s'étend de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

quelques 10 MHz à 5 GHz. La profondeur d'investigation est très difficile à estimer pour un milieu diélectrique inconnu. Ce type de radar nécessite une bonne dynamique pour détecter des signaux fortement atténués par la traversée du sol. En effet, quand l'onde traverse les sols, elle subit une atténuation et sa vitesse de propagation est ralentie. Ainsi, la résolution en distance du radar à pénétration de sol est différente de celle d'un radar utilisé dans l'air car l'onde se propage plus lentement dans un milieu diélectrique. La résolution en distance est donnée par :

$$\Delta_d = \frac{c}{2B\sqrt{\varepsilon_r}}\ (m) \tag{I.2}$$

Avec B la largeur de bande du radar (Hz), c la vitesse de la lumière (m/s) et ε_r la permittivité relative du milieu. La vitesse de propagation de l'onde s'écrit :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{I.3}$$

La permittivité de l'eau est de ≈80, pour la majorité des sols secs elle s'étend de 2 à 9 et de 4 à 40 pour les sols humides [DANIELS2004].

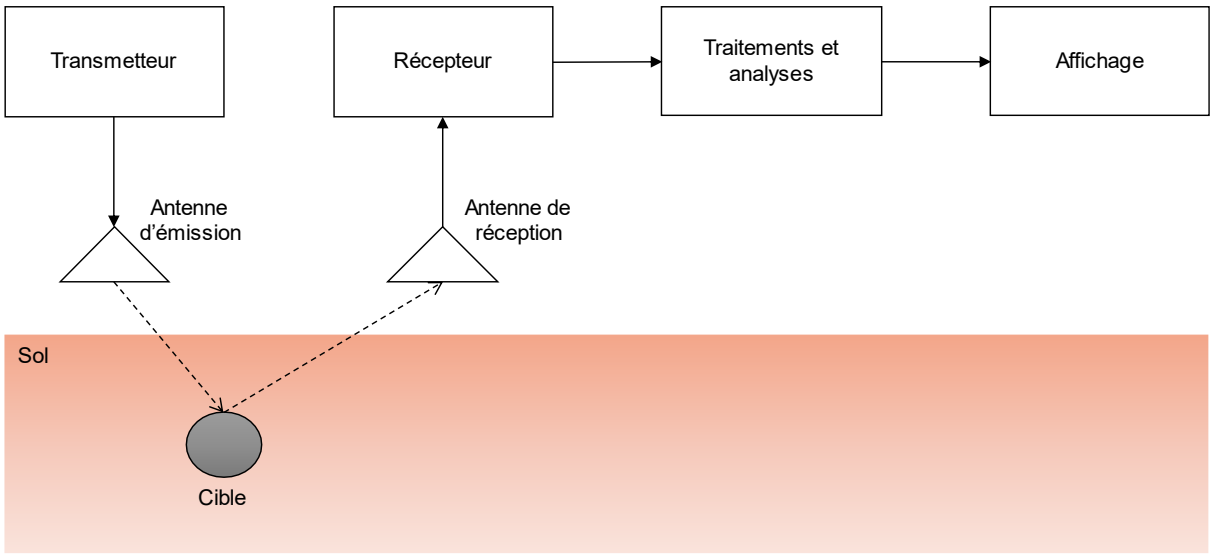


Figure I.5 – Principe d'un radar à pénétration de sol.

1.2.1.1. Antennes GPR

Les basses fréquences, utilisées pour une pénétration suffisante, ainsi que la largeur de bande requises par le géoradar est un défi pour le choix et le design d'antennes. L'antenne la plus courante dans le domaine du radar GPR est l'antenne Bow-tie (nœud papillon), elle est utilisée depuis les années 50. Ce type d'antenne possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel et une polarisation linéaire. La fabrication planaire en fait une solution peu couteuse. Il est à noter que de nombreux travaux ont portés sur l'optimisation des antennes GPR pour garantir une adaptation en basses fréquences par l'utilisation de charges, issues de la théorie des travaux de T. T. Wu et R. W. P. King [WU1965] notamment.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En ce sens, la modification de la géométrie de l'antenne Bow-tie est réalisée dans [NAYAK2016], cette modification consiste à arrondir les angles aux extrémités de l'antenne, la mise en place d'encoches triangulaires de part et d'autre du point d'alimentation et l'utilisation d'une feuille de graphite fine pour charger les extrémités de l'antenne. Dans [LESTARI2005] une antenne, basée sur l'antenne Bow-tie, a été développée dans le but de réduire d'une part l'encombrement de l'antenne, d'autre part les effets de résonances (ou ringing) pour une application de radar impulsionnel au détriment d'une légère perte d'efficacité de l'antenne. La géométrie de cette antenne planaire consiste en plusieurs brins sectionnés par des charges et décrivant une forme d'antenne Bow-tie, l'antenne est également mise en cavité pour concentrer le champ rayonné vers le sol.

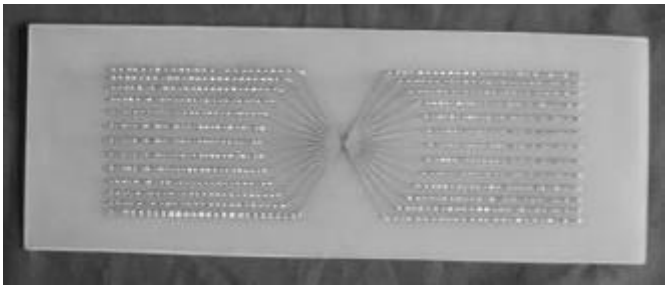


Figure I.6 – Photographie de l'antenne « Wire Bow-tie » [LESTARI2005].

Une autre problématique concerne le couplage entre antennes qui peut être difficile à éliminer. Le couplage est responsable de forts signaux parasites en réception et de la limitation en dynamique. Des techniques de design permettent une réduction du couplage entre antennes mais aussi l'atténuation des réflexions causées par le rayonnement des lobes arrière par l'ajout d'absorbants ou d'une paroi [CHENGUO2010] [SERHIR2018].

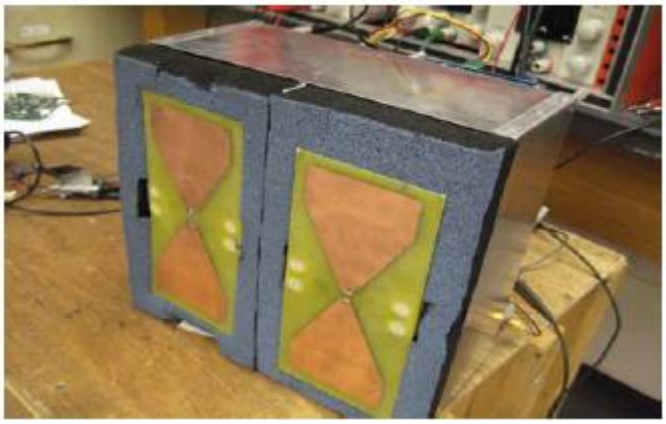


Figure I.7 – Antennes Bow-tie avec blindage pour la réduction du couplage et de la réflexion causées par le rayonnement des lobes arrière [CHENGUO2010].

D'autres types d'antennes sont aussi utilisés dans le domaine du GPR, tels que les antennes monopole [CAO2012] [KHALID2016], antennes Vivaldi [ELSHEAKH2012] [SHAO2013] [PENALOZA2017], antennes spirale [THAYSEN2005], où la polarisation circulaire présente un avantage dans la détection de mines [GENDEREN2003] ou encore les antennes cornet

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[MOHAMED2014]. Des revues de design d'antenne pour le GPR sont réalisées dans [TURK2007] et [ALI2017].

Par ailleurs, dans le cadre d'un GPR utilisé au contact direct ou quasi direct avec le sol, les antennes peuvent être plongées dans un diélectrique dont les paramètres sont similaires à celui du sol. Une meilleure transition d'interface pour l'onde est alors assurée et évite une réflexion trop importante sur le sol s'accompagnant de pertes sur le signal utile. Cela permet par ailleurs de réduire la taille et l'encombrement de l'antenne dans le cadre d'une antenne volumique [SOW2015] [NADIR2018].

Le choix de l'antenne est un compromis entre la bande de fréquence, la directivité, l'efficacité et la taille ou l'encombrement. Ce choix peut être guidé par la forme d'onde employée, l'objectif étant de bénéficier d'une profondeur de pénétration optimale et d'une bonne résolution.

1.2.1.2. Les données GPR

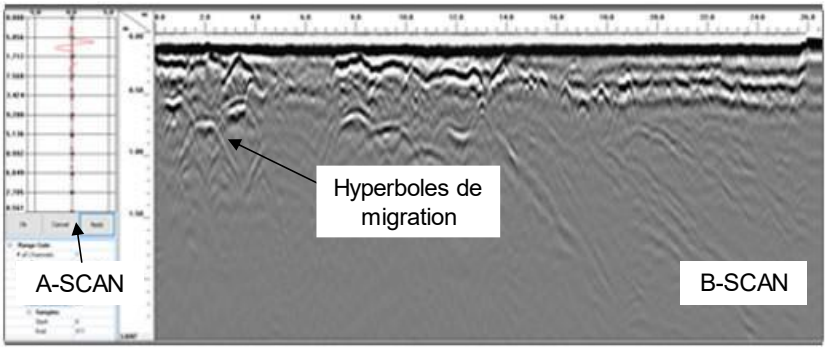


Figure I.8 – Exemple d'imagerie GPR, A-SCAN et B-SCAN.

On distingue trois formats d'imagerie s'obtenant avec le radar à pénétration de sol : A-SCAN, B-SCAN et C-SCAN. Lorsque le radar effectue une seule mesure, les données reçues sont sous la forme d'un signal 1D renseignant sur le temps de parcours de l'onde comme illustré en figure I.9, il s'agit du A-SCAN. Il est possible alors d'estimer le temps de propagation séparant le radar de la cible ou de l'interface et le niveau d'énergie réfléchi sur celle-ci.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

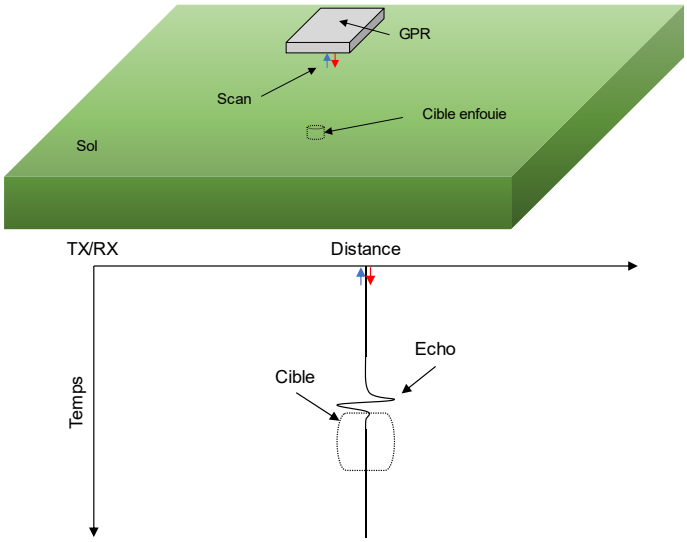


Figure I.9 – Obtention d'un A-SCAN (1D).

Pour effectuer des cartographies, le radar GPR utilise le principe de la synthèse d'ouverture (Radar à Synthèse d'Ouverture, RSO, Synthetic Apterture Radar, SAR) qui consiste à synthétiser une antenne équivalente de grande taille par un déplacement du système antennaire. Pour générer des images SAR, deux principaux modes d'observation sont utilisés. Il s'agit du mode d'observation dit latéral (side looking) ou visée vers le bas (downward looking, down looking), où le système antennaire est aligné perpendiculairement en direction du sol. Le mode d'observation à visée latérale (side looking) est plus répandu sur les systèmes radar aéroportés ou satellitaires et cependant moins utilisés dans le domaine GPR.

Si le radar est amené à se déplacer, les différentes mesures effectuée (A-SCAN) peuvent être regroupées pour générer un B-SCAN sous un format d'image 2D. Ce type d'image laisse alors apparaitre des hyperboles de migration, les figures I.8 et I.10 illustrent ce principe. De ce fait, l'interprétation d'un B-SCAN peut être délicate, d'autant plus que de nombreux facteurs modifient l'allure des traces obtenues. En effet, la taille, l'orientation et la profondeur des cibles (objets ou contrastes diélectriques), mais aussi les paramètres du sols (comme la permittivité relative), influent sur la forme de l'hyperbole. La position de son centre et de son foyer ainsi que sa largeur ou pente sont affectés. D'autres géométries caractéristiques que l'hyperbole sont observables comme une forme plane dans cas de l'imagerie de l'interface entre deux couches du sol ou d'une cavité.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

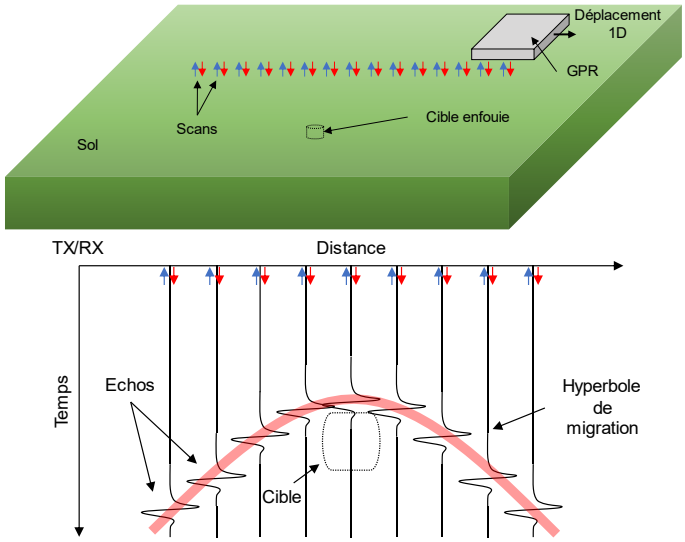


Figure I.10 – Obtention d'un B-SCAN (2D) par la fusion de plusieurs A-SCAN.

Le regroupement de plusieurs B-SCAN donnent naissance à une mesure 3D permettant de visualiser des cibles dans l'espace sondé. Pour une meilleure analyse, une étape de traitement supplémentaire est réalisée avant la formation d'un C-SCAN, il s'agit de l'utilisation d'algorithmes de migration permettant de focaliser l'énergie affichée sur l'image au niveau de la position de la cible.

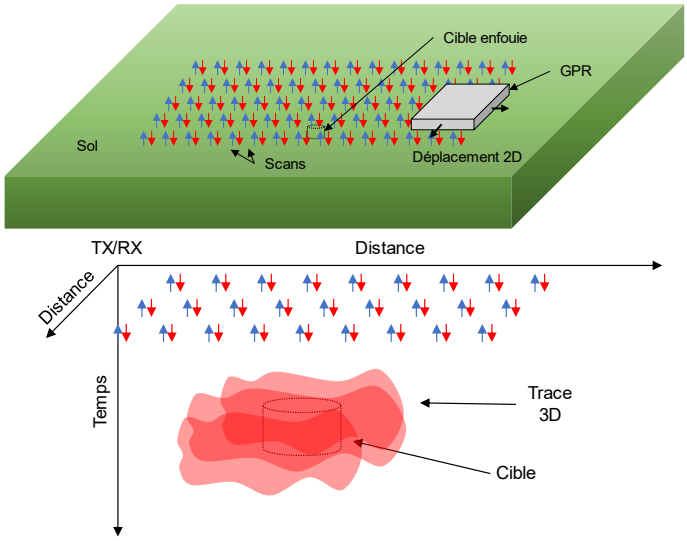


Figure I.11 – Obtention d'un C-SCAN (3D).

Plusieurs stratégies de positionnement des antennes sont alors possibles pour une inspection du sol et l'obtention d'une image. On retrouve classiquement la configuration monostatique (antennes d'émission et de réception unique), ou bi-statique (antennes d'émission et de réception espacées l'une de l'autre) en mode réflexion avec un déplacement linéaire pour l'obtention d'images 2D. Différents modes de positionnement ont été explorées dans la littérature. C'est le cas du CMP (Common Mid Point), ou l'antenne d'émission et celle de réception sont déplacées de part et d'autre d'un point central. Cette configuration permet l'estimation de la vitesse de propagation de l'onde dans le sol et fournit ainsi une information importante pour la reconstruction des images [FENG2009]. Avec un avantage similaire, le

Licence CC BY-NC-ND 3.0

mode WARR (Wide Angle Reflection and Refraction) consiste à déplacer une seule antenne d'émission sans déplacer la ou les antennes de réception [ANNAN2017].

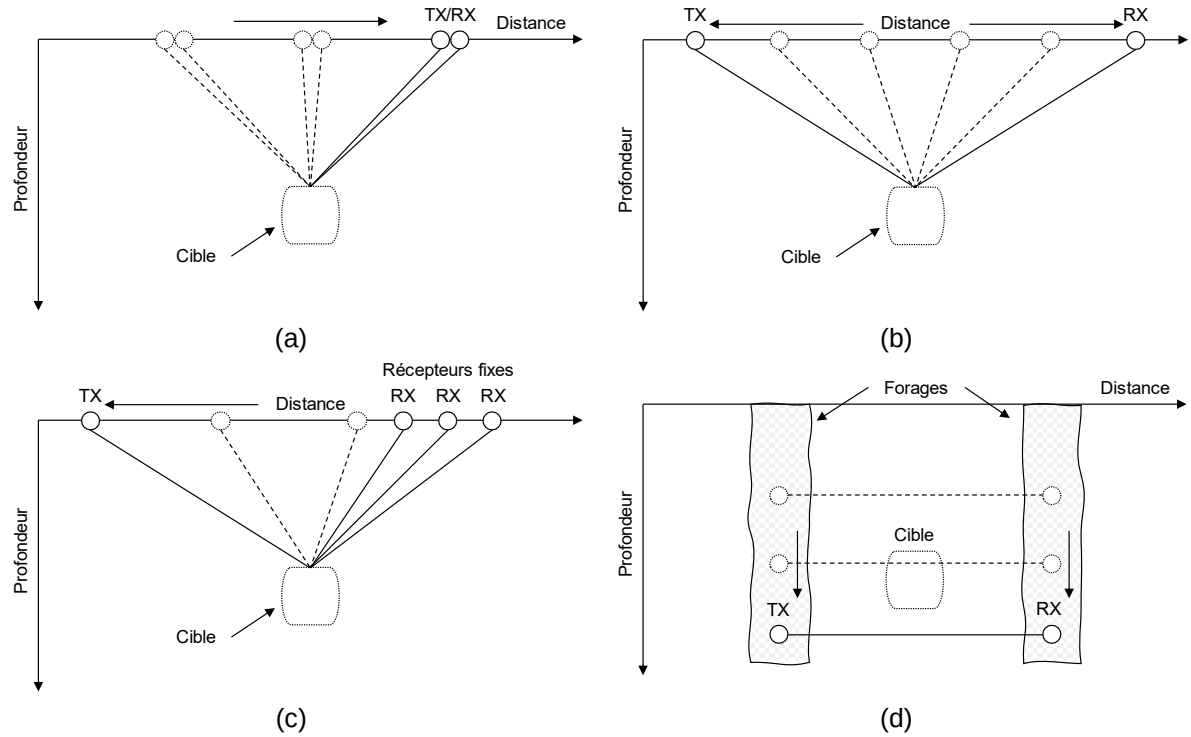


Figure I.12 – Principe du mode positionnement en réflexion (a), CMP (Common Mid Point) (a), WARR (Wide Angle Reflection and Refraction) (b) et en transmission ZOP (Zero Offset Profile) (d).

Les différents modes peuvent être utilisés en multistatique, c'est à dire avec plusieurs antennes d'émission et/ou de réception. D'autres modes sont utilisés en transmission comme le mode ZOP (Zero Offset Profile) ou le mode MOG (Multiple Offet Gather) dans le cas d'une inspection par forage [JANG2011].

Face aux contraintes imposées par le système antennaire et l'analyse des données qui n'est pas toujours intuitive, la connaissance du sol et la capacité à le modéliser contribuent à la bonne conception du radar. Par la suite, l'utilisation d'algorithmes et traitements pour les signaux et images brutes permettent une reconstruction de la scène sondée. C'est une étape importante renforçant la performance du système et l'expérience de l'utilisateur.

1.2.1.3. Paramètres et modélisation du sol

Pour sonder les sols, l'onde rayonnée est soumise aux lois de propagation et d'atténuation en espace libre mais interagit également avec les matériaux diélectrique (sol) qu'elle traverse. Pour comprendre et prédire le comportement de l'onde dans le sol, il est nécessaire de modéliser l'onde se propageant dans un milieu diélectrique ainsi que les différents paramètres intrinsèques au milieu sondé réel.

Vis-à-vis des ondes électromagnétiques (EM), le sol est caractérisé par trois paramètres : la permittivité électrique, la perméabilité magnétique et la conductivité électrique. Notons que la perméabilité magnétique est considérée comme égale à 1 pour des matériaux non magnétiques, ce qui est le cas pour la majorité des milieux sondés par le GPR. Dans le cas

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de matériaux apportant des pertes, tel que le sol, l'absorption des ondes EM est causée par les effets de conduction et les effets diélectriques.

Lorsqu'un champ électrique E est appliqué à un matériau (non magnétique), un courant électrique noté J circule alors, il est composé des deux types de courants (courant de conduction J_C et courant de déplacement J_D) :

$$\vec{J} = \overrightarrow{J_C} + \overrightarrow{J_D} \tag{I.4}$$

$$\vec{J} = \sigma\vec{E} + \varepsilon\frac{d\vec{E}}{dt} \tag{I.5}$$

Le courant de conduction $\overrightarrow{J_C} = \sigma\vec{E}$ représente la dissipation de l'énergie. Le courant de déplacement $\overrightarrow{J_D} = \varepsilon\frac{d\vec{E}}{dt}$ est créé par le déplacement des charges qui génèrent un transfert d'énergie, un stockage et une restitution. Suivant le matériau et la fréquence de travail, l'un des deux courants sera prépondérant.

Pour une variation sinusoïdale de E, le courant total s'écrit en régime harmonique :

$$\vec{J} = (\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E} \tag{I.6}$$

Nous allons voir par la suite que pour la détection et l'imagerie radar à travers les sols, il est important de privilégier les courants de déplacement plutôt que les courants de conduction. La fréquence pour laquelle les pertes de conduction sont égales aux pertes diélectriques, appelée fréquence de transition f_t s'écrit :

$$\sigma = \omega\varepsilon \quad \leftrightarrow \quad \omega = \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad \leftrightarrow \quad f_t = \frac{\sigma}{2\pi\varepsilon} \tag{I.7}$$

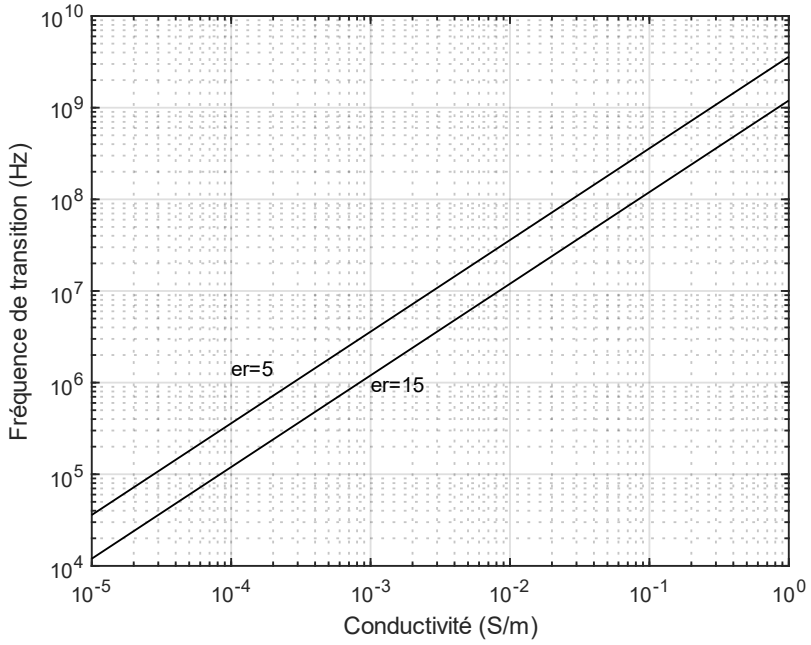


Figure I.13 – Fréquences de transition en fonction de permittivité et de la conductivité.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour des fréquences supérieures à la fréquence de transition f_t, ce qui est le cas de la plupart des radars GPR (>100MHz), les courants de déplacement sont dominants pour une majorité de sols et c'est une propagation non dispersive. Pour une fréquence inférieure à la fréquence de transition f_t les courants de conduction sont dominants, c'est une diffusion ou conduction. Si la conductivité σ est petite, dans le cadre de matériaux secs, alors on peut approximer la tangente de perte par :

$$\tan(\delta) = \frac{|J_C|}{|J_D|} = \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} \tag{I.8}$$

Les matériaux peuvent être classés en fonction du rapport $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}$:

Tableau I.2 – Classement des matériaux.

Rapport $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}$	$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} < 0.01$	$0.01 < \frac{\sigma}{\omega\varepsilon} < 100$	$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon} > 100$
Matériaux	Diélectriques	Quasi-conducteurs	Conducteurs

La propagation d'un champ électromagnétique (formulée depuis les équations de Maxwell et de Helmholtz) dans un matériau est définie à une distance z et à un temps t par :

$$E(z,t) = E_0 e^{-j\omega t} e^{-kz} \tag{I.9}$$

La constante de phase complexe (ou nombre d'onde) s'écrit :

$$k = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} \tag{I.10}$$

Elle peut être décomposée en deux parties (réelle et imaginaire) :

$$k = \alpha + j\beta \tag{I.11}$$

Avec α la constante d'affaiblissement (Np/m) et β la constante de déphasage (rad/m) :

$$\alpha = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2}\left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} - 1\right)} (Np/m) \tag{I.12}$$

$$\beta = \omega \sqrt{\frac{\mu\varepsilon}{2}\left(\sqrt{1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}\right)^2} + 1\right)} (rad/m) \tag{I.13}$$

La constante d'atténuation α peut être exprimée en dB/m par $\alpha(dB/m) = 8.686 \cdot \alpha(Np/m)$ et la constante de déphasage β reliée à la vélocité par $v = \frac{\omega}{\beta}$.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

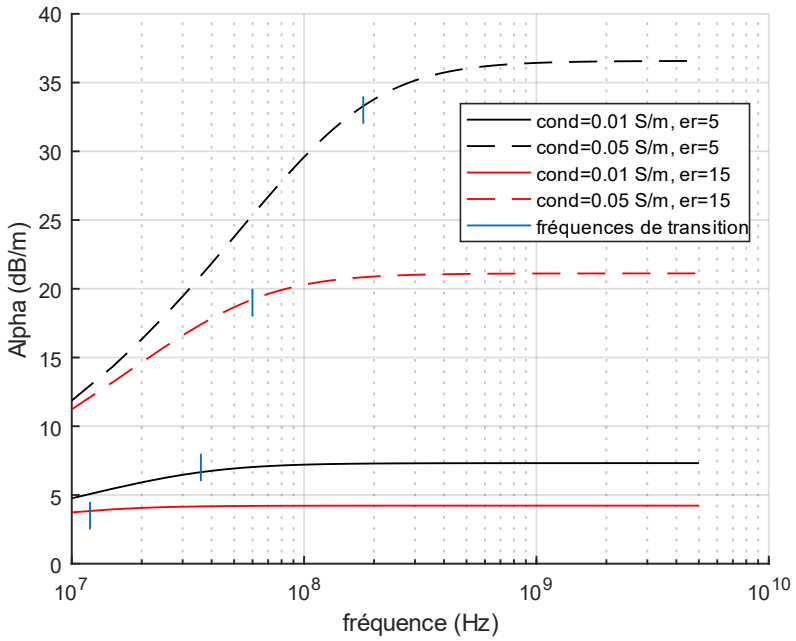


Figure I.14 – Evolution du coefficient d'atténuation α (dB/m) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative et de conductivité. Les fréquences de transition sont repérées sur la figure.

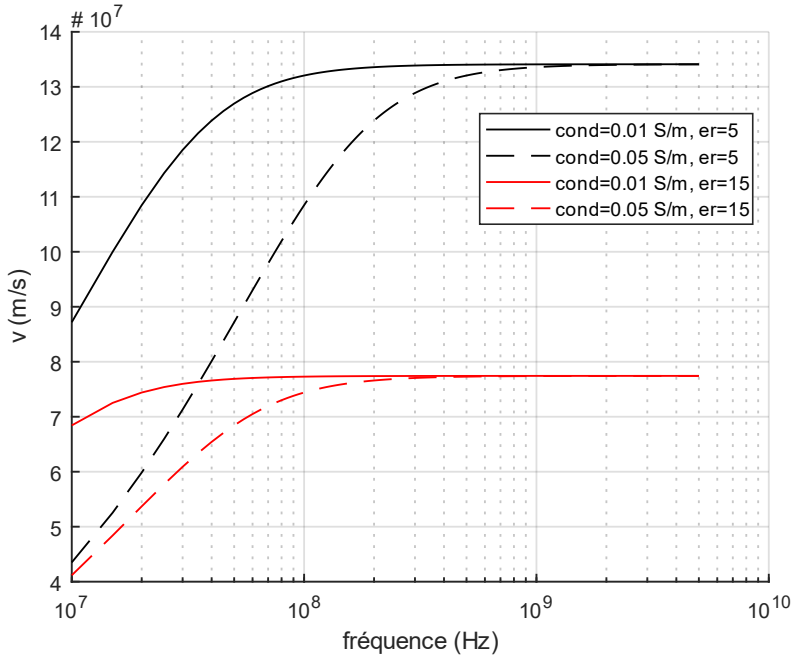


Figure I.15 – Evolution de la vitesse de propagation v (m/s) en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de permittivité relative et de conductivité.

Pour des matériaux à fortes pertes et pour les fréquences employées par le géoradar, il n'est pas forcément possible d'approximer l'expression de la tangente de perte en considérant uniquement le terme $\frac{\sigma}{\omega\varepsilon}$ et considérant l'atténuation indépendante de la fréquence pour des fréquences hautes (>100MHz), comme le suggère le plateau formé sur les figures I.14 et I.15. En effet, l'atténuation causée par les inhomogénéités et l'eau contenue dans les sols

Licence CC BY-NC-ND 3.0

augmentent fortement avec la fréquence, on peut alors décomposer la tangente de perte comme :

$$\tan(\delta) = \frac{\sigma_{dc}}{\omega\varepsilon} + \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} \quad \text{(I.14)}$$

La première contribution $\frac{\sigma_{dc}}{\omega\varepsilon}$ concerne les effets de dissipation, la seconde $\frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$ concerne les pertes dipolaires apparaissant pour les plus hautes fréquences. La dépendance en fréquence de la permittivité, son évolution face à la teneur en eau ont été exprimées par différents modèles. Parmi les plus courants, le modèle de Debye [DEBYE1929] et le modèle de Cole-Cole [COLE1941] décrivent la variation de la permittivité et plus précisément les phénomènes de relaxation diélectrique et de résonance.

Le modèle de Debye s'écrit :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty}{1 + j\omega\tau} \quad \text{(I.15)}$$

Avec ε_0 la permittivité basse fréquence, ε_∞ la permittivité à très haute fréquence, ω la fréquence angulaire et τ le temps de relaxation où $\tau = \frac{1}{2\pi f_c}$ avec f_c la fréquence pour laquelle l'absorption est maximum (ε'' maximum). Le modèle de Cole-Cole permet de modéliser plus fidèlement le comportement de la permittivité en apportant une dimension de dispersion supplémentaire :

$$\varepsilon(\omega) = \varepsilon_\infty + \frac{\varepsilon_0 - \varepsilon_\infty}{1 + (j\omega\tau)^{1-\alpha}} \quad \text{(I.16)}$$

Avec le coefficient de dispersion $0 \geq \alpha > 1$. Il est également possible de considérer avec plus de réalisme l'évolution de la permittivité d'un matériau sol chargé en eau en ajoutant plusieurs pôles à la formulation du modèle de Debye [LAMBOT2004].

Un exemple d'évolution du coefficient d'atténuation α en fonction de la fréquence pour différents paramètres du sol est donné en figure I.16.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

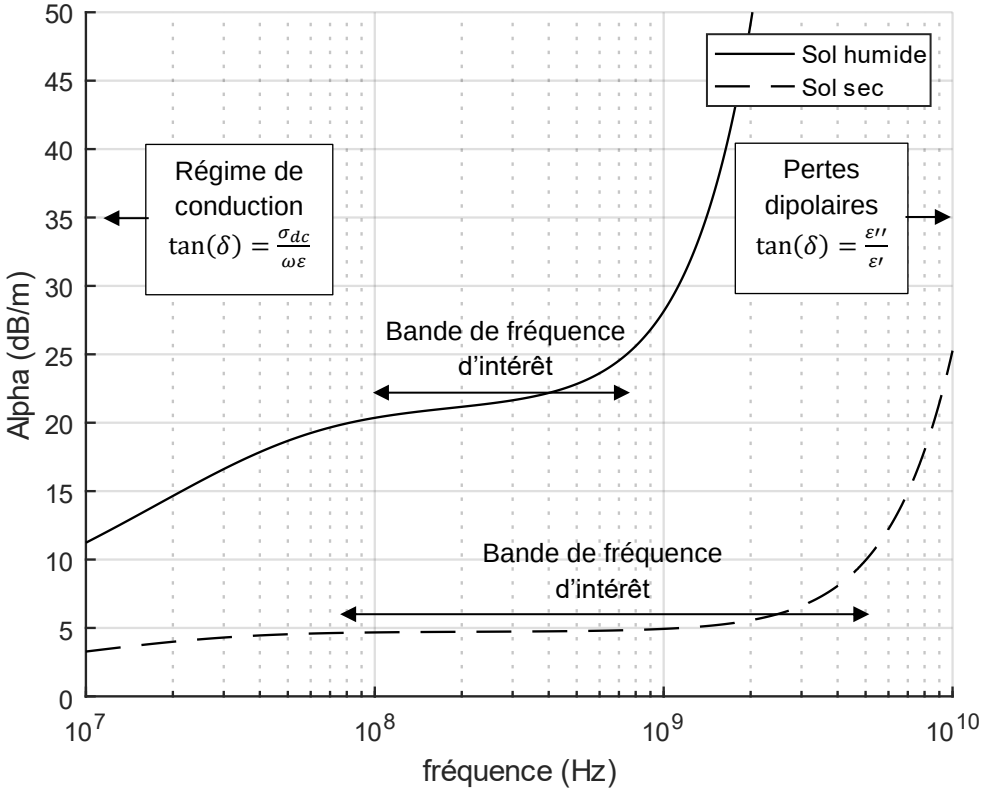


Figure I.16 – Exemple de tendances du coefficient d'atténuation α (dB/m), intégrant les phénomènes de relaxation, en fonction de la fréquence. Les paramètres de modélisation présentés sont pour le sol humide : $\sigma_{dc} = 0.05\ S/m$, $\varepsilon_r = 15$, $\varepsilon_\infty = 3$, $f_c = 20e^9\ Hz$, $\alpha = 0.5$ et pour le sol sec : $\sigma_{dc} = 0.005\ S/m$, $\varepsilon_r = 3$, $\varepsilon_\infty = 2.6$, $f_c = 50e^9\ Hz$, $\alpha = 0.5$.

Comme représenté sur la figure I.16, les basses fréquences subissent un phénomène de conduction et de dispersion, l'atténuation y est assez faible. Un plateau apparait dans la bande pour des fréquences supérieures à la fréquence de transition où l'onde se situe dans un régime de propagation, idéale pour l'application GPR. L'utilisation des plus hautes fréquences entraine une atténuation plus élevée, causée par les effets de polarisation. La teneur en eau du sol abaisse la ou les fréquences de relaxation, à l'inverse les plus hautes fréquences peuvent alors être utilisées pour sonder des matériaux secs, comme le sable. C'est pourquoi le choix de bande de fréquence utilisée et la résolution du GPR dépend autant des caractéristiques du sol.

D'autres modèles volumétriques ou empiriques sont utilisés, parfois en combinaison, pour décrire l'évolution de la permittivité dans un milieu inhomogène ou chargé en eau [MIRONOV2004]. C'est le cas du modèle proposé par Peplinski [PEPLINSKI1995].

Enfin, pour une estimation de la profondeur de pénétration maximum du radar, d'autres facteurs entrent en jeu comme l'affaiblissement en espace libre, les pertes causées par les réflexions sur les surfaces ou le niveau réfléchi par la cible, parfois très faible. Pour déterminer les performances du radar, un calcul du bilan de liaison complet doit être réalisé.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

1.2.1.4. Bilan de liaison

Le bilan de liaison d'un radar permet de calculer l'atténuation d'un trajet et ainsi de quantifier le rapport signal à bruit du signal en réception dans une configuration donnée. La puissance reçue depuis une cible illuminée par un radar dans l'air s'écrit :

$$P_R = \frac{P_E \cdot G_{ER}^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{cible}}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \tag{I.17}$$

Avec :

P_E : Puissance d'émission (W)

G_{ER} : Le gain réalisé des antennes d'émission et de réception, considérant les antennes d'émission et de réception similaires. Où $G_{ER} = \eta \cdot D$, avec η le rendement total de l'antenne et D sa directivité.

σ_{cible} : La surface équivalente de la cible (m²)

R : Distance radar-cible (m)

λ : Longueur d'onde (m)

Dans le cadre du GPR les paramètres liés au sol doivent être intégrés. En effet, la perte de puissance lors de la transmission de l'énergie dans le sol, plus précisément causée par les interfaces air-sol et l'atténuation apportée par le milieu sont ajoutées à l'équation (I.17). La puissance reçue depuis une cible plongée dans un milieu homogène s'écrit alors :

$$P_R = \frac{P_E \cdot G_{ER}^2 \cdot {T_{as}}^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{cible} \cdot e^{-4\alpha R}}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \tag{I.18}$$

Avec le coefficient d'atténuation $\alpha\ (Np/m)$, la distance d'enfouissement de cible R. Le coefficient de transmission en puissance, en incidence normale, air-sol T_{as} s'écrit :

$$T_{as} = (1 - R_{as}) = 1 - \left(\frac{\sqrt{\varepsilon_{r_1}} - \sqrt{\varepsilon_{r_2}}}{\sqrt{\varepsilon_{r_1}} + \sqrt{\varepsilon_{r_2}}}\right)^2 = \frac{4\sqrt{\varepsilon_{r_1}}\sqrt{\varepsilon_{r_2}}}{\left(\sqrt{\varepsilon_{r_1}} + \sqrt{\varepsilon_{r_2}}\right)^2} \tag{I.19}$$

Avec R_{as} le coefficient de réflexion en puissance, $\sqrt{\varepsilon_{r_1}} = 1$ et $\sqrt{\varepsilon_{r_2}}$ les permittivités relatives de l'air et du milieu sol.

Le calcul de la profondeur de pénétration peut être difficile à estimer. En effet, la variation des paramètres du sol sondé en fonction de la fréquence, la nature et géométrie de la cible qui n'est pas toujours ponctuelle sont difficiles à intégrer dans le calcul. D'une manière générale, l'équation radar donne un ordre de grandeur de la dynamique et de la sensibilité que doit fournir le radar. Pour définir la sensibilité du radar, l'expression de la puissance du signal détectable minimum (Minimum Detectable Signal, MDS) est utilisée :

$$P_{MDS} = k\big(T_{ANT} + T_0 \cdot (F_r - 1)\big) \cdot B_N \cdot SNR \tag{I.20}$$

Avec k la constante de Boltzmann, F_r le facteur de bruit de la chaine de réception, la température de référence $T_0 = 290K$, T_{ANT} la température de bruit de l'antenne, B_N la bande

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de fréquence du bruit (en Hz) et SNR le rapport signal à bruit requis. La profondeur d'investigation maximale $R = R_{MAX}$ est donnée quand l'expression suivante est vérifiée :

$$\underbrace{\frac{P_E \cdot G_{ER}^2}{P_{MDS}}}_{dynamique} = \underbrace{\frac{(4\pi)^3 \cdot R^4}{{T_{as}}^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma_{cible} \cdot e^{-4\alpha R}}}_{pertes} \tag{I.21}$$

1.2.2. Simulation d'un système GPR

Pour prendre en compte un maximum d'aspects physiques dans le bilan de liaison, une simulation du système et de la propagation de l'onde dans le sol peut être réalisée. En effet, celle-ci apporte des dimensions supplémentaires aux calculs en générant des données A-SCAN ou B-SCAN réalistes. La simulation permet donc de prévoir avec plus de détail les performances du système dans un contexte donné.

La méthode la plus utilisée pour simuler un système GPR est la simulation FDTD (Finite Difference Time Domain) ou méthode des différences finies dans le domaine temporel [YEE1966]. Cette méthode consiste à résoudre les équations de Maxwell discrétisées dans le domaine temporel et l'espace. Elle permet de calculer les interactions et la propagation de l'onde pour des géométries de scènes très complexes, mais nécessitant des ressources de calcul importantes [KUNZ1993]. La technique FDTD a été largement utilisée dans le domaine du GPR. Les performances de calculs actuels permettent une modélisation dans un temps plus acceptable. Un logiciel de simulation utilisant cette méthode, nommé TEMSI-FD [TEMSI-FD] a été développé dans le département OSA (Ondes et Systèmes Associés) du laboratoire XLIM et permet notamment la simulation et le tracé de radargrammes GPR. Aussi, une modélisation du sol par des fractales peut être réalisée et utilisée pour la simulation FDTD afin d'intégrer le caractère aléatoire et inhomogène du milieu sondé [BESSE2004].

Par ailleurs, un outil de simulation FDTD 2D/3D open source nommé gprMax [WARREN2016] a été conçu, il est écrit en Python/Cython. Il a été initialement développé par Antonis Giannopoulos et mis à jour depuis 1996. Ce logiciel intègre désormais des modèles d'antennes utilisées par des sociétés GSSI et MALA. La configuration des paramètres de la scène à simuler s'effectue par des fichiers de commandes, le logiciel est dépourvu d'interface graphique. Il est possible d'implémenter facilement le caractère dispersif de la permittivité (Debye), de définir l'état de surface du sol ou même de générer un volume à l'aide de fractales notamment. De plus, le logiciel est compatible avec une utilisation sur GPU (Graphics Processing Units) pour des temps de calcul réduits.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

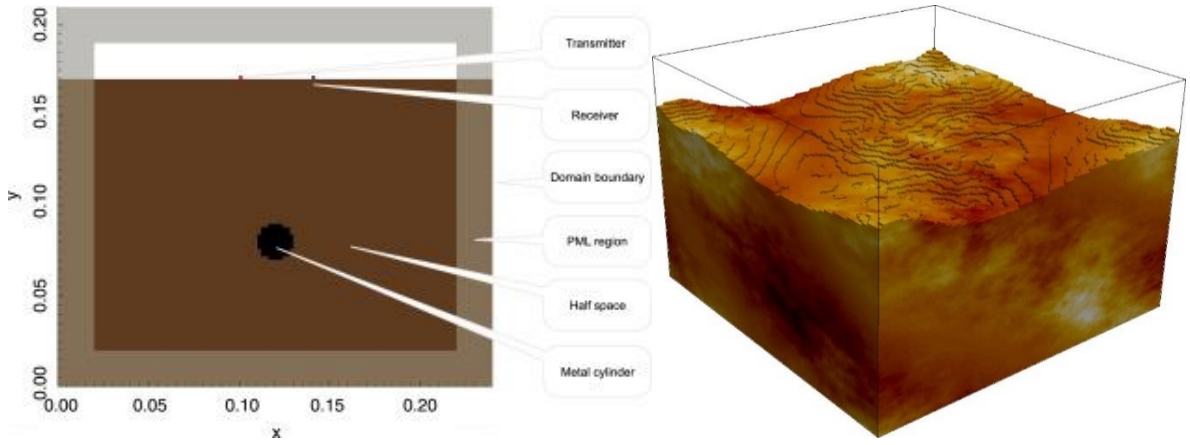


Figure I.17 – Exemple de scène 2D et volumes 3D modélisés sous gprMax.

La technique FDTD permet la simulation du géoradar. Ces simulateurs permettent d'appréhender les performances du radar et de produire des signaux fidèles même si les détails de l'aspect matériel et de l'architecture électronique du radar sont rarement implémentés dans la même simulation. En effet, nous n'avons pas trouvé à ce jour de travaux concernant la simulation complète du système GPR, conjointement aux simulations FDTD et intégrant notamment l'architecture RF et le traitement des signaux associés.

1.2.3. Traitement d'image appliqué au radar à pénétration de sol

L'efficacité de l'imagerie du radar ULB est définie par la résolution obtenue, la clarté de l'image et la capacité à distinguer les cibles. Des étapes de traitement permettent la réduction des erreurs de positionnement, la réduction du bruit de fond (Clutter) mais aussi la reconstruction de la scène avec des algorithmes de migration.

Parmi les algorithmes de migration traditionnellement utilisés dans le domaine du GPR on retrouve la sommation hyperbolique (Hyperbolic Summation, HS) [OZDEMIR2007]. Pour chacun des pixels de l'image brute, l'algorithme consiste à calculer dans un premier temps, l'hyperbole de migration théorique (template) pour une cible ponctuelle se trouvant à la position occupée par ce pixel. Dans un second temps, les pixels se trouvant sur le trajet de l'hyperbole théorique sont alors enregistrés. La moyenne au carré de la valeur des pixels, ou la somme de ces pixels est alors inscrite à cette première position. L'opération est réalisée sur chaque pixel de l'image. Autrement dit, si l'hyperbole théorique épouse une hyperbole visible sur l'image brute, l'image est alors focalisée car tous les points décrits par l'hyperbole sont sommés sur le pixel actuel, au sommet de l'hyperbole. Le principe est représenté sur la figure I.18.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

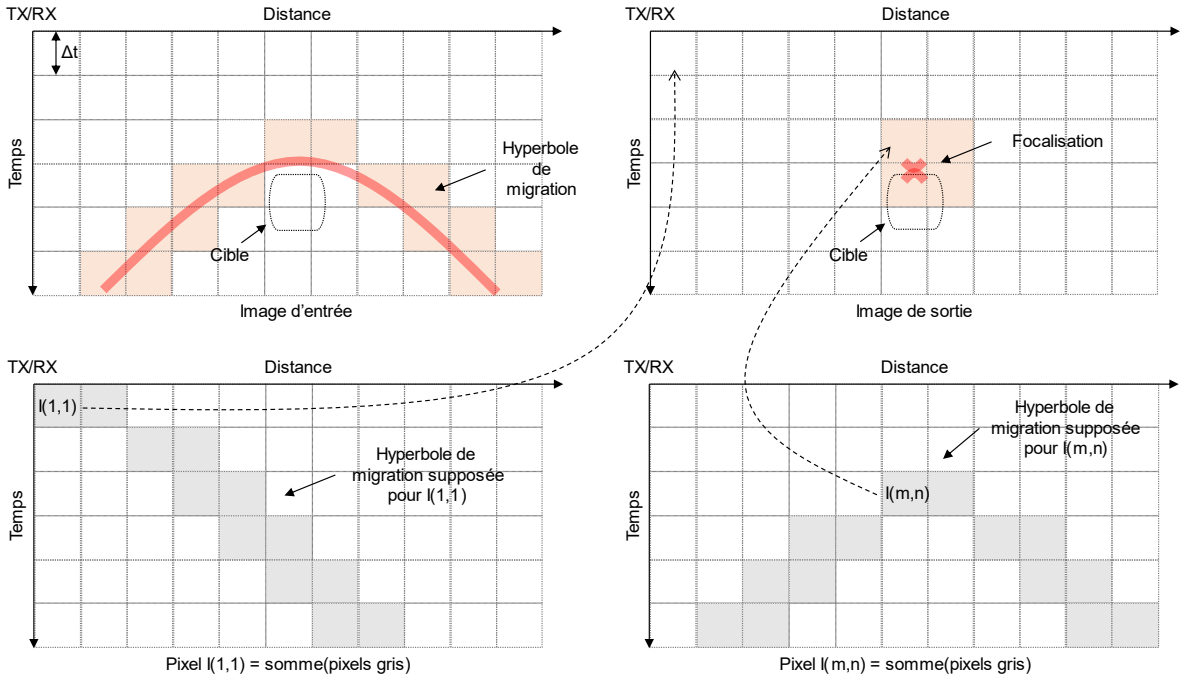


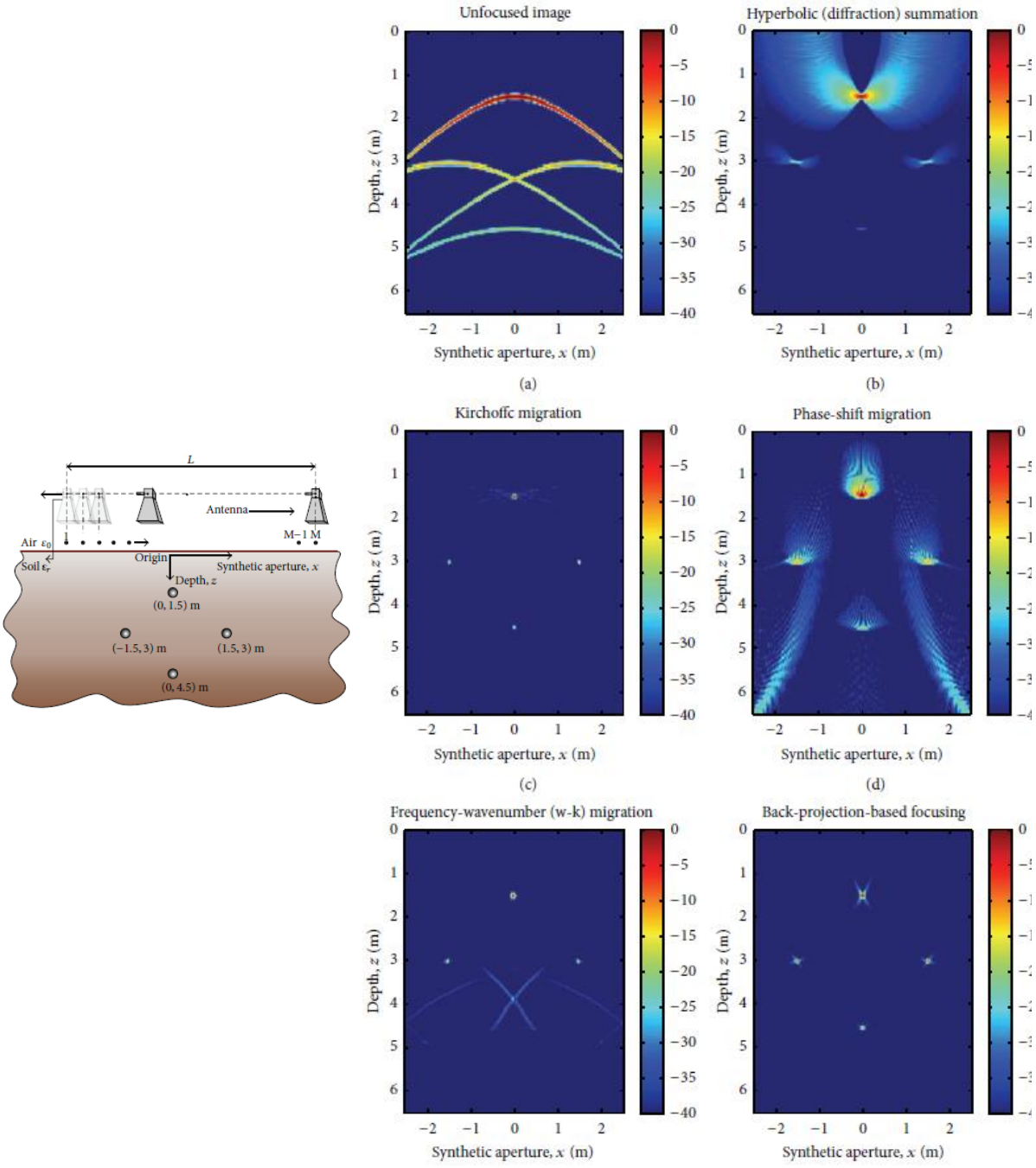
Figure I.18 – Principe de la sommation hyperbolique.

C'est un algorithme simple à implémenter, il est cependant utilisé principalement pour des sols homogènes car sensible aux variations de la forme de l'hyperbole et aux différents paramètres du sol. De plus, c'est un algorithme consommateur en termes de ressources de calculs (nombreuses boucles imbriquées) et qui permet une focalisation limitée. Une version améliorée a été développée dans [AKBARI2014] notamment sur les aspects de focalisation.

L'algorithme de projection arrière (Back projection ou BP) a été fortement employé dans le domaine du radar SAR [ZHOU2012]. L'approche classique de cet algorithme est similaire à la sommation hyperbolique mais se base sur les temps de retard du signal pour réaliser la focalisation. Des modifications de cet algorithme ont été réalisés comme c'est le cas de la version multi-échelle optimisée pour le temps de calcul [WENTAI2014].

D'autres algorithmes sont utilisés tels que la migration de Kirchhoff (Kirchhoff Migration ou KM) [LIU_XIANG2017], la migration ω-k (Frequency-Wavenumber) [YIGIT2007] et la migration par décalage de phase (phase-shift) [HUI_ZHANG2013]. Une comparaison de la performance de différents algorithmes utilisés pour le GPR a été menée dans [OZDEMIR2014] et a été reportée en figure I.19.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a) (b)

Figure I.19 – Comparaison de la performance des algorithmes de migration utilisés dans le domaine du GPR [OZDEMIR2014], géométrie de la scène (a) et résultats (b) extraits de la revue.

Le choix de l'algorithme de migration est à réaliser suivant le contexte de mesure. Il dépend du besoin en termes de performance et de la capacité de calcul disponible. La connaissance à priori du sol est essentielle pour la plupart des algorithmes de migration conventionnels, aussi des techniques sont utilisées pour estimer la vélocité automatiquement [WEI2014] permettant une focalisation optimale.

Par ailleurs, des techniques ont été développées pour améliorer l'analyse des objets détectés sur une image brute, sans migration. C'est le cas de l'estimation du rayon d'un tuyau à partir d'un B-SCAN [DOLGIY2006], pour identifier la nature des matériaux qui constituent les cibles

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[HUUSKONEN2015] ou la détection des contours des hyperboles en utilisant un filtre de Canny [MERTENS2016].

Une autre perspective intéressante concerne l'acquisition comprimée (Compressive Sensing, CS) [CANDES2008] appliquée au domaine du radar ULB. Dans le cadre des radars à pénétration de sol cette technique a fait l'objet de travaux [AMIN2014] [GURBUZ2007] et notamment l'application de cette technique sur les radars fréquentiels SFCW [GURBUZ2008] [GURBUZ2009].

Grâce à la performance des moyens de calculs actuels, l'émergence des réseaux de neurones [HUTTUNEN2019] ont donné lieu à des développements intéressants pour le traitement des images GPR. Les réseaux de neurones sont utilisés pour la reconnaissance vocale, l'analyse d'imageries médicales ou l'étude de données financières. On distingue trois techniques principales :

- La classification, permettant le tri et l'étiquetage de données ou d'images.
- La segmentation, permettant la reconnaissance et l'extraction de formes ou de caractéristiques sur une image.
- La régression, permettant l'obtention d'une fonction transfert liant les données de sortie en fonction de données d'entrées.

Ces techniques sont souvent utilisées en combinaison. Par exemple la segmentation est utilisée avec la classification pour étiqueter plusieurs éléments d'une photographie ou la segmentation utilisée avec la régression pour extraire une quantité physique à partir de formes sur une image ou même de transformer l'image elle-même.

L'hyperbole de migration est une forme caractéristique d'un objet ou contraste diélectrique présente sur les images brutes B-SCAN. La détection et le traitement automatique des hyperboles est une solution attrayante et réalisable via les réseaux de neurones.

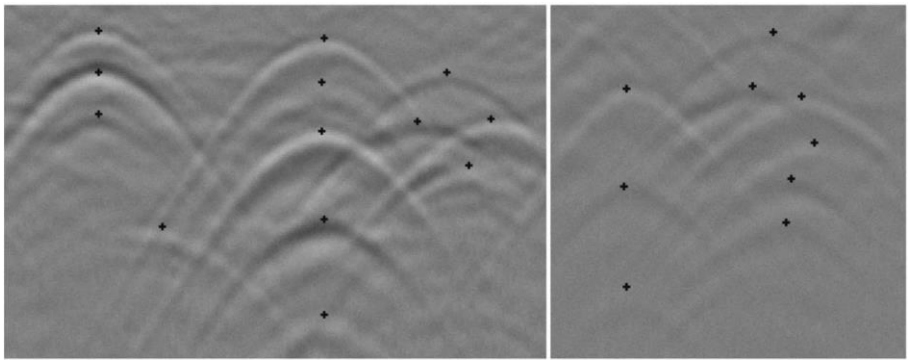


Figure I.20 – Résultats de la détection du sommet des hyperboles de migration à l'aide d'un réseau de neurone [BIRKENFELD2010].

Par exemple, [YOUN2003] [YOUN2004] proposent une implémentation d'un réseau de neurone convolutif (Convolutional Neural Network, ConvNet ou CNN) pour, dans un premier temps détecter l'hyperbole et ces contours. Cela représente une opération de segmentation d'un point de vue du réseau. Dans un second temps, le traitement de type back projection, via l'utilisation d'un second réseau de neurone convolutif, permet de focaliser l'énergie de l'image sur l'emplacement de la cible. Ces dernières années, la détection des hyperboles a fait l'objet de nombreux travaux. La méthode proposée dans [BIRKENFELD2010] met en œuvre un CNN

Licence CC BY-NC-ND 3.0

pour détecter la position du sommet des hyperboles. Le réseau prend en entrée une portion de l'image (trapèze) et fournit ainsi la position du sommet de l'hyperbole. Dans un principe similaire, un réseau de neurones pré-entrainé avec une architecture optimisée est utilisé pour détecter la position des hyperboles dans [PHAM2018]. Des notes et recommandations sur le design des réseaux de neurones convolutifs pour la détection d'objets sur les images GPR sont proposées dans [REICHMAN2017].

Les réseaux de neurones peuvent permettre également d'estimer la permittivité des sols ou des éléments détectés. Dans [WEILI2012] une architecture de traitement réalise plusieurs opérations. D'une part, la détection de la taille de la cible enfouie par des algorithmes conventionnels est réalisée, d'autre part, un réseau de neurones est utilisé pour la détection de la permittivité de la cible. La détection de la permittivité des objets sur les images GPR brutes a aussi été réalisée en utilisant une technique de classification [SONODA2018].

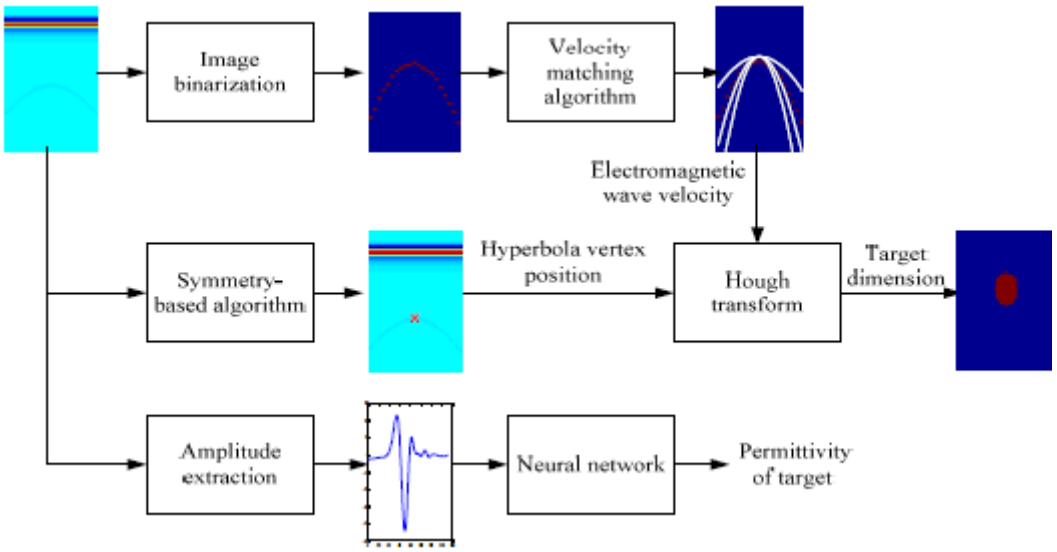


Figure I.21 – Flux de traitement des données brutes pour la détermination de la taille et la nature du matériau de la cible, intégrant un réseau de neurone, proposée par [WEILI2012].

Une approche plus ambitieuse consiste à transformer une image B-SCAN brute en cartographie de permittivité, permettant un aperçu direct du contenu du sol. Pour réaliser cette transformation, l'implémentation et la comparaison de 3 architectures de réseaux de neurones est faite dans [ALVAREZ2018].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

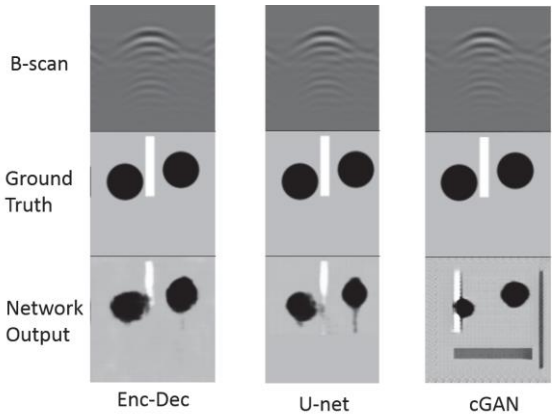


Figure I.22 – Comparaisons de trois réseaux de neurones pour la transformation d'images B-SCAN en cartographies de permittivité [ALVAREZ2018].

Bien d'autres applications et traitements usant de l'apprentissage profond ont été étudiés. C'est le cas de la classification de mines enfouies [ZHOU2008] ou l'élimination des réflexions et distorsions amenées par les antennes [ZHANG2019]. Les réseaux de neurones apportent de nouvelles perspectives de traitement dans le domaine du GPR et possèdent l'avantage de réaliser plus facilement des opérations complexes, difficiles à mettre en œuvre, ou dont le cout de calcul est élevé avec des algorithmes conventionnels.

1.2.4. Législations et utilisation des fréquences

Le radar GPR est considéré par l'ANFR (Agence Nationale des Fréquences) comme étant dans la catégorie des « Applications d'imagerie radar à pénétration de surface » (GPR ou WPR). Les conditions d'utilisation des fréquences par les systèmes GPR / WPR sont fixées par la décision n° 2011-1487 du 20 décembre 2011 de l'ARCEP. Deux schémas d'autorisation distincts selon les zones géographiques d'utilisation des GPR ou WPR [ANFRWEB] sont à prendre en compte :

- Soit une obligation de demande d'autorisation en vue de l'utilisation de fréquences par des systèmes GPR/WPR au voisinage des stations radars représentées sur la figure I.23, c'est-à-dire dans les zones comprises à l'intérieur de cercles de 4 km de rayon centrés sur ces stations.
- Soit une obligation de notification, en dehors de ces zones.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure I.23 – Cartographie des stations RADAR sensibles en France [ANFRWEB].

La norme de référence pour les systèmes GPR et WPR UWB est la norme EN 302 066 V2.1.1 (2017), elle définit les niveaux de puissances maximum qui peuvent être émis. Elle s'applique aux :

- Radars GPR fonctionnants dans la bande 30MHz à 12.4GHz avec une émission dirigée dans le sol (proximité immédiate ou à moins d'un mètre de celui-ci).
- Radars WPR fonctionnants dans la bande 30MHz à 12.4GHz avec une émission dirigée dans un mur ou matériau équivalent (proximité immédiate ou à moins d'un mètre de celui-ci).

La puissance d'émission de n'importe quel système GPR ou WPR ne doit pas excéder les limites indiquées dans les tableaux I.3 et I.4.

Tableau I.3 – Gabarit de la puissance d'émission maximum et moyenne.

Frequency range (MHz)	**Peak power limit values for emission**
30 to 230	-44.5 dBm/120 kHz (e.r.p)
>230 to 1000	-37.5 dBm/120 kHz (e.r.p)
>1000 to 18000	-30 dBm/MHz (e.i.r.p)

Tableau I.4 – Gabarit de la puissance d'émission moyenne.

Frequency range (MHz)	**Mean power limit values for emission (dBm/MHz)**	
<230	-65	
230 to 1000	-60	
1000 to 1164	-65	
1164 to 1215	**-105**	**-75 (dBm/kHz)***
1215 to 1559	-65	

Licence CC BY-NC-ND 3.0

1559 to 1610	**-105**	**-75 (dBm/kHz)***
1610 to 3400	-51.3	
3400 to 5000	-41.3	
5000 to 6000	-51.3	
>6000	-65	

*Service de Radionavigation RNSS (GPS)

La puissance maximum moyenne doit donc respecter le gabarit présenté ci-dessous :

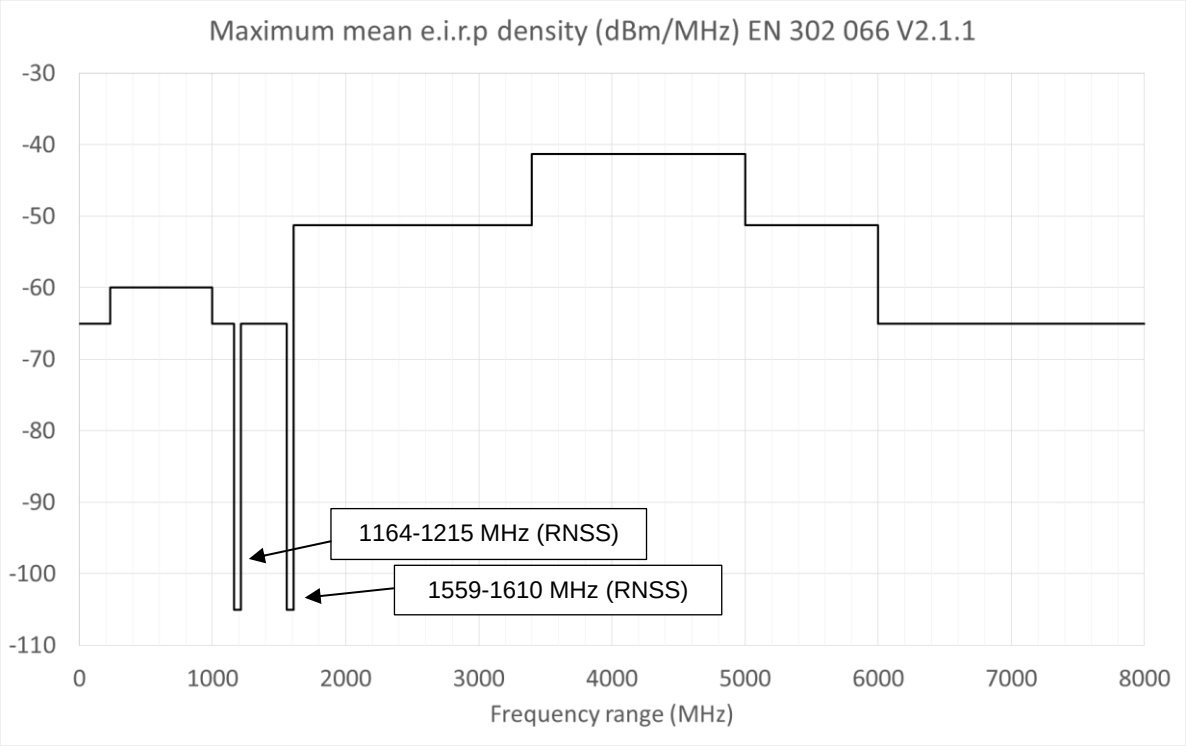


Figure I.24 – Masque d'émission des fréquences pour les systèmes GPR.

Pour effectuer les calculs de densité E.I.R.P, La puissance maximum transmise s'écrit (en dBm) :

$$P_{max}(e.i.r.p) = P_E + G_E \tag{I.22}$$

Avec la puissance transmise P_E (en dBm) et le gain de l'antenne G_E (en dBi). Si la puissance n'est pas constante au cours du temps (sur une seconde), c'est le cas du radar pulsé ou dans le cas d'une émission périodique, la puissance moyenne doit être prise en compte comme :

$$P_{moy}(dBm) = P_{max} - M \tag{I.23}$$

Avec $M(dB) = 20 \cdot \log_{10}(\alpha)$ et α le rapport cyclique du signal en émission. Le calcul en (dBm/MHz) s'effectue par :

$$P_{moy}(dBm/MHz) = P_{moy} - 10 \cdot \log(B) \tag{I.24}$$

Avec la bande de fréquence du signal émis B en MHz.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

1.3. Différentes formes d'onde

Le développement d'un radar à pénétration de sol peut être fait depuis plusieurs formes d'ondes, on retrouve principalement dans la littérature deux principes de radar ULB : temporel et fréquentiel. Les principales formes d'onde utilisées pour le géoradar sont :

- Impulsionnel (temporel)
- FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)
- SFCW (Step Frequency Continuous Wave)
- Bruit

Les trois dernières formes d'ondes font appel à la notion de compression d'impulsion ou d'étalement spectral et sont de plus en plus employées dans le domaine ULB.

1.3.1. Radars impulsionnels

Cette méthode consiste à envoyer une impulsion électromagnétique courte et d'observer les échos réfléchis par le milieu sondé dans le domaine du temps par une capture numérique (convertisseur analogique-numérique) à échantillonnage rapide. C'est la méthode historique et la plus utilisée dans le domaine du GPR.

La résolution de ce type de radar dépend de la forme de l'impulsion, notamment de sa durée. Son architecture de base est représentée en figure I.25. Ce type de radar est considéré comme émettant un signal en bande de base car le signal émis n'est pas modulé par une porteuse, on parle alors de signaux impulsionnels mono-alternance.

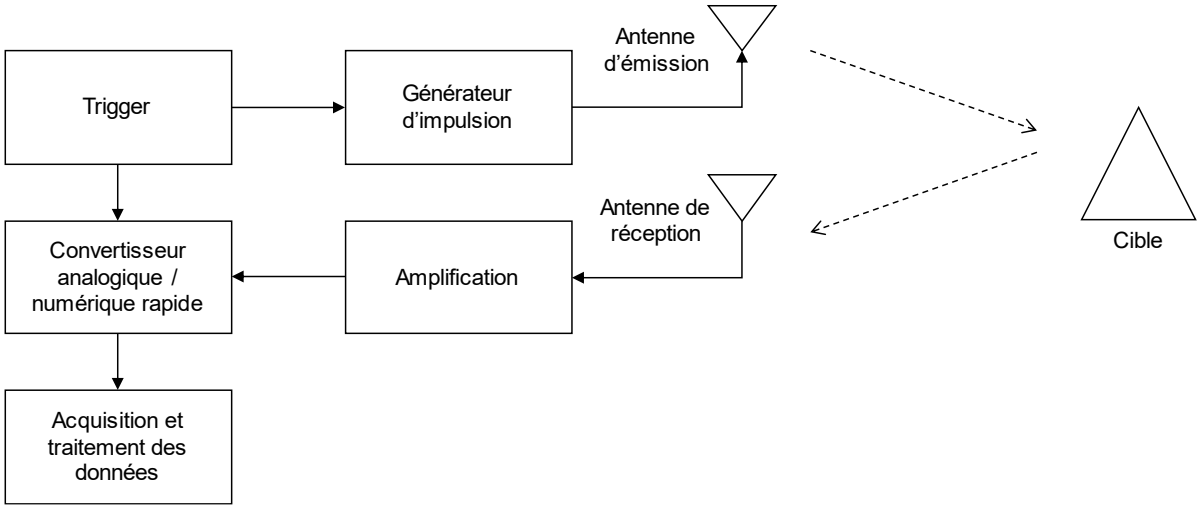


Figure I.25 – Architecture de base d'un radar impulsionnel ULB.

La résolution en distance Δd d'un radar impulsionnel est déterminée par la durée de l'impulsion. Elle s'écrit, dans l'air :

$$\Delta d = \frac{c\tau}{2} \qquad \text{(I.25)}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Avec τ la durée de l'impulsion (secondes) et c la vitesse de la lumière (m/s). La distance d'une cible est alors évaluée grâce au retard entre l'impulsion émise et reçue :

$$R = \frac{c\tau_{cible}}{2} \tag{I.26}$$

Avec τ_{cible} le temps aller-retour de l'impulsion sur la cible. Une illustration d'un signal impulsionnel ULB est donnée en figure I.26. La bande de fréquence du radar est liée à la largeur d'impulsion. En première approximation :

$$B = \frac{1}{\tau} \tag{I.27}$$

D'une manière générale, la résolution du radar s'écrit en fonction de la largeur de bande.

$$\Delta d = \frac{c\tau}{2} = \frac{c}{2B} \tag{I.28}$$

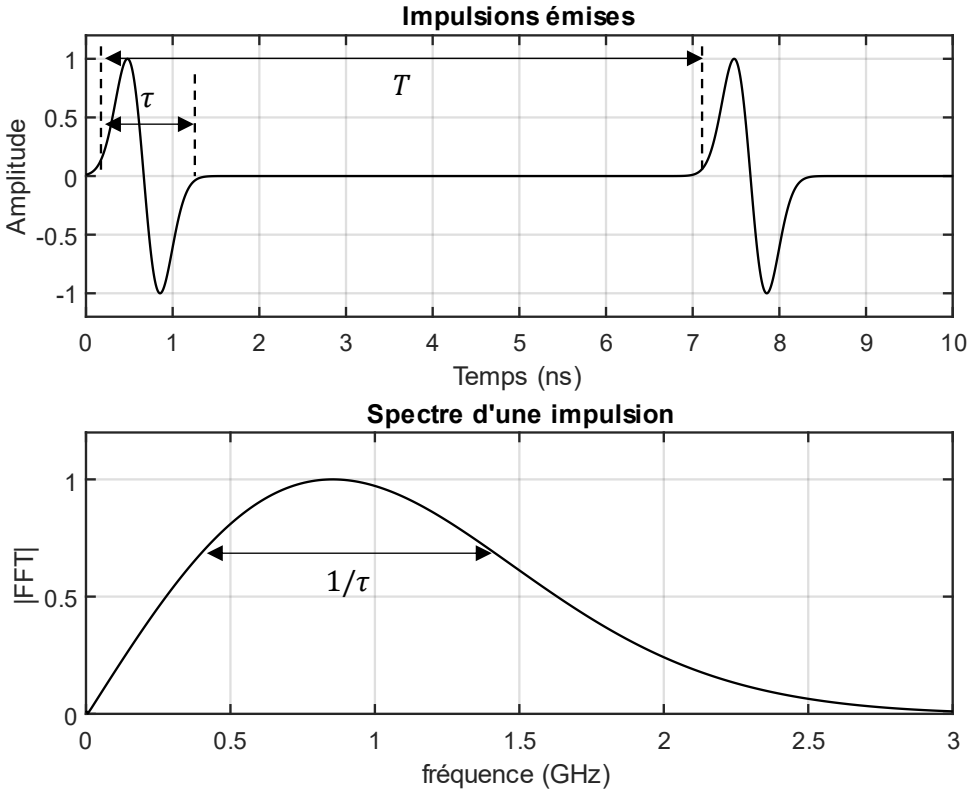


Figure I.26 – Forme d'onde d'un radar impulsionnel ULB (première dérivée d'une gaussienne, signaux normalisés).

La fréquence de répétition de l'impulsion $f_T = \frac{1}{T}$ (Hz), exprimée en fonction de la période T (en secondes) conditionne la distance d'observation maximum du radar. La distance d'observation limite s'écrit :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$d_{\max} = \frac{cT}{2} \quad \text{(I.29)}$$

L'un des éléments clé du radar impulsionnel est le générateur d'impulsion, car celui-ci doit fournir une impulsion très courte. La génération des impulsions brèves peut être réalisée de plusieurs manières. Des méthodes largement utilisées consistent à employer un transistor à avalanche [PENGJU2012] [ZHOU2016]. Pour une solution bas cout, la diode « Step Recovery Diode » (SRD) [ZHU2010] est employée et peut être couplée au transistor à avalanche [AHAJJAM2016]. On retrouve également l'utilisation de portes logiques et la technologie CMOS [RUI_XU2006] [ZITO2010]. La forme de l'impulsion générée garantit la performance du radar en termes de résolution, c'est pourquoi l'évolution et l'optimisation des générateurs impulsions SRD ont fait l'objet de travaux [JEONGWOO2002] [RUENGWAREE2006]. Il existe d'autre méthodes telles que l'utilisation de commutateurs photosensibles [NEGRIER2015] pour l'obtention d'impulsions courtes d'amplitude très élevée.

Même si le principe du radar impulsionnel est simple, certaines techniques visant à réduire les signaux parasites comme ceux dus au couplage entre antennes peuvent devenir difficiles à mettre en œuvre. L'amplificateur à gain variant dans le temps ou Time Gain Amplifier (TGA) permet l'atténuation des premiers échos forts et de compenser l'atténuation des derniers échos [YAN2006].

Les antennes ne doivent pas avoir une réponse impulsionnelle trop étalée (effet d'oscillation ou *ringing*) [GHOSH2006] pour ne pas masquer les premiers échos en réception et ne pas déformer le signal émis. En cas de distorsion, la résolution du radar et ainsi la capacité à distinguer les cibles proches sont affectées.

Pour numériser le signal, les convertisseurs analogique-numérique (CAN) doivent être rapides (>Géch./s) ce qui limite leur dynamique (résolution verticale) et augmente considérablement le cout et la complexité du système d'acquisition. Des techniques d'échantillonnage ont été développées pour éviter l'utilisation de ces convertisseurs rapides et augmenter la dynamique de mesure dans le cadre d'un système ULB. C'est le cas de l'échantillonnage entrelacé [TRIPOLI2004] et en temps équivalent séquentiel [NGUYEN2014] [MERELLE2014] ou CIS (Coherent Interleaving Sampling) [HAMDI2019] [HAMDI2019B]. Les paramètres et relations fondamentales du radar impulsionnel sont indiqués dans le tableau I.5.

Tableau I.5 – Paramètres et relations fondamentales du radar GPR impulsionnel.

Paramètre	Symbole	Formule
Vitesse de propagation	v	$= \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}$
Largeur de l'impulsion (secondes)	τ	
Période de répétition des impulsions (secondes)	T	
Largeur de bande de fréquence du radar (Hz)	B	$= \frac{1}{\tau}$
Résolution en distance du radar dans le milieu de propagation (m)	Δd	$= \frac{v\tau}{2} = \frac{v}{2B}$
Fréquence de répétition des impulsions (Hz)	f_T	$= \frac{1}{T}$
Portée non ambiguë du radar dans le milieu de propagation (m)	d_{max}	$= \frac{vT}{2}$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

1.3.2. Radars fréquentiels

1.3.2.1. FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)

Le principe de cette technique est de transmettre un signal modulé en fréquence par une rampe (appelé Chirp) et d'observer, en réception, le ou les décalages en fréquence (fréquence de battement). Cette opération est faite par un mélange du signal transmis avec le signal reçu. Une fois le signal mélangé filtré, un signal de fréquence intermédiaire (IF) ou habituellement appelé signal de battement [STOVE1992] est obtenu. L'analyse spectrale, telle qu'une transformée de Fourier (TF) est appliquée sur ce signal et permet ainsi d'observer la position des cibles. La fréquence de battement est proportionnelle à la distance de la cible. Ce type de radar est moins répandu dans le domaine du GPR.

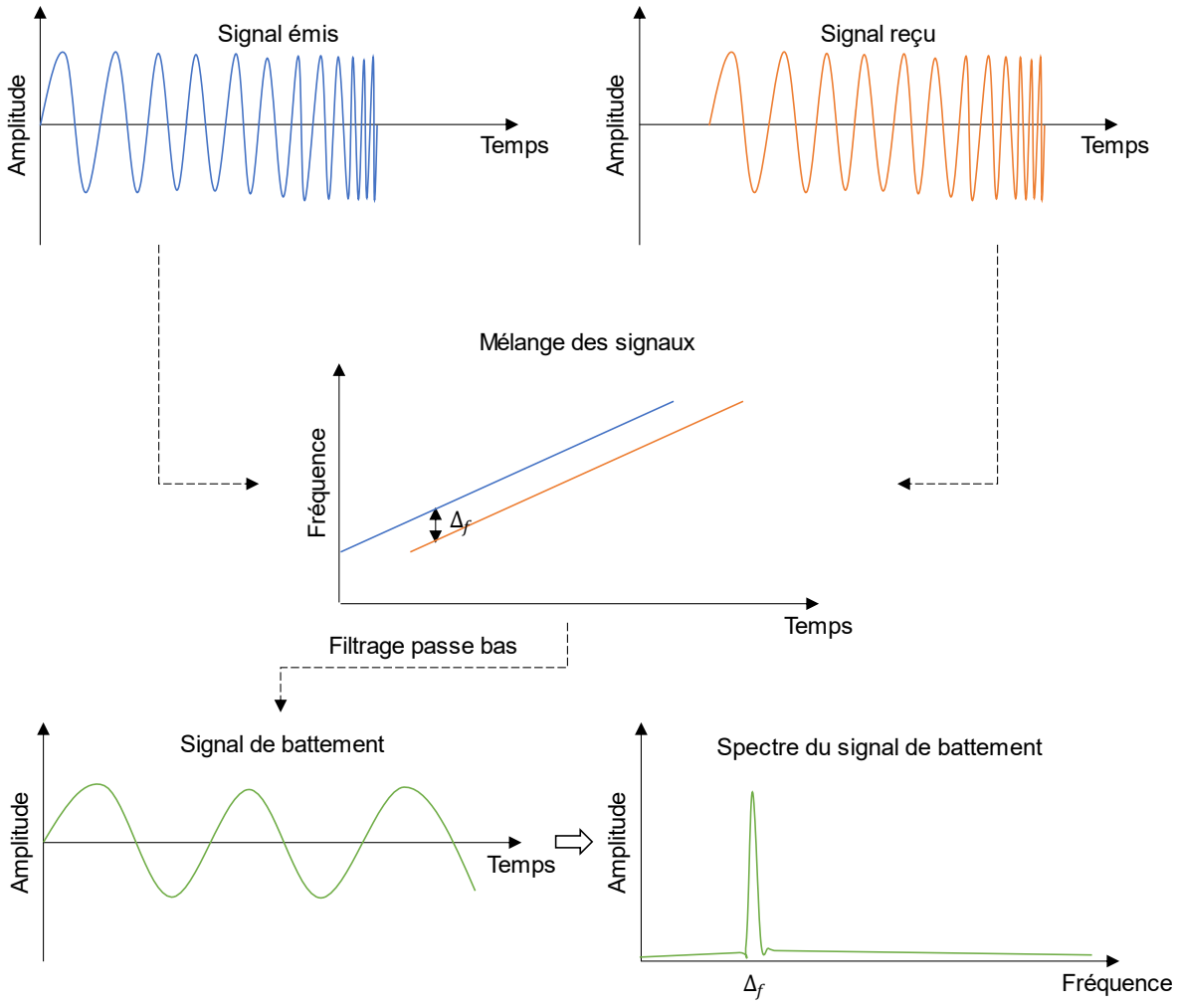


Figure I.27 – Principe de fonctionnement d'un radar FMCW.

Le signal transmis par le radar s'écrit :

$$S_{TX}(t) = A_0 \cdot \sin\left(2\pi\left(f_0 \cdot t + \frac{K \cdot t^2}{2}\right)\right) \quad \text{(I.30)}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Avec l'amplitude A_0 et la fréquence de départ f_0 (en Hz) de la rampe de fréquence. La pente de rampe de fréquence, appelé le taux de modulation sont définis par :

$$K = \frac{B}{T} \tag{I.31}$$

Le terme B représente la largeur de bande de fréquence (en Hz) et T la durée totale du Chirp (en s). Le signal reçu, dans le cas d'un écho, s'écrit :

$$S_{RX}(t) = B_0 \cdot \sin\left(2\pi\left(f_0 \cdot (t-\tau) + \frac{K \cdot (t-\tau)^2}{2}\right)\right) \tag{I.32}$$

Avec l'amplitude B_0 et le retard temporel τ causés par le trajet. Un mélange du signal reçu avec celui émis est réalisé et après filtrage des hautes fréquences, le signal de battement s'écrit :

$$S_{IF}(t) = C_0 \cdot \cos\left(2\pi\left(f_0 \cdot \tau + Kt\tau - \frac{K \cdot \tau^2}{2}\right)\right) \tag{I.33}$$

Avec l'amplitude résultante C_0. Les termes $f_0 \cdot \tau$ et $\frac{K \cdot \tau^2}{2}$ sont des termes de phase et sont indépendants du temps. Dans le cas où plusieurs trajets ou cibles sont détectés le signal de battement s'écrit :

$$S_{IF}(t) = \sum_{i=1}^{N} C_i \cdot \cos\left(2\pi\left(f_0 \cdot \tau_i + Kt\tau_i - \frac{K \cdot \tau_i^2}{2}\right)\right) \tag{I.34}$$

Avec N le nombre de trajets. Le terme $Kt\tau$ fait ainsi apparaitre la fréquence de battement. La fréquence de battement, pour une propagation dans l'air, s'écrit donc :

$$f_b = K\tau = \frac{B\tau}{T} = \frac{2 \cdot B \cdot R}{T \cdot c} \tag{I.35}$$

Avec R la distance entre le radar et la cible. Dans le cas d'un milieu différent de l'air la fréquence de battement est estimée par :

$$f_b = \frac{B\tau}{T} = \frac{2 \cdot B \cdot R \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{T \cdot c} \tag{I.36}$$

Avec ε_r la permittivité relative du milieu. Il est donc possible, à partir des fréquences de battement, de retrouver la position des cibles détectées.

Dans le but d'obtenir des informations sur le mouvement des cibles, un traitement Doppler peut être réalisé. Une première méthode, notamment employée pour les radars FMCW longue portée et pour la mesure de vitesse, consiste à utiliser une rampe de fréquence ascendante et descendante [JANKIRAMAN2018]. La différence entre les fréquences de battement obtenues pour les deux sections du Chirp permet d'évaluer la vitesse de la cible. Une autre méthode adaptée à la détection de mouvements plus lents peut être réalisée à partir de rampes de fréquences en dent de scie. Dans ce cas, les données de la fréquence Doppler en fonction de la distance sont obtenues par l'opération d'une double-FFT [SEDIONO2013]. Pour cela, la mesure de vitesse Doppler est alors réalisée par mesures successives de la distance

Licence CC BY-NC-ND 3.0

de la cible. Il est à noter que dans le cas de détection de mouvement ou de respiration, les vitesses et fréquences sont assez faibles et nécessite un temps d'intégration des mesures plus important.

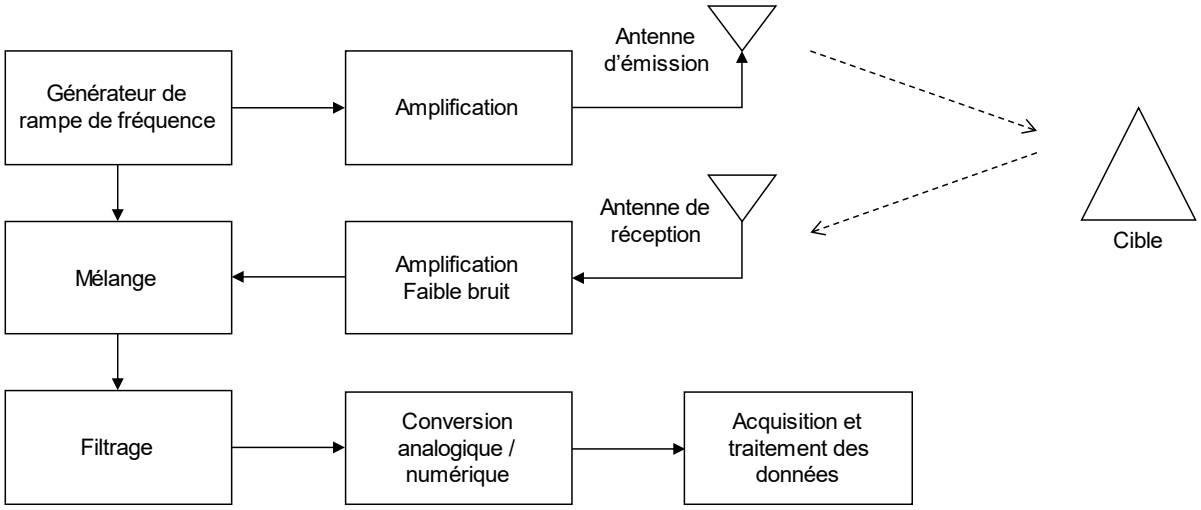


Figure I.28 – Architecture de base (homodyne) d'un radar FMCW.

La génération du Chirp est traditionnellement réalisée à l'aide d'un oscillateur commandé en tension (VCO, Voltage Controlled Oscillator). Une rampe de tension est alors appliquée en entrée de l'oscillateur. La linéarité de la rampe de fréquence générée est un point essentiel mettant en jeu la résolution et le rapport signal à bruit des signaux de battement [BRENNAN2011]. En ce sens, des montages basés sur une boucle à verrouillage de phase sont alors employés pour réduire le bruit de phase et améliorer la linéarité de la rampe. La tension de commande du VCO peut aussi être pré-distordue pour améliorer cette linéarité. De plus, des techniques consistant à corriger logiciellement ces effets sur le signal de battement ont été développées [YING2010] [ANGHEL2014].

Une autre problématique concerne le niveau de couplage entre antennes. En effet, le signal étant constamment émis, le niveau causé par le couplage est alors reçu en réception et dégrade les performances de dynamique du radar. Pour cela, une bonne isolation entre antennes doit être réalisée. Une autre technique consiste à l'utilisation de commutateurs pour alterner le temps d'émission et de réception, cette technique est nommée FMICW (Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave) [KHAN1991]. Cette technique permet également d'atténuer des échos proches car elle génère une zone aveugle [FIORANELLI2014].

Le niveau non idéal d'isolation des ports du mélangeur est responsable de la dégradation du signal de battement [LIZHAOLONG2008]. Pour réduire le niveau de bruit, notamment sur les fréquences proches du DC du signal de battement, une architecture hétérodyne, plus complexe, peut être employée pour décaler le signal de battement à des fréquences un peu plus élevées.

Généralement le radar FMCW bénéficie d'une meilleure dynamique théorique que le radar impulsionnel grâce au traitement en bande étroite du signal de battement et au gain de compression fournie par l'estimation spectrale (FFT).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

La fréquence d'échantillonnage requise pour ce type de radar permet l'utilisation de convertisseurs numériques ayant une bonne dynamique et permet l'utilisation de modules bas cout, comme un Raspberry Pi permettant l'acquisition et le traitement des signaux de battement [YENAS2019]. Les paramètres et relations fondamentales du radar FMCW sont indiqués dans le tableau I.6.

Tableau I.6 – Paramètres et relations fondamentales du radar GPR FMCW.

Paramètre	Symbole	Formule
Vitesse de propagation	v	$= \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}$
Fréquence basse (Hz)	f_0	
Fréquence haute (Hz)	f_H	
Largeur de bande de fréquence du radar (Hz)	B	$= f_H - f_0$
Fréquence centrale (Hz)	f_c	$= f_0 + \frac{B}{2}$
Durée du signal Chirp (secondes)	T	
Taux de modulation du Chirp (Hz²)	K	$= \frac{B}{T}$
Fréquence de battement (Hz)	f_b	$= \mathrm{K}\tau = \frac{2 \cdot B \cdot R}{T \cdot v}$
Résolution en distance (m)	Δd	$\frac{v}{2B}$
Distance maximum non ambiguë (m)	d_{max}	Dépend de T et de la fréquence du convertisseur analogique numérique
Nombre de balayage	N	
Résolution Doppler (Hz)	Δ_{f_D}	$= \frac{1}{NT}$
Fréquence Doppler maximum non ambigüe (Hz)	$f_{D_{max}}$	$\leq \frac{1}{2T}$

1.3.2.2. SFCW (Step Frequency Continuous Wave)

Le principe de cette modulation est d'envoyer chacune des fréquences de la bande souhaitée de manière discrète, c'est-à-dire fréquence par fréquence avec la notion de pas de fréquence (ou step). C'est une version discrète de la technique FMCW. L'amplitude et la phase du signal écho multiplié avec le signal transmis sont mesurées à chaque fréquence. Une impulsion synthétique est alors construite avec l'amplitude I et la phase Q des signaux par l'opération d'une IFFT (Transformée de Fourier rapide inverse) de la bande totale envoyée. Une impulsion synthétique est alors générée. Le traitement est analogue à celui fait par un analyseur de réseau vectoriel en mesure de transmission (S21). Une illustration de la forme d'onde est donnée en figure I.29.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

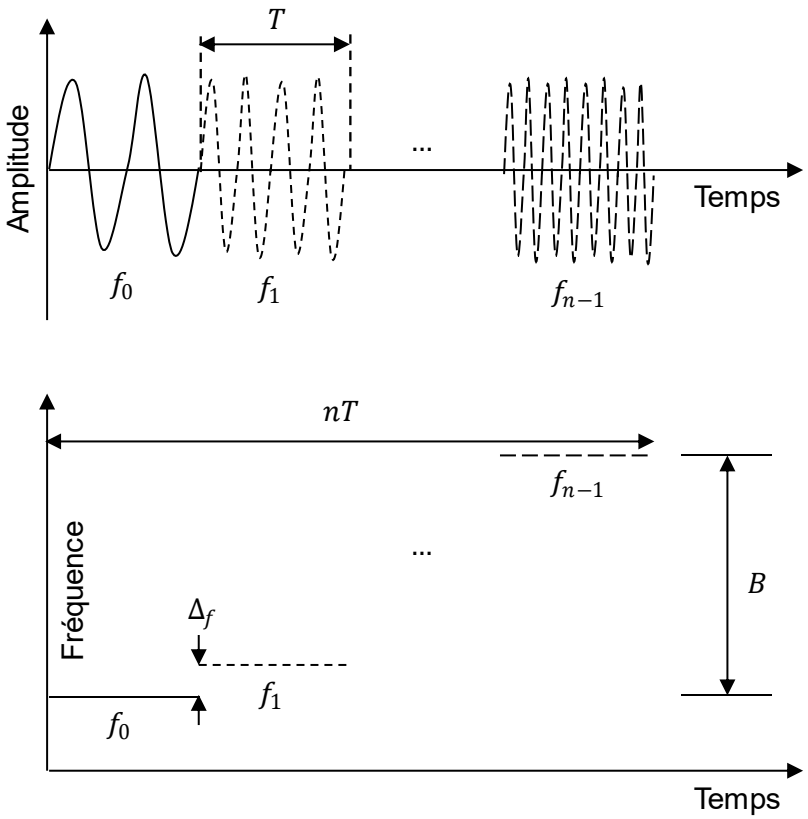


Figure I.29 – Forme d'onde d'un radar SFCW.

Le signal RF transmis s'écrit (pour chaque fréquence i) :

$$S_{TXi}(\omega_i, t) = A_i \cdot \cos(\omega_i t + \varphi_i) \tag{I.37}$$

Avec la pulsation $\omega_i = 2\pi(f_{start} + i\Delta f)$, f_{start} étant la fréquence de départ et Δf le pas fréquentiel. Le signal reçu s'écrit :

$$S_{RXi}(\omega_i, t, \tau) = B_i \cdot cos(\omega_i(t - \tau) + \varphi_i) \tag{I.38}$$

Avec τ le retard apporté par le trajet. On peut donc écrire, pour une propagation dans l'air :

$$S_{RXi}(\omega_i, t, \tau) = B_i \cdot cos\left(\omega_i\left(t - \frac{2R}{c}\right) + \varphi_i\right) \tag{I.39}$$

Avec $\tau = \frac{2R}{c}$ pour un trajet dans l'air.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

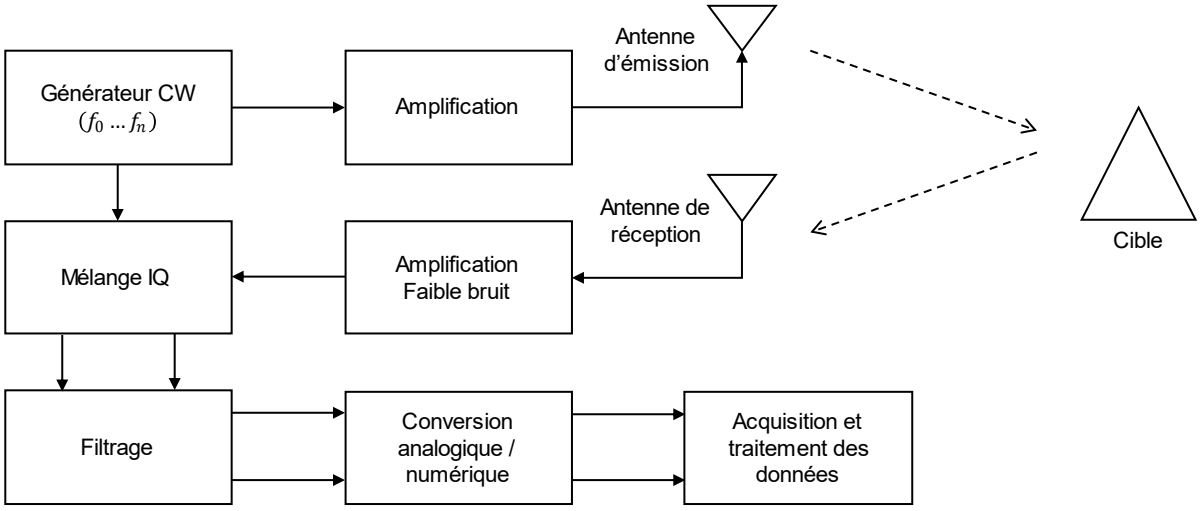


Figure I.30 – Architecture de base (homodyne) d'un radar SFCW.

Un mélange (mélangeur IQ) du signal reçu avec le signal émis est fait pour chaque fréquence. Les données d'amplitude et de phase obtenues s'écrivent :

$$S_{MIXi} = (A_i \cdot cos(\omega_i t + \varphi_i)) \cdot \left(B_i \cdot cos\left(\omega_i \left(t - \frac{2R}{c}\right) + \varphi_i\right)\right) \quad \text{(I.40)}$$

La composante continue et HF s'obtiennent en réécrivant l'équation I.60 :

$$S_{MIXi} = \frac{A_i B_i}{2}\left[cos\left(-2\pi f_i \cdot \frac{2R}{c}\right) + cos\left(2\pi \cdot 2f_i t - 2\pi f_i \frac{2R}{c}\right)\right] \quad \text{(I.41)}$$

Après filtrage de la partie HF, on obtient l'expression suivante :

$$I_i = \frac{A_i B_i}{2} cos\left(-2\pi f_i \cdot \frac{2R}{c}\right) \quad \text{(I.42)}$$

Ainsi que pour le signal en quadrature :

$$Q_i = \frac{A_i B_i}{2} sin\left(-2\pi f_i \cdot \frac{2R}{c}\right) \quad \text{(I.43)}$$

Dans le cas où plusieurs échos seraient captés, les données IQ finales vont correspondre à la somme des données IQ de chaque retard. L'étape suivante est la reconstruction du signal impulsionnel synthétique à partir des données IQ relevées. On enregistre les valeurs IQ dans un vecteur complexe :

$$\underline{C_i} = I_i + jQ_i \quad \text{(I.44)}$$

Les données complexes obtenues sont ensuite utilisées pour construire une impulsion synthétique. Une opération IFFT (Transformée de Fourier inverse) est alors utilisée [NOON1996]. Une impulsion synthétique apparait ainsi pour chacune des cibles détectées. Un exemple de traitement des signaux SFCW est illustré en figure I.31

Licence CC BY-NC-ND 3.0

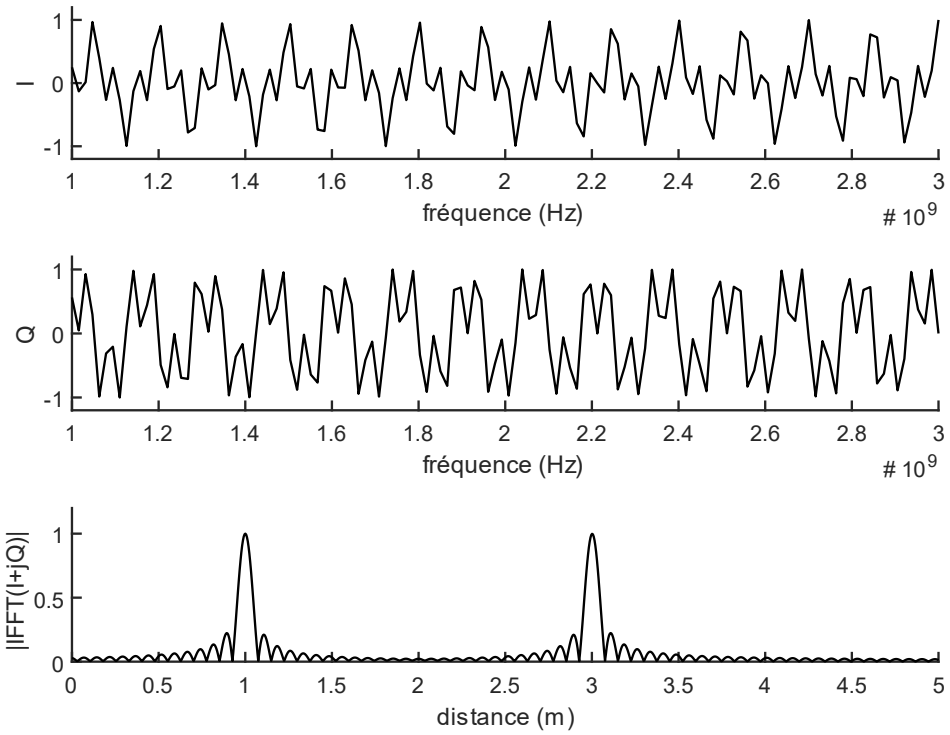


Figure I.31 – Exemple de signaux SFCW théoriques pour la détection de deux cibles positionnées à 1m et 3m. La bande de fréquence est de 1 à 3 GHz, le nombre de fréquences discrètes est $n = 128$.

Bien que cette méthode requiert une architecture plus complexe que l'architecture homodyne du radar FMCW, notamment sur l'étage de conversion (IQ) et l'échantillonnage des deux voies, elle présente des avantages. En effet, l'envoi en bande étroite du signal permet une correction qui peut être effectuée (de manière matérielle ou logicielle) pour chacune des fréquences. Une annulation du couplage entre antenne peut ainsi être réalisée [KABUTZ1994] en ajustant la phase et l'amplitude du signal de référence (via des atténuateurs programmables). Le but étant de modifier le signal pour avoir une amplitude égale et une phase en opposition (180°) avec celle du signal de couplage des antennes. Grâce à cette forte notion de correction, ce système est moins sensible aux effets dispersifs des antennes.

Tout comme le radar FMCW, il bénéficie d'une meilleure dynamique théorique que le radar impulsionnel grâce au traitement en bande étroite du signal IQ et au gain de compression fourni par la reconstruction de l'impulsion (IFFT).

Concernant l'architecture matérielle, certains effets non désirés sur le signal sont dus aux défauts des composants. Une étude [PIERACCINI2016] met en évidence :

- L'effet d'image dû aux imperfections (déséquilibre ou « unbalance ») du démodulateur I/Q peut être calibré ou supprimé par la réduction du temps d'écoute synthétisé.
- Les effets non linéaires de la chaine RF contribuent aux valeurs IQ et créent ainsi des impulsions synthétiques doublées ou triplées. La solution est d'utiliser une architecture hétérodyne plus complexe.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Le choix des filtres (notamment le filtre passe bande IF) qui ont un rôle très important dans la performance du système.
- Le temps de balayage peut être plus lent vis-à-vis des autres formes d'onde. En effet, il dépend du temps d'envoi pour chaque fréquence et cumule la constante de temps du filtre passe bas, le temps de vol (détection de cible) et le temps d'intégration du convertisseur analogique-numérique. Le temps de scan dépend également du nombre de points et donc de la largeur du pas fréquentiel pour une bande de fréquence fixe.

Les paramètres et relations fondamentales du radar SFCW sont indiqués dans le tableau I.7.

Tableau I.7 – Paramètres et relations fondamentales du radar GPR SFCW.

Paramètre	Symbole	Formule
Vitesse de propagation	v	$= \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}}$
Fréquence basse (Hz)	f_0	
Fréquence haute (Hz)	f_{n-1}	
Largeur de bande de fréquence du radar (Hz)	B	$= f_{n-1} - f_0$
Fréquence centrale (Hz)	f_c	$= f_0 + \frac{B}{2}$
Nombre de fréquences discrètes	n	
Intervalle fréquentiel du pas (Hz)	Δf	$= \frac{B}{(n-1)}$
Résolution en distance (m)	Δd	$= \frac{v}{2B}$
Distance maximum non ambigüe (m)	d_{max}	$= \frac{v}{2\Delta f}$
Intervalle de répétition de l'impulsion synthétique (secondes)	T	$= \frac{1}{\Delta f}$
Fréquence de répétition de l'impulsion synthétique (Hz)	f_T	$= \frac{1}{T} = \Delta f$

1.3.3. Radars à bruit

Ce type de radar consiste à émettre un signal sous la forme d'un bruit ou d'un code de phase [AMIN2011]. Les codes de modulations utilisées consistent en des séquences pseudo-aléatoires ayant un fort pouvoir de corrélation. Le signal reçu est alors corrélé avec le signal émis laissant apparaitre la position des cibles à l'aide du temps de retard apparent. Le principe est similaire à celui des signaux utilisés pour le GPS. La résolution du radar est liée au temps symbole ou à la largeur de bande corrélée. Généralement, le signal doit alors être échantillonné avec une fréquence élevée, comme c'est le cas du radar impulsionnel.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

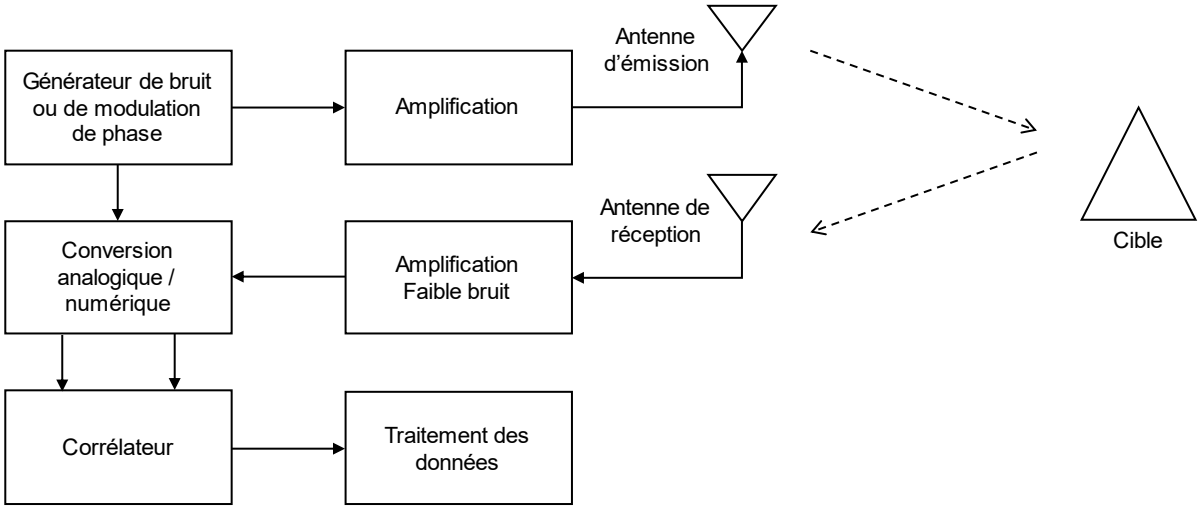


Figure I.32 – Architecture de base du radar à bruit.

Ce radar est moins utilisé dans le domaine du GPR, mais possède des avantages en termes de dynamique [REEVES2014] vis-à-vis d'un radar impulsionnel. On retrouve dans la littérature l'utilisation de ce type d'architecture dans la bande 250 à 750 MHz [ANAVAZQUEZ2007] et pour une profondeur d'investigation élevée, utilisant une bande de fréquence autour de 10 MHz [XIA2015] [ZHANG2016].

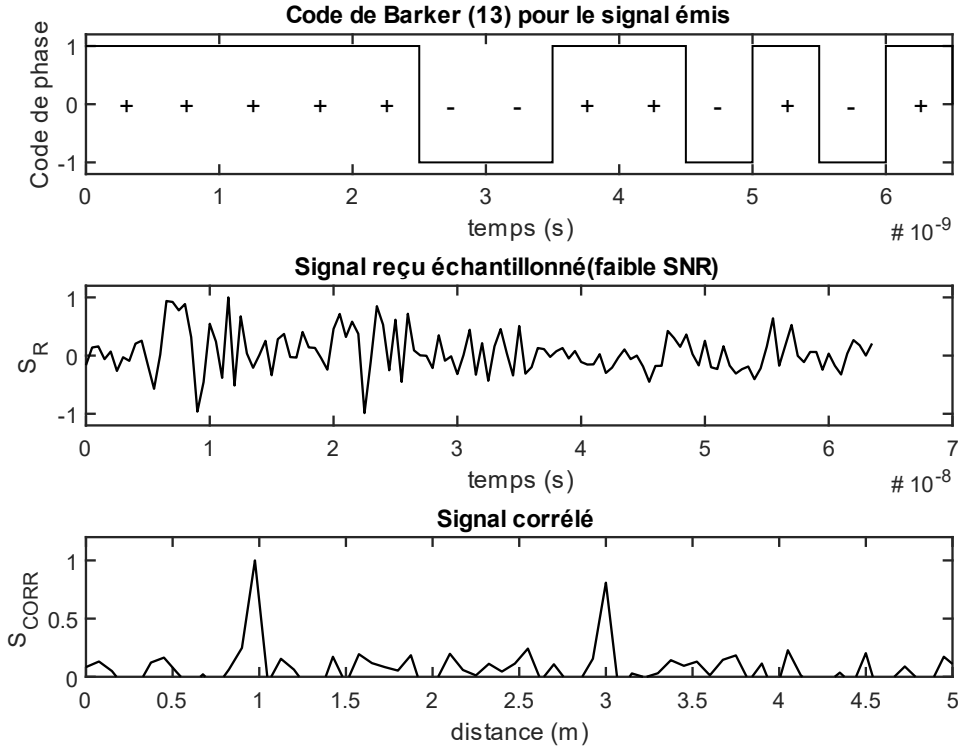


Figure I.33 – Exemples de signaux codés théoriques et détection de cibles positionnées à 1m et 3m.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

1.3.4. Exemples de systèmes GPR

La performance des systèmes GPR dépend fortement de l'application visée. A titre d'exemple, le radar ORFEUS [PARRINI2009] [PARRINI2010] [GRAZZINI2010] a été développé pour le sondage des sols et pour détecter des personnes piégées dans des décombres, la technologie utilisée est le SFCW. La génération du signal est réalisée par une boucle PLL (Phase-Locked Loop) et un synthétiseur DDS (Direct Digital Synthesis) couplés ensemble permettant un changement de fréquence rapide. Un traitement doppler est réalisé pour détecter le rythme respiratoire. Pour la détection de personnes, le radar est alors utilisé de manière stationnaire. La bande de fréquence du radar est de 100 à 1000 MHz, la résolution est de 5.5cm dans un sol ayant une permittivité relative $\varepsilon_r = 9$. La dynamique du système est supérieure à 100 dB et il peut effectuer jusqu'à 200 scans par seconde (ce qui est suffisant pour la détection d'une respiration ≈1-2Hz). De plus, le nombre de fréquences discrètes employé semble pouvoir être variable.

Figure I.34 – Photographie du GPR ORFEUS [PARRINI2009] [GRAZZINI2010].

Le système pèse 20 kg et permet de détecter la respiration d'une personne ensevelie sous 1m de débris. Pour obtenir un meilleur résultat, un traitement des données est réalisé de sorte à supprimer le fond de l'image, représentant les informations non utiles (« background removal ») et un filtrage est réalisé pour faire ressortir les fréquences Doppler d'intérêt.

Pour une application géologique, le radar GPR ApRES [BRENNAN2014B] a été développé pour surveiller les couches des glaciers en Antarctique. Il est utilisé de manière stationnaire (pas de traitement SAR), une version 8x8 MIMO (Multiple Input Multiple Output) a également été déployé.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

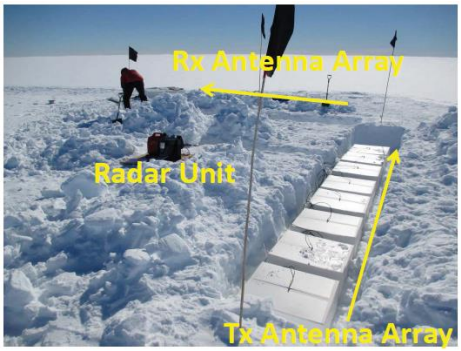


Figure I.35 – Photographie du radar ApRES [BRENNAN2014B].

La technologie utilisée est le FMCW. La génération du signal est réalisée par un synthétiseur DDS. L'architecture homodyne est utilisée pour le récepteur (pas de translation de fréquence). C'est un radar utilisant une bande de fréquences de 200 à 400 MHz, la puissance émise est de 20 dBm et la durée du Chirp est de 1 seconde. La portée maximum du radar dans la glace est de 5 km. Pour obtenir la position des différents contrastes dans les glaciers avec une précision millimétrique, la technique de Phase-Sensitive a été implémentée, il s'agit d'utiliser la phase des signaux de battement pour améliorer l'estimation de la position de la cible [BRENNAN2014].

Pour une application similaire, le système HERA-G est un GPR embarqué sur un hélicoptère a été conçu pour l'observation des glaciers [KRELLMANN2012]. L'utilisation du véhicule volant permet une cartographie à grande échelle. La technologie utilisée est le SFCW. Le radar est installé sur une plateforme suspendue au-dessous de l'hélicoptère. Des séquences de coupures (technique similaire au FMICW) sont utilisées pour limiter le couplage entre les antennes ou les premiers échos du sol. Les séquences de transmission-réception sont alors utilisées pour chaque fréquence et peuvent être modifiées pour supprimer les échos souhaités se trouvant avant la cible

Figure I.36 – Photographie du GPR HERA-G [KRELLMANN2012].

Les fréquences utilisées sont relativement basses et utilisent la bande [20-200] MHz (≈ 80 cm de résolution), l'antenne est ainsi centrée sur 100 MHz. La puissance transmise est d'environ 1W. La vitesse de mesure est de 20 traces par seconde (1 trace = 512 fréquences). Le

Licence CC BY-NC-ND 3.0

système radar (avec antennes) pèse 170 kg. Le système utilise une batterie et communique avec un contrôleur déporté par une liaison MXI (fibre optique) fabriqué par National Instruments.

Les systèmes présentés dans cette section n'utilisent pas tous la même forme d'onde. Le choix de la forme d'onde nécessite une étude théorique des différentes formes d'onde et des architectures qui y sont rattachées. C'est un défi de définir la forme d'onde qui est la plus adaptée au développement de l'architecture d'un GPR. Cela dépend des performances requises telles que la dynamique, mais aussi des autres paramètres comme la vitesse de déplacement du GPR, la durée du scan, la bande de fréquence visée ou les capacités à effectuer un traitement Doppler.

1.3.5. Radio Logicielle

Le concept de radio-logicielles a été introduit dans les années 1970 par la défense (R&D). La radio logicielle est définie comme un système composé de blocs matériels de traitement du signal reconfigurable de manière logicielle. Le plus célèbre logiciel OPEN-SOURCE est GNU Radio et se programme en Python (depuis 2001). Les radio logicielles (SDR, Software Defined Radio) sont composés de mélangeurs et oscillateurs pour le traitement du signal en bande de base. Un traitement I/Q des données est réalisé sur la plupart des plateformes. Les radios logicielles sont implantées dans des supports physiques appelés USRP (Universal Software Radio Peripheral) qui sont largement utilisés pour la recherche et l'utilisation en tant qu'amateur. De manière générale, les radios logicielles et USRP sont peu couteuses, de poids faible, ayant une consommation maîtrisée et certains sont déjà équipés de modules GPS. Un exemple d'architecture d'une plateforme de radio logicielle est présenté sur la figure I.37.

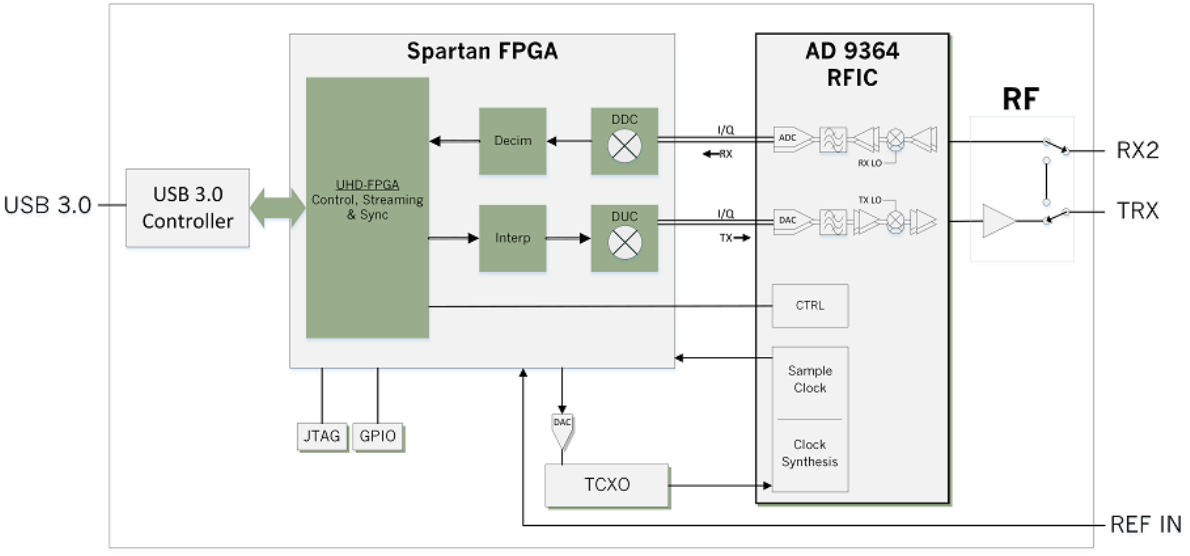


Figure I.37 – Architecture du module USRP B205mini-i (ETTUS RESEARCH) [ETTUSWEB].

Une étude a été menée sur l'utilisation de SDR pour le prototypage de radars GPR. Malgré le défi actuel de la largeur de bande des plateformes (50 à 160MHz) et du fait de leur reconfiguration, vis-à-vis d'une architecture fixe, les SDR présentent un réel intérêt pour le géoradar [RALSTON2012]. Concernant la forme d'onde FMCW, les plateformes USRP actuelles ne disposent pas d'une bande instantanée suffisamment large pour réaliser un radar

Licence CC BY-NC-ND 3.0

UWB. Par exemple, une plateforme USRP a été utilisée pour l'imagerie SAR des bâtiments/sols (extérieurs) dans la bande de 1 à 6 GHz avec une bande instantanée maximum de 480 MHz dans [GROMEK2014]. Le système développé utilise une DDS en bande de base couplée à un multiplieur de fréquence (x12) pour obtenir la bande de fréquence désirée. De plus, une étude a été faite sur la faisabilité et les caractéristiques nécessaires pour un système GPR développé sur une plateforme de radio logicielle embarqué sur un drone [FITTER2016]. L'utilisation d'un drone pour des applications géologiques GPR dépend de la capacité du drone à respecter les contraintes du système radar (stabilité, temps de vol nécessaire) et du poids du drone.

La bande des USRP actuels est trop étroite pour un système ULB pulsé ou FMCW, cependant le format SFCW, qui consiste en l'envoi de fréquences discrètes en bande étroite, peut être implémenté par SDR. En effet, dans [CAREY2017] un prototype radar GPR SFCW a été développé à partir d'une plateformes SDR (de la marque ETTUS, modèle UBX). La bande du radar est de 500 à 5000 MHz. La principale limitation est la vitesse de balayage qui est défini par la reconfiguration en sous-bandes du système (reconfiguration des oscillateurs notamment), le nombre de scan est de 10 par seconde.

En analogie avec les SDR, les aspects de configuration des différents paramètres du radar sont très intéressants pour un GPR et cette agilité est importante pour couvrir plusieurs applications. Par exemple, une plateforme radar FMCW pour des applications GPR dédiée à l'éducation est présentée dans [CHIZH2017]. Il s'agit d'un montage composé d'une chaine RF FMCW classique avec un VCO piloté par un microcontrôleur. Une des particularités de cette plateforme est l'interface développée pour la configuration du µC. En effet il est possible de choisir la bande de fonctionnement du radar parmi les fréquences 1215 à 2785 MHz, la durée du Chirp de 10 à 100 ms et la forme de la modulation du VCO (carré, triangle ou dent de scie). De plus, la non-linéarité du VCO est prise en compte, le signal de commande du VCO généré par le µC est pré-distordu

1.4. Les drones

1.4.1. Définition d'un drone

Le mot drone vient du mot anglais désignant un « faux bourdon » faisant référence au bruit sonore. Le drone est défini comme un véhicule aérien sans pilote à son bord. Même si l'invention du drone s'est réalisée dans le contexte de la guerre et pour des applications militaires, l'utilisation civile n'en demeure pas moins explosive [MARTINEZ2018].

Depuis la diminution de la taille et du cout des composants électroniques, de nombreuses recherches et développements se sont axés sur les drones (ou UAV pour Unmanned Aerial Vehicles, véhicule sans pilote). En effet, les possibilités d'applications sont étendues grâce au vol agile et à la taille des appareils. Les appareils de petite taille sont aussi appelés mini-UAVs et sont généralement télécommandés ou autonomes.

Les applications, qu'elles soient civiles ou militaires, sont très variées. On retrouve communément la prise photographique et la vidéo. Les principaux domaines d'applications industriels sont le génie civil, la sécurité, l'agriculture et le transport. Cela regroupe la surveillance, l'imagerie thermique, la modélisation 3D et le suivi de cibles en mouvement [JORDAN2018]. Même s'il existe aussi de nombreux autres types de drones : terrestres, maritimes ou sous-marin, le mot « drone » définit majoritairement le format aéronef.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Depuis quelques années, les drones sont utilisés dans le domaine de la mesure d'antennes [MARKOVIC2018], notamment pour la mesure bas cout du diagramme de rayonnement d'antennes basses fréquences [PAONESSA2015] [PAONESSA2016].

Figure I.38 – Mesure du diagramme de rayonnement d'une antenne fonctionnant à 50 MHz à l'aide d'un drone transportant un émetteur [PAONESSA2016].

1.4.2. Constitution d'un drone volant

Le drone est constitué de plusieurs parties électroniques interfacées. Un schéma des éléments constitutifs basiques d'un drone est présenté en figure I.39. Le contrôleur de vol embarqué, plus ou moins complexe, permet la gestion des différentes parties du drone. Il est généralement possible de programmer ce contrôleur pour configurer certains paramètres du drone ou charger un parcours de vol. Ce contrôleur est donc interfacé avec les différentes parties électroniques du système telles que :

- Les moteurs et hélices qui servent à faire voler le drone et modifient sa trajectoire, ils sont pilotés par le contrôleur de vol. La plupart des moteurs utilisés sur drones sont du type « brushless » ou moteur sans balais car ils présentent un bon rendement en termes d'intégration, puissance et de consommation.
- Les capteurs de mesure liés à la position, permettant le contrôle du vol. Ces capteurs sont souvent intégrés au contrôleur de vol, sous la forme d'une carte ou d'un module.
- Le système d'émission /réception qui permet le télé-pilotage du drone. Les antennes permettent le transfert des données entre le drone et une station de base ou une manette actionnée par l'utilisateur.
- La batterie qui alimente le système complet. La technologie de batterie la plus utilisée sur les systèmes embarqués est la batterie Lithium-ion ou Lithium Polymère.
- Les capteurs ou outils qui sont utilisés dans le cadre de la mission attribuée au drone. C'est le cas par exemple de la prise vidéo, la photographie, la prospection LIDAR ou la détection RADAR. L'utilisation des différents capteurs, modules ou accessoires est limitée par leurs poids et encombrements

Sous certaines conditions, un parachute doit être monté sur le drone, notamment dans le cadre d'une utilisation civile en agglomération. Une signalisation lumineuse peut également être installée sur le drone.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

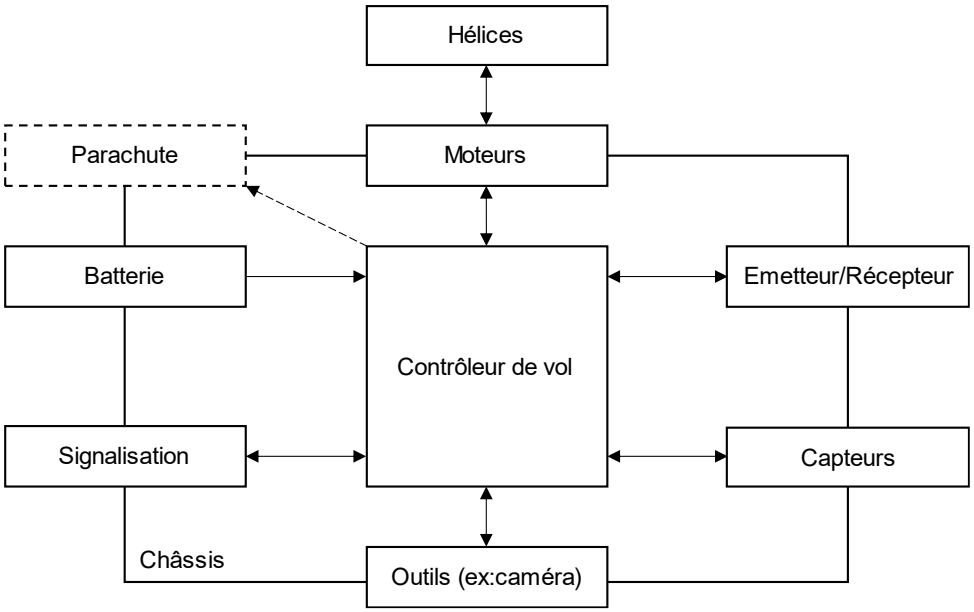


Figure I.39 – Constitution d'un drone.

1.4.2.1. Types de voilure

Les drones peuvent être regroupés en trois catégories :

- Drone à voilure fixe, d'aspect semblable à l'avion, porté par l'air. La commande de la trajectoire s'effectue par l'inclinaison des ailes.
- Drone à voilure tournante, avec des hélices, traditionnellement ayant 6 axes de mouvement. La commande des différents mouvements est faite à partir de la vitesse des hélices.
- Drone hybrides, étant la combinaison de la voilure fixe et la voilure tournante.

Le choix d'un drone s'effectue à partir de son architecture mécanique. La comparaison des différents types de drone, avantages et inconvénients, est présentée dans le tableau I.8.

Tableau I.8 – Comparaison des différents types de drones [ABAUNZA17].

	Aile fixe	**Voilure tournante**	**Hybride**
Zone de vol	Grande	Modique	Grande
Vitesse	Vite	Pas trop vite	Vite
Autonomie de la batterie	Longue	Courte	Longue
Vol stationnaire	Impossible	Possible	Possible
Manœuvres agressives	Difficiles	Assez faciles	Assez difficiles
Techniques de commande	Bien connues	Bien connues	Pas trop étudiées

Le choix du type de drone dépend fortement des cas d'applications et des manœuvres nécessaires mais aussi de la vitesse de déplacement et de l'autonomie souhaitée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau I.9 – Exemple de drones et leurs spécifications.

BEBOP 2 Drone à voilure tournante Société PARROT		**HERCULES 20 SPRAY** Drone à voilure tournante Société DRONEVOLT	
Autonomie	25 minutes	Autonomie	>30 minutes
Autonomie avec charge	-	Autonomie avec charge	12 minutes (20kg)
Poids	500 g	Poids	10.5 kg
Poids maximum	-	Poids maximum	30 kg
Capacité d'emport	-	Capacité d'emport	20 kg
Vitesse maximum	60 km/h	Vitesse maximum	50 km/h
Application	Vidéo, Grand public	Application	Vidéo, sécurité, pulvérisation liquide
Cout	<1k€	Cout	≈15k€

UX11 Drone à voilure fixe Société DELAIR-TECH		**HELIPLANE** Drone hybride Société DRONEVOLT	
Autonomie	59 minutes	Autonomie	1h30
Autonomie avec charge	-	Autonomie avec charge	-
Poids	1.4 kg	Poids	2.5 kg
Poids maximum	-	Poids maximum	-
Capacité d'emport	-	Capacité d'emport	-
Vitesse maximum	54 km/h	Vitesse maximum	17 km/h
Application	Cartographie, surveillance	Application	Vidéo, sécurité, suivi de cible
Cout	Non communiqué	Cout	Non communiqué

1.4.2.2. Outils et capteurs

Le nombre et la nature des capteurs et outils utilisés sur drone sont gigantesques. L'agilité et les capacités de vol du drone en font un candidat idéal pour de nombreuses missions. La caméra, qu'elle soit thermique ou optique, est l'outil que l'on retrouve le plus régulièrement sur un drone, elle permet de réaliser une grande variété de prospection ou de surveillances.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Certains outils tel qu'un pulvérisateur de liquides peut être installé sur un drone pour des applications agricoles, comme c'est le cas du drone HERCULES 20 SPRAY proposé par la société DRONEVOLT. Peuvent être cités par exemple, l'utilisation d'un LIDAR embarqué pour la modélisation d'un environnement en 3D [CHEN2020], l'utilisation d'un RADAR pour l'anticollision [KEMKEMIAN2009] ou même l'ultrason qui permet de mesurer l'épaisseur des parois des réservoirs de stockage, comme c'est le cas du drone taurUS lancé sur le marché en novembre 2017 [TAURUS].

Un focus sur le GPR embarqué sur drone est fait dans la section 4.4 du chapitre.

Enfin, les accessoires divers comme une motorisation servant à incliner les différents outils, tels que la caméra, sont installés sur le drone. On retrouve également tous les systèmes de mémoire amovible pour le stockage des photographies et vidéos.

Une majorité d'outils et de capteurs ont besoin de la position précise dans l'espace, afin de corréler celle-ci à la mesure physique réalisée. C'est le cas du GPR, nécessitant la connaissance de ses positions pour la reconstruction des images. Pour cela, le drone est équipé de capteurs utilisés pour son déplacement et pour mesurer sa position.

1.4.2.3. Stations de commandes et capteurs pour le vol

Pour se déplacer dans l'espace de manière autonome ou non, différents capteurs, comme l'accéléromètre, le gyroscope ou la boussole sont couramment utilisés pour la stabilité et le contrôle du vol du drone. Certains composants ou modules du commerce à l'état de l'art intègrent plusieurs capteurs (gyroscope, accéléromètre, magnétomètre et GPS) [BRZOZOWSKI2017], ces modules sont aussi appelés centrales inertielles ou IMU (Inertial Measurement Unit) et sont très similaires à celles utilisées sur des petits avions avec pilote.

Le module GPS sert à diriger le drone dans le cas d'un pilotage automatique sur parcours ou à corréler les informations des autres capteurs sur le drone. L'utilisation des données GPS permet d'identifier et de situer les informations acquises. Il nécessite l'utilisation d'une antenne, celle-ci est souvent intégrée au module. La précision obtenue est alors de l'ordre de quelques mètres. Les systèmes de positionnement plus aboutis consistent à utiliser le positionnement satellite de manière spatiale et différentielle. Le DGPS (GPS différentiel) consiste à utiliser une ou plusieurs stations au sol permettant de corriger les erreurs à partir du retard entre les différents signaux en utilisant le temps symbole du code GPS, la précision est de l'ordre d'un mètre.

La cinématique temps-réel ou GPS RTK (Real Time Kinematic) permet un positionnement plus précis que celui donné par le DGPS puisqu'il s'agit de corriger les temps d'arrivés par mesure de la phase de la porteuse [BONIN2001]. La précision obtenue avec le GPS RTK est alors de quelques centimètres. Pour utiliser cette technique, le récepteur doit se trouver suffisamment proche de la base RTK. Le traitement PPK (Post Processed Kinematic) est similaire au RTK mais les corrections sont réalisées sur les données et le trajet après le vol du drone.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

1.4.3. Réglementation de l'utilisation des drones

Le règlement concernant l'utilisation des drones dans un cadre d'usage professionnel en France a été mis en place par la DGAC (Direction Générale de l'Aviation Civile) en 2012. Il existe quatre scénarios d'utilisation des drones indiqués ci-dessous :

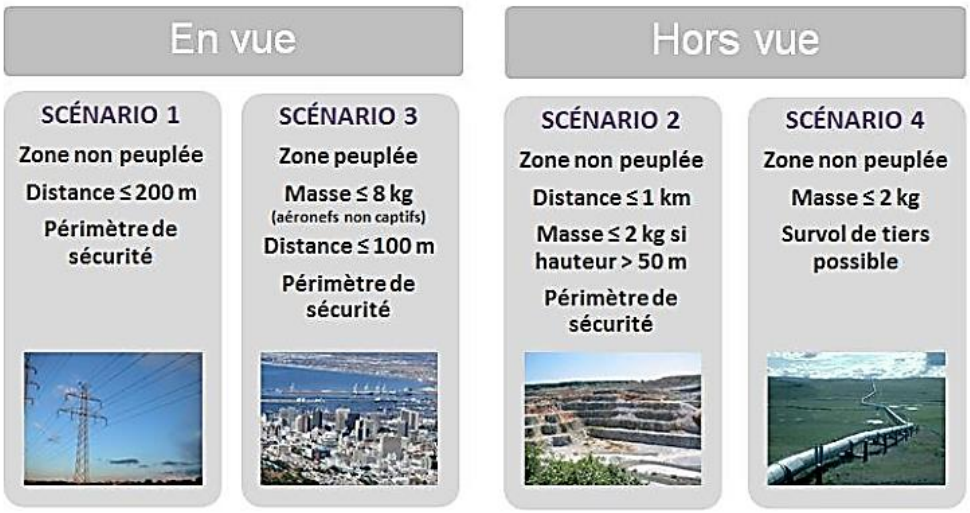


Figure I.40 – Scénarios d'utilisation du drone volant.

Les scénarios les moins contraignants sont le S1 et S2 car il s'agit de faire voler le drone dans une zone non peuplée (terrains, zones géologiques etc…). Le scénario S3 est plus restrictif car il s'agit de faire voler un drone dont la masse totale peut atteindre jusqu'à 8kg. Enfin le scénario S4 convient à une application de grande cartographie car il s'agit d'utiliser un drone sans limites de distance mais dont la masse totale doit être inférieure à 2kg.

Le pilotage du drone, qu'il soit en vue ou hors vue exige, par la loi, un brevet de pilote. Un portail WEB administré par la DGAC : « Mon Espace Drone », a été mis en ligne le 30 Aout 2017, il s'agit d'une plateforme permettant aux industriels exploitants de drones de réaliser ses déclarations d'activité ou d'expérimentations. Dans le cadre de ses activités, un professionnel doit donc déclarer son activité auprès de la DGAC.

Concernant l'utilisation des drones de loisir, une cartographie des zones règlementées est disponible sur le site public : Géoportail.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

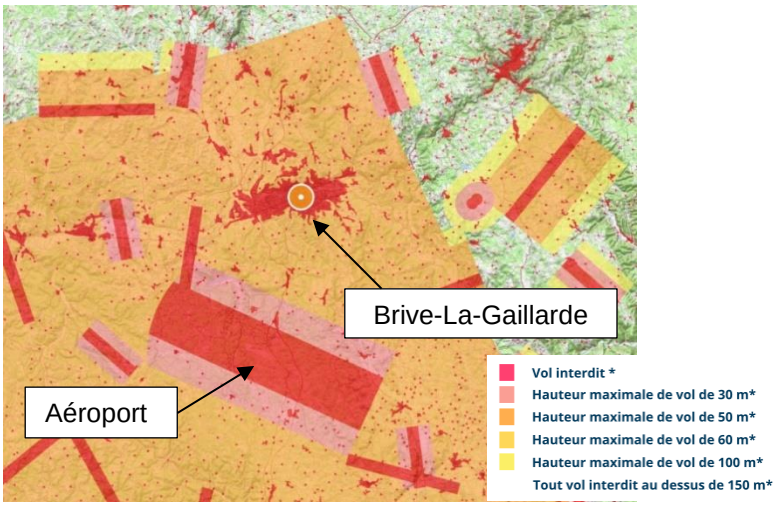


Figure I.41 – Zones réglementées pour le vol de drones de loisir autour de Brive-La-Gaillarde (Corrèze) et de son aéroport (Géoportail).

1.4.4. Radars à pénétration de sol embarqués sur drone

La propriété des ondes à traverser les sols et la capacité du drone à couvrir une grande aire de vol et à atteindre des zones difficiles d'accès, sans contact, présente un intérêt certain dans de nombreux domaines et notamment dans la détection de mines [AMIRI2012].

Un GPR embarqué sur drone a été développé pour effectuer des prospections archéologiques [YARLEQUE2017]. Son architecture est représentée en Figure I.42. Il s'agit d'un radar FMCW et la bande de fréquences utilisée est de 490 à 1000 MHz. La durée de la rampe est de 8.5 ms. Les données sont traitées avec une carte Raspberry Pi 2. Le radar est utilisé en mode de visée vers le bas. Enfin, des antennes LPDA (Log-Periodic Dipole Array) planaires sont utilisées et le poids total du radar est de 0.6 kg.

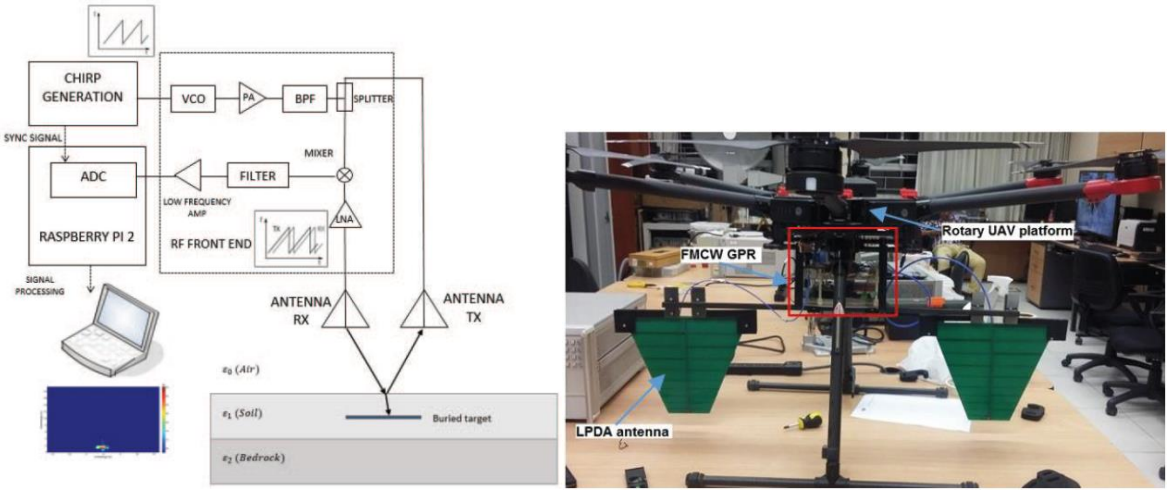


Figure I.42 – Architecture et photographie du radar [YARLEQUE2017].

Un radar embarqué sur drone a été mis au point pour la détection de mines à l'aide d'une radio logicielle [CERQUERA2017]. Une impulsion temporelle est générée depuis la plateforme radio logicielle USRP B210 (ETTUS RESEARCH), la porteuse RF varie de 0.5 à 5 GHz avec une

Licence CC BY-NC-ND 3.0

largeur de bande de 56 MHz (enveloppe de l'impulsion). Des antennes Vivaldi (antipodal) sont utilisées et le poids du système est d'environ 650 grammes.

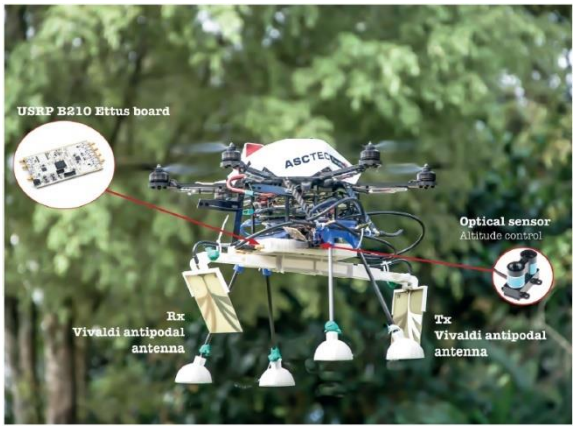


Figure I.43 – Photographie du système de détection de mines basé sur une radio logicielle [CERQUERA2017].

Également pour la détection de mines, un radar impulsionnel basé sur le module « Pulson 440 » (TimeDomain) a été embarqué sur un drone [GARCIA2018]. La bande de fréquence est de 3.1 à 5.1 GHz. Concernant les aspects de positionnement du drone, le système de pilotage intègre une liaison RTK. L'architecture du système est illustrée en figure I.44. Par ailleurs, l'utilisation d'un réseau d'antennes pour le GPR sur drone a été explorée pour effectuer une plus grande couverture de sondage [RODRIGUEZ2019].

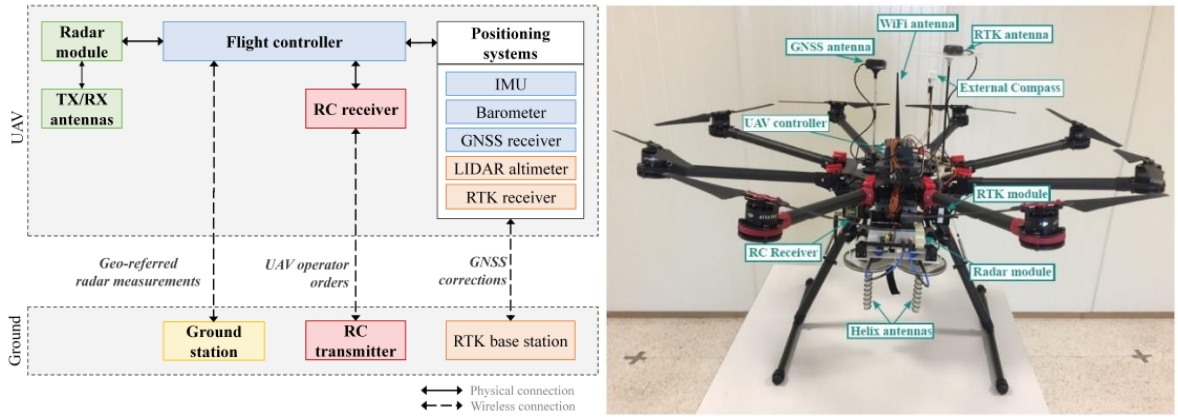


Figure I.44 – Architecture du dispositif de détection de mines [GARCIA2018].

Un autre radar FMCW a été implémenté pour la détection à travers les sols [BURR2018]. Il utilise deux bandes de fréquences 1 à 2 GHz et 2 à 4GHz (à l'aide d'un doubleur de fréquence) et le mode de visée pour le traitement SAR est latéral (side looking). De plus, l'architecture du radar a évolué [BURR2019]. En effet, la bande du radar FMCW s'étend alors de 0.6 à 4.6 GHz. Par ailleurs, le radar a été utilisé pour la détection des fils métalliques utilisés pour le déclenchement des mines [SCHARTEL2020].

Enfin, la possibilité offerte par les drones a permis l'application de nouveaux traitements pour le GPR embarqué sur drone comme la synthèse d'ouverture circulaire. Un radar exploitant ce

Licence CC BY-NC-ND 3.0

type d'imagerie a été développé [DILL2019] [SCHREIBER2019]. La synthèse des paramètres des radars GPR embarqués sur drone est faite dans le tableau I.10.

Tableau I.10 – Etat de l'art des systèmes GPR embarqués sur drone.

Référence	**[YARLEQUE 2017]**	**[CERQUERA 2017]**	**[GARCIA 2018]**	**[BURR 2019]**	**[SCHREIBER 2019]**
Application	Archéologie	Mines	Mines	Mines, Géologie	Mines
Forme d'onde	FMCW	Pulsé	Pulsé	FMCW	SFCW
Fréquence centrale (MHz)	745	500 à 5000	4100	2600	1750
Largeur de bande (MHz)	510	56	2000	4000	2500
N trace (/s)	-	-	50	70	≈16
Antennes	LPDA	Vivaldi	Hélicoïdale	Cornet	Vivaldi
Poids du radar (g)	600	658	-	195	250 (sans antennes)
Mode de visée SAR	Vers le bas	Vers le bas	Vers le bas	Latérale	Circulaire
Autre	-	Voilure tournante, Radar sur radio logicielle	Voilure tournante, RTK	Voilure tournante, Drone DJI M600 Pro	Voilure tournante, RTK, Drone DJI M600 Pro

Les systèmes présentés ont été développés pour des opérations de déminage et de détection en surface de cibles. Plusieurs formes d'onde, types d'antenne et modes de visée ont été employés. Cependant, les fréquences employées ne sont pas généralement basses (>500 MHz) et leur utilisation est principalement limitée par l'architecture du radar et le système antennaire embaqué. En effet, une descente en fréquence pourra conduire à une meilleure pénétration dans les sols, permettant par exemple la détection de réseaux enterrés.

1.5. Objectifs de l'étude et premier choix technologique : la forme d'onde

L'utilisation d'un système GPR embarqué sur un drone permet de cartographier des zones inaccessibles et autorise un scan plus agile grâce au vol du drone et la corrélation des données de positionnement notamment. Les applications imaginées concernent trois catégories :

- Auscultation des sols sur une grande zone ou difficile d'accès. Détection et imagerie d'objets enfouis dans les domaines militaire ou génie civil, tel que les mines, les tuyaux ou cavités.
- Dans un contexte de sécurité, la détection de personnes ensevelies sous les décombres à la suite d'un éboulement ou prisonnière sous la neige à la suite d'une avalanche.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Imagerie d'ouvrages d'art ou à travers les murs. Dans ce cas le radar peut être utilisé avec un mode de vision horizontal, comme c'est le cas du radar WPR.

La compréhension des phénomènes de propagation dans les sols et leur modélisation donnent des informations importantes pour le choix des fréquences. Le drone volant, quant à lui, offre un large panel d'utilisations. C'est pourquoi l'agilité en fréquence du radar serait un vrai plus. Afin d'affiner la bande de fréquence utilisée, la résolution optimale atteignable et la bonne profondeur de pénétration en fonction de l'application, le choix de la forme d'onde du radar est une étape clé. Concrètement, cette agilité pourra s'exécuter par une configuration des paramètres du radar (bande de fréquence, fréquence centrale, durée du scan) et le changement des antennes montées sur le drone pour correspondre à ces configurations notamment. De plus, il est primordial que le système, à terme, soit intégrable (taille et poids) et de préférence peu consommateur (batterie) pour être monté sur un drone.

Le développement d'un GPR embarqué sur drone fait bien évidement appel à de nombreuses notions et maîtrises comme les matériels électroniques, le frontend RF (partie émission et réception RF), l'effet de la matière sur l'onde (propriétés du sol et des interfaces), le traitement du signal, la conception d'antennes, les algorithmes d'imagerie et la gestion des données (communication, stockage et gestion temps-réel). Le développement d'une telle architecture est influencé par les contraintes et avantages apportés par le drone. Pour une meilleure maitrise de la conception, il serait souhaitable de proposer une méthode de simulation complète du radar, incluant l'architecture et la propagation des ondes.

Pour sa capacité à être agile en fréquence et pour son faible niveau d'émission, le radar fréquentiel est privilégié pour un système embarqué. Pour son développement, la plateforme de radio logicielle est une piste intéressante. Dans ce cas, la forme d'onde avantageuse est le SFCW car la bande instantanée de la plateforme de radio logicielle est limitée. Par ailleurs, la nécessité d'une bonne rapidité de balayage est très souhaitable pour certaines applications. Toutefois, le FMCW peut être plus performant que le SFCW en temps de scan et bénéficie d'une architecture de base simple. C'est pourquoi, la forme d'onde **FMCW** a été retenue et sera utilisée pour le développement de l'architecture du radar embarqué sur drone. Un regard particulier sera adressé aux fréquences employées par le radar et notamment la descente en fréquence de la bande, vis-à-vis de l'état de l'art, pour une meilleure pénétration dans les sols.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques

[TAYLOR2017] J. D. Taylor, Éd., Advanced ultrawideband radar: signals, targets, and applications. Boca Raton: CRC Press, Taylor & Francis Group, CRC Press is an imprint of the Taylor & Francis Group, an informa business, 2017.

[BARRET2000] T. W. Barrett, « History of Ultra WideBand (UWB) Radar & Communications: Pioneers and Innovators », PIERS2000, Cambridge, MA, p. 42, July 2000.

[IEEE_UWB] « IEEE Standard for Ultrawideband Radar Definitions », IEEE. doi: 10.1109/IEEESTD.2007.359972.

[ETSI_EN302065] ETSI EN 302 065-1, Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band technology (UWB), ETSI, 2016.

[YAROVOY2007] A. G. Yarovoy et L. P. Ligthart, « UWB Radars: Recent Technological Advances and Applications », in 2007 IEEE Radar Conference, Waltham, MA, USA, avr. 2007, p. 43-48, doi: 10.1109/RADAR.2007.374188.

[POCHANIN2016] G. Pochanin, S. Masalov, I. Pochanina, L. Capineri, P. Falorni, et T. Bechtel, « Modern trends in development and application of the UWB radar systems », in 2016 8th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, Ukraine, sept. 2016, p. 7-11, doi: 10.1109/UWBUSIS.2016.7724141.

[DIAMANTI2016] N. Diamanti, A. P. Annan, et I. Giannakis, « Predicting GPR Performance for Buried Victim Search & Rescue », 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), 2016.

[LEADER] Page web du produit « Life detector device Leader Scan », LEADER, https://www.leader-group.company/en/usar-victim-search-equipment/usar-life-detectors-search-cameras/life-victim-detector/life-detector-device-leader-scan (consultée le 22/10/2020)

[EKES2014] C. Ekes, B. Neducza, et P. Takacs, « Pipe Penetrating Radar inspection of large diameter underground pipes », in Proceedings of the 15th International Conference on Ground Penetrating Radar, Brussels, juin 2014, p. 368-371, doi: 10.1109/ICGPR.2014.6970448.

[DEO2017] R. N. Deo, R. M. Azoor, et J. K. Kodikara, « Proof of concept using numerical simulations for pipe corrosion inferences using ground penetrating radar », in Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), 2017 9th International Workshop on, 2017, p. 1–5.

[SAFONT2010] G. Safont, A. Salazar, J. Gosalbez, et L. Vergara, « Intelligent system for non-destructive evaluation of historic walls using Ground-Penetrating Radar », in 2010 IEEE 9th International Conference on Cyberntic Intelligent Systems, Reading, United Kingdom, sept. 2010, p. 1-6, doi: 10.1109/UKRICIS.2010.5898153.

[GSSI_SSCANPRO] Page web du produit « StructureScan Pro », GSSI, https://www.geophysical.com/products/structurescan-pro (visitée le 22/10/2020)

[PINGSONG2012] Pingsong Zhang, Yongsheng Li, et Xiongyao Xie, « Testing on depth profile of seawall by using the method of ground penetrating radar », in 2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Shanghai, juin 2012, p. 785-788, doi: 10.1109/ICGPR.2012.6254968.

[BOUBAKI2011] N. Boubaki, A. Saintenoy, et P. Tucholka, « GPR profiling and electrical resistivity tomography for buried cavity detection: A test site at the abbaye de l'Ouye (France) », in 2011 6th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), Aachen, Germany, juin 2011, p. 1-5, doi: 10.1109/IWAGPR.2011.5963852.

[PANZER2013] B. Panzer et al., « An ultra-wideband, microwave radar for measuring snow thickness on sea ice and mapping near-surface internal layers in polar firn », J. Glaciol., vol. 59, nº 214, p. 244-254, 2013, doi: 10.3189/2013JoG12J128.

[BRENNAN2014] P. V. Brennan, K. Nicholls, L. B. Lok, et H. Corr, « Phase-sensitive FMCW radar system for high-precision Antarctic ice shelf profile monitoring », IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 8, nº 7, p. 776-786, août 2014, doi: 10.1049/iet-rsn.2013.0053.

[ANDRE2010] F. André et al., « High-resolution imaging of a vineyard in south of France using ground penetrating radar and electromagnetic induction », in Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference on, 2010, p. 1–8.

[SAINTENOY2017] A. Saintenoy, G. Senechal, D. Rousset, B. Brigaud, M. Pessel, et H. Zeyen, « Detecting faults and stratigraphy in limestone with Ground-Penetrating Radar: A case study in Rustrel », in 2017 9th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), Edinburgh, United Kingdom, juin 2017, p. 1-5, doi: 10.1109/IWAGPR.2017.7996053.

[PIERACCINI2018] M. Pieraccini et L. Miccinesi, « No-contact GPR for investigating painted walls », in 2018 17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Rapperswil, juin 2018, p. 1-6, doi: 10.1109/ICGPR.2018.8441580.

[YIGIT2018] F. Yigit, G. Tucker, et S. Ozcelik, « GPR (Ground Penetrating Radar) Survey at Notion (June 2017) », in 2018 17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Rapperswil, Switzerland, juin 2018, p. 1-4, doi: 10.1109/ICGPR.2018.8441675.

[BURDS2018] L. T. Burds et al., « Holocaust Archaeology: Using Ground Penetrating Radar to Locate a Jewish Mass Grave in Kaunas, Lithuania », in 2018 17th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Rapperswil, Switzerland, juin 2018, p. 1-4, doi: 10.1109/ICGPR.2018.8441590.

[PUDOVA2016] N. Pudova, A. Urusova, et M. Shirobokov, « Developing GPR Surveys, Data Processing and Interpretation Techniques for Criminal Gravesites Location », 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), 2016.

[HAMRAN2015] S.-E. Hamran et al., « RIMFAX: A GPR for the Mars 2020 rover mission », 8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), juill. 2015, p. 1-4, doi: 10.1109/IWAGPR.2015.7292690.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[LECALVIN2009] C. Le, T. Dogaru, L. Nguyen, et M. A. Ressler, « Ultrawideband (UWB) Radar Imaging of Building Interior: Measurements and Predictions », IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 47, nº 5, p. 1409-1420, mai 2009, doi: 10.1109/TGRS.2009.2016653.

[XAVIER800_CAMERO] Page web du produit « XAVIER800 », CAMERO, https://www.camero-tech.com/xaver-products/xaver-800/ (consultée le 22/10/2020)

[SCMCYKIN2014] N. Scmcykin, A. Dudnik, et V. Monahov, « Low frequency through-wall radar-detector », in Proceedings of the 15th International Conference on Ground Penetrating Radar, Brussels, juin 2014, p. 819-822, doi: 10.1109/ICGPR.2014.6970540.

[PARRINI2015] F. Parrini, F. Papi, et M. Pieraccini, « An ultra high resolution stepped frequency GPR for civil engineering applications », 8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), 2015, p. 1–4.

[DOGAN2017] M. Dogan et G. Turhan-Sayan, « Through-the-Wall Target Detection Using GPR A-Scan Data: Effects of Different Wall Structures on Detection Performance », IV International Electromagnetic Compatibility Conference (EMC Turkiye), p. 5, 2017.

[SAMBUELLI2019] L. Sambuelli, C. Comina, G. Catanzariti, F. Barsuglia, G. Morelli, et F. Porcelli, « The third KV62 radar scan: Searching for hidden chambers adjacent to Tutankhamun's tomb », Journal of Cultural Heritage, vol. 39, p. 288-296, sept. 2019, doi: 10.1016/j.culher.2019.04.001.

[PISA2016] S. Pisa, E. Pittella, et E. Piuzzi, « A survey of radar systems for medical applications », IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag., vol. 31, nº 11, p. 64-81, nov. 2016, doi: 10.1109/MAES.2016.140167.

[OLOUMI2019] D. Oloumi, A. Bevilacqua, et M. Bassi, « UWB Radar for High Resolution Breast Cancer Scanning: System, Architectures, and Challenges », in 2019 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel-Aviv, Israel, nov. 2019, p. 1-4, doi: 10.1109/COMCAS44984.2019.8957864.

[PREECE2016] A. W. Preece, I. Craddock, M. Shere, L. Jones, et H. L. Winton, « MARIA M4: clinical evaluation of a prototype ultrawideband radar scanner for breast cancer detection », J. Med. Imag, vol. 3, nº 3, p. 033502, juill. 2016, doi: 10.1117/1.JMI.3.3.033502.

[BYRNE2017] D. Byrne, M. Sarafianou, et I. J. Craddock, « Compound Radar Approach for Breast Imaging », IEEE Trans. Biomed. Eng., vol. 64, nº 1, p. 40-51, janv. 2017, doi: 10.1109/TBME.2016.2536703.

[SARDAR2014] S. Sardar et A. K. Mishra, « ASIN-Based UWB Radar for Sludge Monitoring », IEEE Access, vol. 2, p. 290-300, 2014, doi: 10.1109/ACCESS.2014.2313601.

[HUETTNER2009] J. Huettner, R. Gierlich, A. Ziroff, et R. Weigel, « A low cost Ultra-Wide-Band Pulse Radar in a guided wave gauging application », 2009 European Radar Conference (EuRAD), Rome, p. 4, 2009.

[DANIELS2004] David J. Daniels, Ground Penetrating Radar, 2e éd. IET, 2004.

[WU1965] T. Wu et R. King, « The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading », IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 13, nº 3, p. 369-373, mai 1965, doi: 10.1109/TAP.1965.1138429.

[NAYAK2016] R. Nayak, S. Maiti, et S. K. Patra, « Design and simulation of compact UWB Bow-tie antenna with reduced end-fire reflections for GPR applications », 2016 International Conference on Wireless Communications, Signal Processing and Networking (WiSPNET), mars 2016, p. 1786-1790, doi: 10.1109/WiSPNET.2016.7566447.

[LESTARI2005] A. A. Lestari, Y. A. Kirana, A. B. Suksmono, E. Bharata, A. G. Yarovoy, et L. P. Ligthart, « A ground penetrating radar antenna with improved shield », in Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM 2005), 11th International Symposium on, juin 2005, p. 1-4, doi: 10.1109/ANTEM.2005.7852113.

[CHENGUO2010] G. Chen et R. C. Liu, « A 900MHz shielded bow-tie antenna system for ground penetrating radar », in Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference on, 2010, p. 1–6.

[SERHIR2018] M. Serhir et D. Lesselier, « Wideband Reflector-Backed Folded Bowtie Antenna for Ground Penetrating Radar », IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 66, nº 3, p. 1056-1063, mars 2018, doi: 10.1109/TAP.2017.2786295.

[CAO2012] P. Cao, Y. Huang, et J. Zhang, « A UWB monopole antenna for GPR application », 2012 6th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP), mars 2012, p. 2837-2840, doi: 10.1109/EuCAP.2012.6206443.

[KHALID2016] N. Khalid, S. Z. Ibrahim, et M. N. A. Karim, « Directional and wideband antenna for ground penetrating radar (GPR) applications », in Electronic Design (ICED), 2016 3rd International Conference on, 2016, p. 203–206.

[ELSHEAKH2012] D. M. Elsheakh et E. A. Abdallah, « Novel shape of Vivaldi antenna for water detection using GPR », The 2nd Middle East Conference on Antennas and Propagation, déc. 2012, p. 1-4, doi: 10.1109/MECAP.2012.6618207.

[SHAO2013] J. Shao, G. Fang, Y. Ji, K. Tan, et H. Yin, « A Novel Compact Tapered-Slot Antenna for GPR Applications », IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, p. 972-975, 2013, doi: 10.1109/LAWP.2013.2276403.

[PENALOZA2017] D. Penaloza-Aponte, J. Alvarez-Montoya, et M. Clemente-Arenas, « GPR vivaldi antenna with DGS for archeological prospection », 2017 IEEE XXIV International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON), août 2017, p. 1-4, doi: 10.1109/INTERCON.2017.8079704.

[THAYSEN2005] J. Thaysen, K. B. Jakobsen, et H.-R. Lenler-Eriksen, « Wideband cavity backed spiral antenna for stepped frequency ground penetrating radar », in 2005 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Washington, DC, USA, 2005, vol. 1B, p. 418-421, doi: 10.1109/APS.2005.1551581.

[GENDEREN2003] P. van Genderen, L. Nicolaescu, et J. Zijderveld, « Some experience with the use of spiral antennas for a GPR for landmine detection », 2003 Proceedings of the International Conference on Radar (IEEE Cat. No.03EX695), 2003, p. 219-223, doi: 10.1109/RADAR.2003.1278742.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[MOHAMED2014] H. A. Mohamed, H. Elsadek, et E. A. Abdallah, « Quad ridged UWB TEM horn antenna for GPR applications », 2014 IEEE Radar Conference, mai 2014, p. 0079-0082, doi: 10.1109/RADAR.2014.6875559.

[TURK2007] A. S. Turk, D. A. Sahinkaya, M. Sezgin, et H. Nazli, « Investigation of Convenient Antenna Designs for Ultra-Wide Band GPR Systems », 2007 4th International Workshop on, Advanced Ground Penetrating Radar, juin 2007, p. 192-196, doi: 10.1109/AGPR.2007.386550.

[ALI2017] J. Ali, N. Abdullah, M. Yusof, E. Mohd, et S. Mohd, « Ultra-Wideband Antenna Design for GPR Applications: A Review », International Journal of Advanced Computer Science and Applications, vol. 8, nº 7, 2017, doi: 10.14569/IJACSA.2017.080753.

[SOW2015] M. Sow, « Contribution à la conception de radars géologiques impulsionnels fonctionnant dans un milieu complexe », Thèse de doctorat, XLIM, Université de Limoges, 2015.

[NADIR2018] H. Nadir, « Contribution à la conception d'antennes ultra large bande impulsionnelles d'encombrement réduit », Thèse de doctorat, XLIM, Université de Limoges, 2018.

[FENG2009] X. Feng, M. Sato, Y. Zhang, C. Liu, F. Shi, et Y. Zhao, « CMP Antenna Array GPR and Signal-to-Clutter Ratio Improvement », IEEE Geosci. Remote Sensing Lett., vol. 6, nº 1, p. 23-27, janv. 2009, doi: 10.1109/LGRS.2008.2006634.

[ANNAN2017] A. P. Annan et S. R. Jackson, « The WARR machine », in 2017 9th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), Edinburgh, United Kingdom, juin 2017, p. 1-4, doi: 10.1109/IWAGPR.2017.7996106.

[JANG2011] H. Jang, S. Kuroda, et H. J. Kim, « SVD Inversion of Zero-Offset Profiling Data Obtained in the Vadose Zone Using Cross-Borehole Radar », IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 49, nº 10, p. 3849-3855, oct. 2011, doi: 10.1109/TGRS.2011.2134855.

[DEBYE1929] « Polar molecules. By P. Debye, Ph.D., Pp. 172. New York: Chemical Catalog Co., Inc., 1929. $ 3.50 », Journal of the Society of Chemical Industry, vol. 48, nº 43, p. 1036-1037, 1929, doi: 10.1002/jctb.5000484320.

[COLE1941] K. S. Cole et R. H. Cole, « Dispersion and Absorption in Dielectrics I. Alternating Current Characteristics », The Journal of Chemical Physics, vol. 9, nº 4, p. 341-351, 1941, doi: 10.1063/1.1750906.

[LAMBOT2004] S. Lambot, E. C. Slob, I. van den Bosch, B. Stockbroeckx, et M. Vanclooster, « Modeling of ground-penetrating Radar for accurate characterization of subsurface electric properties », IEEE Trans. Geosci. Remote Sensing, vol. 42, nº 11, p. 2555-2568, nov. 2004, doi: 10.1109/TGRS.2004.834800.

[MIRONOV2004] V. L. Mironov, « Spectral dielectric properties of moist soils in the microwave band », in IEEE International IEEE International IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2004. IGARSS '04. Proceedings. 2004, Anchorage, AK, USA, 2004, vol. 5, p. 3474-3477, doi: 10.1109/IGARSS.2004.1370455.

[PEPLINSKI1995] N. R. Peplinski, F. T. Ulaby, et M. C. Dobson, « Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3-GHz range », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, nº 3, p. 803-807, mai 1995, doi: 10.1109/36.387598.

[YEE1966] Kane Yee, « Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media », IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 14, nº 3, p. 302-307, mai 1966, doi: 10.1109/TAP.1966.1138693.

[KUNZ1993] K. S. Kunz et R. J. Luebbers, The Finite Difference Time Domain Method for Electromagnetics, CRC Press. 1993.

[TEMSI-FD] Page web du département OSA, TEMSI-FD, XLIM, https://www.xlim.fr/osa/compatibilite-electromagnetique (consultée le 22/10/2020)

[BESSE2004] S. Besse, « Etude théorique de Radars Géologiques : Analyses de sols, d'antennes et interprétation des signaux » Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2004.

[WARREN2016] C. Warren, A. Giannopoulos, et I. Giannakis, « gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar », Computer Physics Communications, vol. 209, p. 163-170, déc. 2016, doi: 10.1016/j.cpc.2016.08.020.

[OZDEMIR2007] C. Ozdemir, S. Demirci, E. Yigit, et A. Kavak, « A hyperbolic summation method to focus B-scan ground penetrating radar images: An experimental study with a stepped frequency system », Microwave and Optical Technology Letters, vol. 49, nº 3, p. 671–676, 2007.

[AKBARI2014] A. Akbari et M. Meshinchi-Asl, « An Improved Hyperbolic Summation Imaging Algorithm for Detection of the Subsurface Targets », Journal of Geophysics & Remote Sensing, vol. 03, nº 04, 2014, doi: 10.4172/2169-0049.1000132.

[ZHOU2012] L. Zhou, C. Huang, et Y. Su, « A Fast Back-Projection Algorithm Based on Cross Correlation for GPR Imaging », IEEE Geosci. Remote Sensing Lett., vol. 9, nº 2, p. 228-232, mars 2012, doi: 10.1109/LGRS.2011.2165523.

[WENTAI2014] W. Lei, R. Shi, J. Dong, et Y. Shi, « A Multi-Scale Weighted Back Projection Imaging Technique for Ground Penetrating Radar Applications », Remote Sensing, vol. 6, nº 6, p. 5151-5163, juin 2014, doi: 10.3390/rs6065151.

[LIU_XIANG2017] X. Liu, M. Serhir, A. Kameni, M. Lambert, et L. Pichon, « Ground penetrating radar data imaging via Kirchhoff migration method », in Applied Computational Electromagnetics Society Symposium-Italy (ACES), 2017 International, 2017, p. 1–2.

[YIGIT2007] E. Yigit, S. Demirci, et C. Ozdemir, « Ground Penetrating Radar Image Focusing using Frequency-Wavenumber based Synthetic Aperture Radar Technique », in 2007 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, Torino, Italy, sept. 2007, p. 344-347, doi: 10.1109/ICEAA.2007.4387308.

[HUI_ZHANG2013] H. Zhang, W.-S. Benedix, D. Plettemeier, et V. Ciarletti, « Radar Subsurface Imaging by Phase Shift Migration Algorithm », 2013 European Radar Conference, p. 5, 2013.

[OZDEMIR2014] C. Özdemir, Ş. Demirci, E. Yiğit, et B. Yilmaz, « A Review on Migration Methods in B-Scan Ground Penetrating Radar Imaging », Mathematical Problems in Engineering, vol. 2014, p. 1-16, 2014, doi: 10.1155/2014/280738.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[WEI2014] X. Wei et Y. Zhang, « Autofocusing Techniques for GPR Data from RC Bridge Decks », IEEE J. Sel. Top. Appl. Earth Observations Remote Sensing, vol. 7, nº 12, p. 4860-4868, déc. 2014, doi: 10.1109/JSTARS.2014.2321710.

[DOLGIY2006] A. Dolgiy, A. Dolgiy, et V. Zolotarev, « Optimal radius estimation for subsurface pipes detected by ground penetrating radar », in Proceedings 11th International Conference on Ground Penetrating Radar, Columbus, Ohio, USA, 2006, vol. 4.

[HUUSKONEN2015] E. Huuskonen-Snicker, V. A. Mikhnev, et M.-K. Olkkonen, « Discrimination of Buried Objects in Impulse GPR Using Phase Retrieval Technique », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 53, nº 2, p. 1001-1007, févr. 2015, doi: 10.1109/TGRS.2014.2331427.

[MERTENS2016] L. Mertens, R. Persico, L. Matera, et S. Lambot, « Automated Detection of Reflection Hyperbolas in Complex GPR Images With No A Priori Knowledge on the Medium », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 54, nº 1, p. 580-596, janv. 2016, doi: 10.1109/TGRS.2015.2462727.

[CANDES2008] E. J. Candes et M. B. Wakin, « An Introduction To Compressive Sampling », IEEE Signal Processing Magazine, vol. 25, nº 2, p. 21-30, mars 2008, doi: 10.1109/MSP.2007.914731.

[AMIN2014] M. Amin, Compressive Sensing for Urban Radar. CRC Press, 2014.

[GURBUZ2007] Ali Cafer Gurbuz, James H. McClellan, et Waymond R. Scott Jr., « Compressive Sensing for GPR Imaging », 2007 Conference Record of the Forty-First Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, 2007, doi: 978-1-4244-2110-7/08/$25.00.

[GURBUZ2008] A. C. Gurbuz, J. H. McClellan, et W. R. Scott, « GPR imaging using compressed measurements », in Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2008. IGARSS 2008. IEEE International, 2008, vol. 2, p. II–13.

[GURBUZ2009] A. C. Gurbuz, J. H. McClellan, et W. R. Scott, « A Compressive Sensing Data Acquisition and Imaging Method for Stepped Frequency GPRs », IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 57, nº 7, p. 2640-2650, juill. 2009, doi: 10.1109/TSP.2009.2016270.

[HUTTUNEN2019] H. Huttunen, « Deep Neural Networks: A Signal Processing Perspective », in Handbook of Signal Processing Systems, S. S. Bhattacharyya, E. F. Deprettere, R. Leupers, et J. Takala, Éd. Cham: Springer International Publishing, 2019, p. 133-163.

[BIRKENFELD2010] S. Birkenfeld, « Automatic detection of reflexion hyperbolas in gpr data with neural networks », 2010 World Automation Congress, p. 6, 2010.

[YOUN2003] Hyoung-sun Youn et Chi-Chih Chen, « Neural detection for buried pipes using fully-polarimetric ground penetrating radar system », in IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. Digest. Held in conjunction with: USNC/CNC/URSI North American Radio Sci. Meeting (Cat. No.03CH37450), Columbus, OH, USA, 2003, vol. 2, p. 231-234, doi: 10.1109/APS.2003.1219220.

[YOUN2004] H. Youn et C. Chen, « Neural detection for buried pipe using fully polarimetric GPR », Proceedings of the Tenth International Conference on Grounds Penetrating Radar, 2004. GPR 2004. p. 4, 2004.

[PHAM2018] M.-T. Pham et S. Lefevre, « Buried Object Detection from B-Scan Ground Penetrating Radar Data Using Faster-RCNN », in IGARSS 2018 - 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Valencia, juill. 2018, p. 6804-6807, doi: 10.1109/IGARSS.2018.8517683.

[REICHMAN2017] D. Reichman, L. M. Collins, et J. M. Malof, « Some good practices for applying convolutional neural networks to buried threat detection in Ground Penetrating Radar », in 2017 9th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar (IWAGPR), Edinburgh, United Kingdom, juin 2017, p. 1-5, doi: 10.1109/IWAGPR.2017.7996100.

[WEILI2012] Wei Li, Huilin Zhou, et Xiaoting Wan, « Generalized Hough Transform and ANN for subsurface cylindrical object location and parameters inversion from GPR data », in 2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Shanghai, juin 2012, p. 281-285, doi: 10.1109/ICGPR.2012.6254874.

[SONODA2018] J. Sonoda et T. Kimoto, « Object Identification form GPR Images by Deep Learning », in 2018 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC), Kyoto, nov. 2018, p. 1298-1300, doi: 10.23919/APMC.2018.8617556.

[ALVAREZ2018] J. K. Alvarez et S. Kodagoda, « Application of deep learning image-to-image transformation networks to GPR radargrams for sub-surface imaging in infrastructure monitoring », in 2018 13th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Wuhan, mai 2018, p. 611-616, doi: 10.1109/ICIEA.2018.8397788.

[ZHOU2008] Hui-Lin Zhou, Wei-Ping Wang, et Yu-Hao Wang, « Constructive neural network for landmine classification using ultra wideband GPR », in 2008 International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Kunming, China, juill. 2008, p. 1197-1201, doi: 10.1109/ICMLC.2008.4620585.

[ZHANG2019] J. W. Zhang, S. B. Ye, H. Liu, L. Yi, et G. Y. Fang, « Filtering out Antenna Effects From GPR Data by an RBF Neural Network », IEEE Geosci. Remote Sensing Lett., vol. 16, nº 9, p. 1378-1382, sept. 2019, doi: 10.1109/LGRS.2019.2899896.

[ANFRWEB] Page web, GPR / WPR type radar imaging systems, ANFR, https://www.anfr.fr/en/broadcasting-authorisation/reseaux-professionnels/les-frequences-utilisees-a-titre-temporaire/les-systemes-dimagerie-radar-de-type-gpr-wpr/ (consultée le 22/10/2020)

[PENGJU2012] T. Pengju, L. Shangbang, L. Chao, et G. Peng, « An UWB GPR transient source based on avalanche transistor », in Proceedings of 2012 5th Global Symposium on Millimeter-Waves, Harbin, Heilongjiang, China, mai 2012, p. 326-329, doi: 10.1109/GSMM.2012.6314066.

[ZHOU2016] K. Zhou, C. L. Huang, et M. Lu, « A nanosecond pulse generator based on avalanche transistor », in 2016 16th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Hong Kong, Hong Kong, juin 2016, p. 1-5, doi: 10.1109/ICGPR.2016.7572649.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[ZHU2010] A. Zhu, F. Sheng, et A. Zhang, « An implementation of step recovery diode-based UWB pulse generator », in 2010 IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Nanjing, China, sept. 2010, p. 1-4, doi: 10.1109/ICUWB.2010.5614726.

[AHAJJAM2016] Y. Ahajjam, O. Aghzout, J. M. Catala-Civera, F. Penaranda-Foix, et A. Driouach, « A compact UWB sub-nanosecond pulse generator for microwave radar sensor with ringing miniaturization », in 2016 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS), Marrakech, Morocco, sept. 2016, p. 497-501, doi: 10.1109/ICMCS.2016.7905602.

[RUI_XU2006] Rui Xu, Y. Jin, et C. Nguyen, « Power-efficient switching-based CMOS UWB transmitters for UWB communications and Radar systems », IEEE Trans. Microwave Theory Techn., vol. 54, nº 8, p. 3271-3277, août 2006, doi: 10.1109/TMTT.2006.877830.

[ZITO2010] F. Zito, D. Pepe, et D. Zito, « UWB CMOS Monocycle Pulse Generator », IEEE Trans. Circuits Syst. I, vol. 57, nº 10, p. 2654-2664, oct. 2010, doi: 10.1109/TCSI.2010.2047751.

[JEONGWOO2002] Jeongwoo Han et Cam Nguyen, « A new ultra-wideband, ultra-short monocycle pulse generator with reduced ringing », IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 12, nº 6, p. 206-208, juin 2002, doi: 10.1109/LMWC.2002.1009996.

[RUENGWAREE2006] A. Ruengwaree, A. Ghose, J. Weide, et G. Kompa, « Ultra-fast Pulse Transmitter for UWB Microwave Radar », in 2006 European Radar Conference, Manchester, UK, sept. 2006, p. 354-357, doi: 10.1109/EURAD.2006.280348.

[NEGRIER2015] R. Negrier et al., « UWB impulse radiation source with integrated optoelectronic generator », in 2015 European Radar Conference (EuRAD), Paris, France, sept. 2015, p. 317-320, doi: 10.1109/EuRAD.2015.7346301.

[YAN2006] M. Yan, M. Tian, L. Gan, et X. Chen, « Impulse Ground Penetrating Radar Hardware System Design », in 2006 6th International Conference on ITS Telecommunications, Chengdu, China, juin 2006, p. 1244-1247, doi: 10.1109/ITST.2006.288852.

[GHOSH2006] D. Ghosh, A. De, M. C. Taylor, T. K. Sarkar, M. C. Wicks, et E. L. Mokole, « Transmission and Reception by Ultra-Wideband (UWB) Antennas », IEEE Antennas Propag. Mag., vol. 48, nº 5, p. 67-99, oct. 2006, doi: 10.1109/MAP.2006.277157.

[TRIPOLI2004] B. W. Tripoli et S. I. E. Libya, « Design and simulation of a GPR system for deep probing », Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar; Delft, The Netherlands, p. 4, 21-24 June, 2004.

[NGUYEN2014] C. Nguyen et J. Han, Time-domain ultra-wideband radar, sensor and components: theory, analysis and design. New York, N.Y: Springer-Verlag, 2014.

[MERELLE2014] V. Merelle, A. Gaugue, J. Khamlichi, G. Louis, et M. Menard, « A new high speed, high bandwidth acquisition platform for impulse UWB see through-the-wall radar », in 2014 IEEE International Conference on Ultra-WideBand (ICUWB), Paris, France, sept. 2014, p. 202-206, doi: 10.1109/ICUWB.2014.6958978.

[HAMDI2019] O. Hamdi et al., « An Original UWB Radar Platform Based on Coherent Interleaving Sampling Technique », Proceedings of the 16th European Radar Conference, EuMA, 2019, p. 4.

[HAMDI2019B] O. Hamdi, « Architecture d'échantillonnage rapide pour l'imagerie RADAR », Thèse de doctorat, XLIM, Université de Limoges, 2019.

[STOVE1992] A. G. Stove, « Linear FMCW radar techniques », in IEE Proceedings F (Radar and Signal Processing), 1992, vol. 139, p. 343–350.

[JANKIRAMAN2018] M. Jankiraman, FMCW radar design. Norwood, Massachusetts : Artech House, 2018.

[SEDIONO2013] W. Sediono, « Method of measuring Doppler shift of moving targets using FMCW maritime radar », in Proceedings of 2013 IEEE International Conference on Teaching, Assessment and Learning for Engineering (TALE), Bali, Indonesia, août 2013, p. 378-381, doi: 10.1109/TALE.2013.6654465.

[BRENNAN2011] P. V. Brennan, Y. Huang, M. Ash, et K. Chetty, « Determination of Sweep Linearity Requirements in FMCW Radar Systems Based on Simple Voltage-Controlled Oscillator Sources », IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 47, nº 3, p. 1594-1604, juill. 2011, doi: 10.1109/TAES.2011.5937252.

[YING2010] W. Ying, L. Qingshan, G. Deyun, et Z. Guangyong, « Research on nonlinearity correction imaging algorithm of FMCW SAR », in 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, Dalian, China, juill. 2010, p. V1-425-V1-429, doi: 10.1109/ICSPS.2010.5555530.

[ANGHEL2014] A. Anghel, G. Vasile, R. Cacoveanu, C. Ioana, et S. Ciochina, « Short-Range Wideband FMCW Radar for Millimetric Displacement Measurements », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, nº 9, p. 5633-5642, sept. 2014, doi: 10.1109/TGRS.2013.2291573.

[KHAN1991] R. H. Khan et D. K. Mitchell, « Waveform analysis for high-frequency FMICW radar », IEE Proceedings F Radar and Signal Processing, vol. 138, nº 5, p. 411, 1991, doi: 10.1049/ip-f-2.1991.0054.

[FIORANELLI2014] F. Fioranelli, S. Salous, et X. Raimundo, « Frequency-Modulated Interrupted Continuous Wave as Wall Removal Technique in Through-the-Wall Imaging », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, nº 10, p. 6272-6283, oct. 2014, doi: 10.1109/TGRS.2013.2295835.

[LIZHAOLONG2008] Z. Li, K. Wu, « On the Leakage of FMCW Radar Front-End Receiver », 2008 Global Symposium on Millimeter Waves, p. 4, 2008.

[YENAS2019] N. Yenas, F. I. Hariadi, et B. R. Alam, « Implementation of Signal Processing and Display Modules for FMCW Radar », in 2019 International Symposium on Electronics and Smart Devices (ISESD), Badung-Bali, Indonesia, oct. 2019, p. 1-7, doi: 10.1109/ISESD.2019.8909562.

[NOON1996] David Andrew Noon, « Stepped-Frequency Radar Design and Signal Processing Enhances Ground Penetrating Radar Performance », Thèse de doctorat, The University of Queensland, 1996.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[KABUTZ1994] M. H. Kabutz, A. Langman, et M. R. Inggs, « Hardware cancellation of the direct coupling in a stepped CW ground penetrating radar », in Geoscience and Remote Sensing Symposium, 1994. IGARSS'94. Surface and Atmospheric Remote Sensing: Technologies, Data Analysis and Interpretation., International, 1994, vol. 4, p. 2505–2507.

[PIERACCINI2016] M. Pieraccini et F. Papi, « Design of A CW-SF Ground Penetrating Radar », in Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2016 IEEE International, 2016, p. 7430–7433.

[AMIN2011] M. G. Amin, Through-the-wall radar imaging. CRC press, 2011.

[REEVES2014] B. Reeves, « Noise modulated GPR: Second generation technology », in Ground Penetrating Radar (GPR), 2014 15th International Conference on, 2014, p. 708–713.

[ANAVAZQUEZ2007] [1]A. Ana Vazquez, M. Dawood, et M. Ur Rahman, « Ground Penetration Radar Using GOLAY Sequences », 2007 IEEE Region 5 Technical Conference, Fayetteville, 2007.

[XIA2015] Z. Xia et al., « A novel low-frequency coded ground penetrating radar for deep detection », IEICE Electronics Express, vol. 12, nº 11, p. 20150200-20150200, 2015, doi: 10.1587/elex.12.20150200.

[ZHANG2016] Q. Zhang, S. Ye, G. Fang, et Z. Zeng, « Design and testing of a pseudo random coded GPR for deep investigation », in Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2016 IEEE International, 2016, p. 6613–6616.

[PARRINI2009] F. Parrini et al., « ORFEUS project: the surface GPR system », in Radar Conference, 2009. EuRAD 2009. European, 2009, p. 93–96.

[PARRINI2010] F. Parrini et al., « ORFEUS GPR: a very large bandwidth and high dynamic range CWSF radar », in Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference on, 2010, p. 1–5.

[GRAZZINI2010] G. Grazzini et al., « An ultra-wideband high-dynamic range GPR for detecting buried people after collapse of buildings », in Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference on, 2010, p. 1–6.

[BRENNAN2014B] P. V. Brennan, Lai Bun Lok, H. F. J. Corr, et K. W. Nicholls, « ApRES : autonomous phase-sensitive FMCW radar, for basal monitoring and imaging of Antarctic ice shelves », IET Colloquium on Antennas, Wireless and Electromagnetics 2014, 2014, p. 7-7, doi: 10.1049/ic.2014.0019.

[KRELLMANN2012] Yvonne Krellmann et Gunnar Triltzsch, « HERA-G - A new helicopter GPR based on gated stepped frequency technology », 2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Piscataway, NJ, 2012.

[ETTUSWEB] Page web du produit « USRP B205mini-i », ETTUS RESEARCH, https://www.ettus.com/all-products/usrp-b205mini-i/ (consultée le 22/10/2020)

[RALSTON2012] Jonathon Ralston et Chad Hargrave, « Software Defined Radar: An Open Source Platform for Prototype GPR Development », 2012 14th International Conference on Ground Penetrating Radar (GPR), Piscataway, NJ, 2012.

[GROMEK2014] D. Gromek, P. Krysik, K. Ndini, et P. Samczynski, « FMCW SAR based on USRP hardware platform », in Radar Conference, 2014 IEEE, 2014, p. 0552–0555.

[FITTER2016] J. F. Fitter, A. B. McCallum, et J. X. Leon, « Development of an unmanned aircraft mounted software defined ground penetrating radar », 2016.

[CAREY2017] Samuel C. Carey et Waymond R. Scott, Jr., « Software defined radio for stepped-frequency, ground-penetrating radar », 2017 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2017.

[CHIZH2017] M. Chizh, A. Pietrelli, V. Ferrara, et A. Zhuravlev, « Development of embedded and user-side software for interactive setup of a frequency-modulated continuous wave ground penetrating radar dedicated to educational purposes », in 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel-Aviv, nov. 2017, p. 1-5, doi: 10.1109/COMCAS.2017.8244780.

[MARTINEZ2018] O. A. Martinez et M. Cardona, « State of the Art and Future Trends on Unmanned Aerial Vehicle », in 2018 International Conference on Research in Intelligent and Computing in Engineering (RICE), San Salvador, août 2018, p. 1-6, doi: 10.1109/RICE.2018.8509091.

[JORDAN2018] S. Jordan et al., « State-of-the-art technologies for UAV inspections », IET Radar, Sonar & Navigation, vol. 12, nº 2, p. 151-164, févr. 2018, doi: 10.1049/iet-rsn.2017.0251.

[MARKOVIC2018] C. Markovic, S. Krilic, S. Sajic, et S. Petrovic, « A cost efficient antenna diagram check », in 2018 17th International Symposium INFOTEH-JAHORINA (INFOTEH), East Sarajevo, mars 2018, p. 1-4, doi: 10.1109/INFOTEH.2018.8345521.

[PAONESSA2015] F. Paonessa et al., « Recent results in antenna pattern measurement with UAVs », in 2015 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), Torino, Italy, sept. 2015, p. 720-721, doi: 10.1109/ICEAA.2015.7297207.

[PAONESSA2016] F. Paonessa et al., « VHF/UHF antenna pattern measurement with unmanned aerial vehicles », in 2016 IEEE Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace), Florence, Italy, juin 2016, p. 87-91, doi: 10.1109/MetroAeroSpace.2016.7573191.

[CHEN2020] S. W. Chen et al., « SLOAM: Semantic Lidar Odometry and Mapping for Forest Inventory », IEEE Robot. Autom. Lett., vol. 5, nº 2, p. 612-619, avr. 2020, doi: 10.1109/LRA.2019.2963823.

[KEMKEMIAN2009] S. Kemkemian, M. Nouvel-Fiani, P. Cornic, P. L. Bihan, et P. Garrec, « Radar Systems for "Sense and Avoid" on UAV », 2009 International Radar Conference "Surveillance for a Safer World" (RADAR 2009), 2009, p. 6.

[TAURUS] Page web, Article de présentation du système « TAURUS », ROBOPLANET, PILGRIM TECHNOLOGY, site ATLANPOLE, https://www.atlanpole.fr/actualites/roboplanet-pilgrim-technology-lancent-drone-taurus/ (Consultée le 22/10/2020)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[BRZOZOWSKI2017] B. Brzozowski, Z. Rochala, et K. Wojtowicz, « Overview of the research on state-of-the-art measurement sensors for UAV navigation », 2017 IEEE International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace), juin 2017, p. 565-570, doi: 10.1109/MetroAeroSpace.2017.7999532.

[BONIN2001] G. Bonin, « Système GPS de positionnement par satellite », Techniques de l'ingénieur, p. 35, 2001.

[AMIRI2012] A. Amiri, K. Tong et K. Chetty, « Feasibility study of multi-frequency Ground Penetrating Radar for rotary UAV platforms », in IET International Conference on Radar Systems (Radar 2012), Glasgow, UK, 2012, p. 92-92, doi: 10.1049/cp.2012.1590.

[YARLEQUE2017] Manuel A. Yarlequé, « FMCW GPR radar mounted in a mini-UAV for archaeological applications: First analytical and measurement results », 2017 International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2017, p. 3.

[CERQUERA2017] M. R. P. Cerquera, J. D. C. Montaño, et I. Mondragón, « UAV for Landmine Detection Using SDR-Based GPR Technology », in Robots Operating in Hazardous Environments, H. Canbolat, Éd. InTech, 2017.

[GARCIA2018] M. Garcia-Fernandez et al., « UAV-mounted GPR for NDT applications », 2018 15th European Radar Conference (EuRAD), p. 4, 2018.

[RODRIGUEZ2019] Y. Rodriguez-Vaqueiro et al., « Array of Antennas for a GPR system onboard a UAV », in 2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting, Atlanta, GA, USA, juill. 2019, p. 821-822, doi: 10.1109/APUSNCURSINRSM.2019.8889164.

[BURR2018] R. Burr, M. Schartel, P. Schmidt, W. Mayer, T. Walter, et C. Waldschmidt, « Design and Implementation of a FMCW GPR for UAV-based Mine Detection », 2018 IEEE MTT-S International Conference on Microwaves for Intelligent Mobility (ICMIM), p. 4, 2018.

[BURR2019] R. Burr, M. Schartel, W. Mayer, T. Walter, et C. Waldschmidt, « A broadband UAV-Based FMCW GPR and the Influence of Vegetation », in 2019 12th German Microwave Conference (GeMiC), Stuttgart, Germany, mars 2019, p. 210-213, doi: 10.23919/GEMIC.2019.8698145.

[SCHARTEL2020] M. Schartel, R. Burr, W. Mayer, et C. Waldschmidt, « Airborne Tripwire Detection Using a Synthetic Aperture Radar », IEEE Geosci. Remote Sensing Lett., vol. 17, nº 2, p. 262-266, févr. 2020, doi: 10.1109/LGRS.2019.2917917.

[DILL2019] S. Dill, E. Schreiber, M. Engel, A. Heinzel, et M. Peichl, « A drone carried multichannel Synthetic Aperture Radar for advanced buried object detection », in 2019 IEEE Radar Conference (RadarConf), Boston, MA, USA, avr. 2019, p. 1-6, doi: 10.1109/RADAR.2019.8835814.

[SCHREIBER2019] D. E. Schreiber, M. A. Heinzel, D. M. Peichl, M. M. Engel, et D. W. Wiesbeck, « Advanced Buried Object Detection by Multichannel,UAV/Drone Carried Synthetic Aperture Radar », 2019 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), p. 5, 2019.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre II. Conception d'une architecture de radar GPR embarqué

Ce chapitre présente les différents développements qui ont été menés pour la conception d'une architecture de radar embarquée. Pour évaluer les performances du radar face à un scénario de mesure à travers les sols, un premier dimensionnement des paramètres du radar FMCW est présenté. Pour plus de précision, les simulations de l'architecture complète du radar ainsi que la propagation de l'onde dans le milieu sondé doivent être réalisées. En ce sens, une plateforme de simulation a été proposée pour étudier les différents paramètres et circuits de l'architecture du radar FMCW. Par ailleurs, l'utilisation de basses fréquences est un défi pour le système antennaire embarqué, notamment vis-à-vis du poids et de l'encombrement. A l'aide du simulateur, les techniques pour utiliser une seule antenne sont étudiées. Les solutions et leur impact sur l'architecture du radar sont décrits. Enfin, l'étude de la génération de l'onde FMCW et la recherche de solutions pour l'agilité du radar sont présentées. Cette étude concerne notamment les effets de non-linéarité de la rampe de fréquence et leur correction.

2.1. Choix des paramètres du radar FMCW

Les différents paramètres du radar FMCW, tels que la durée de la rampe de fréquence et la largeur de bande de fréquence influent sur les performances et le design de l'architecture. Pour les applications du radar à pénétration de sol embarqué sur drone, ces paramètres doivent être compatibles avec une bonne capacité de détection. En effet, le système doit avoir une dynamique importante et une sensibilité suffisante pour détecter des échos faibles. Un premier dimensionnement des paramètres du radar FMCW embarqué est ainsi proposé.

Soit l'équation de la fréquence de battement obtenue pour la détection d'une cible dans un milieu diélectrique uniforme :

$$f_b = \frac{2 \cdot B \cdot R \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{T \cdot c} \ (Hz) \tag{II.1}$$

Avec B la largeur de bande du radar (en Hz), R la distance radar-cible (en mètres), ε_r la permittivité relative du sol et T la durée du Chirp (en secondes). On observe, outre la position de la cible, que la bande du signal Chirp ainsi que sa durée interviennent dans la valeur de la fréquence de battement obtenue.

Pour un premier dimensionnement de ces paramètres, des valeurs arbitraires du temps de parcours de l'onde sur la cible ont été choisies. Elles sont toutefois représentatives d'une application de sondage des sols. Le temps de parcours de l'onde le plus court identifié est donné ci-dessous, il correspond à 1 mètre de portée dans l'air :

$$\tau_{min} = \frac{2 \cdot R \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{c} = \frac{2 \cdot 1 \cdot 1}{3 \cdot 10^8} = 6{,}66\ ns \tag{II.2}$$

Le temps de parcours de l'onde pour la détection d'une cible enfouie à 3 mètres de profondeur dans un matériau ayant une permittivité relative élevée ($\varepsilon_r = 20$) est donnée par :

$$\tau_{max} = \frac{2 \cdot R \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{c} = \frac{2 \cdot 3 \cdot \sqrt{20}}{3 \cdot 10^8} = 89.44\ ns \tag{II.3}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Ces valeurs permettent, dans un premier temps, d'encadrer les scénarios de temps de trajet le plus court et le plus long. L'évolution des fréquences de battement pour les deux trajets représentatifs en fonctions, d'une part, de la largeur de bande et, d'autre part, de la durée du Chirp sont tracées en figure II.1.

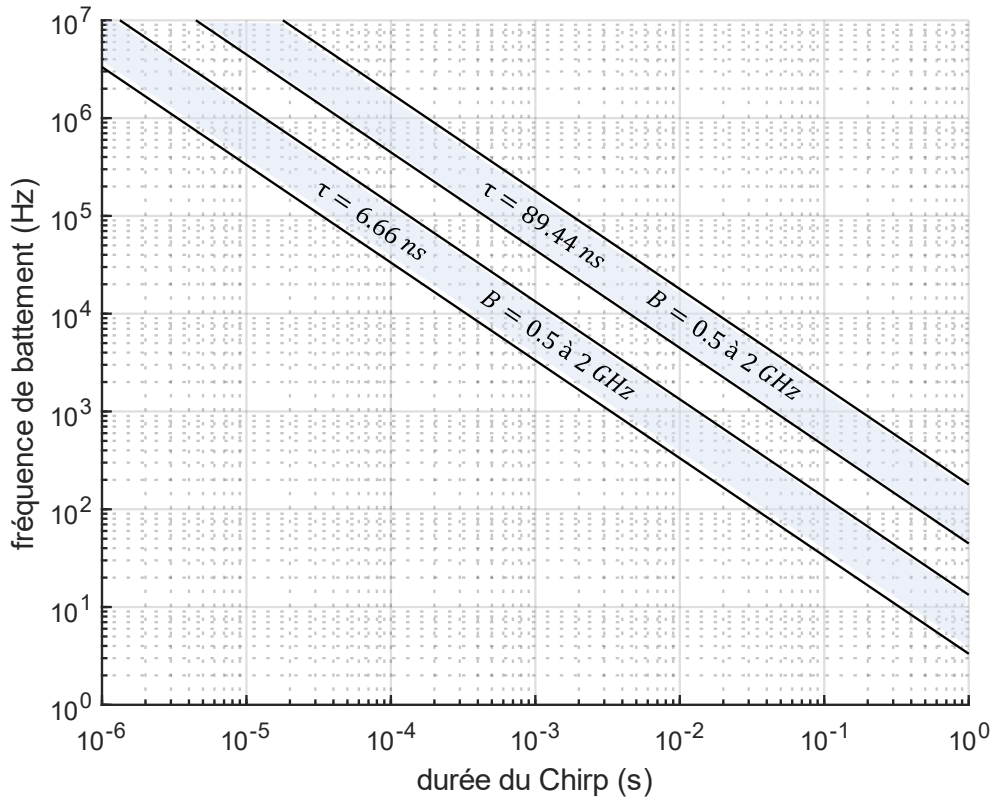


Figure II.1 – Evolution des fréquences de battement d'un radar FMCW en fonction de la durée du Chirp, du temps de trajet aller-retour de l'onde et de la largeur de bande employée.

Pour une même cible, les fréquences obtenues sont proportionnelles à la largeur de bande du radar et inversement proportionnelles à la durée du Chirp.

Il est à noter qu'une durée de Chirp faible peut générer des ambigüités ou une perte d'information lors du mélange entre signal émis et reçu, notamment pour une durée inférieure à 1µs. En effet, le décalage temporel du signal reçu est alors non négligeable devant le temps du Chirp. En conséquence, le temps d'intégration est réduit, ce qui induit une réduction du niveau des échos détectés et une baisse de la résolution, comme représenté sur la figure II.2.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

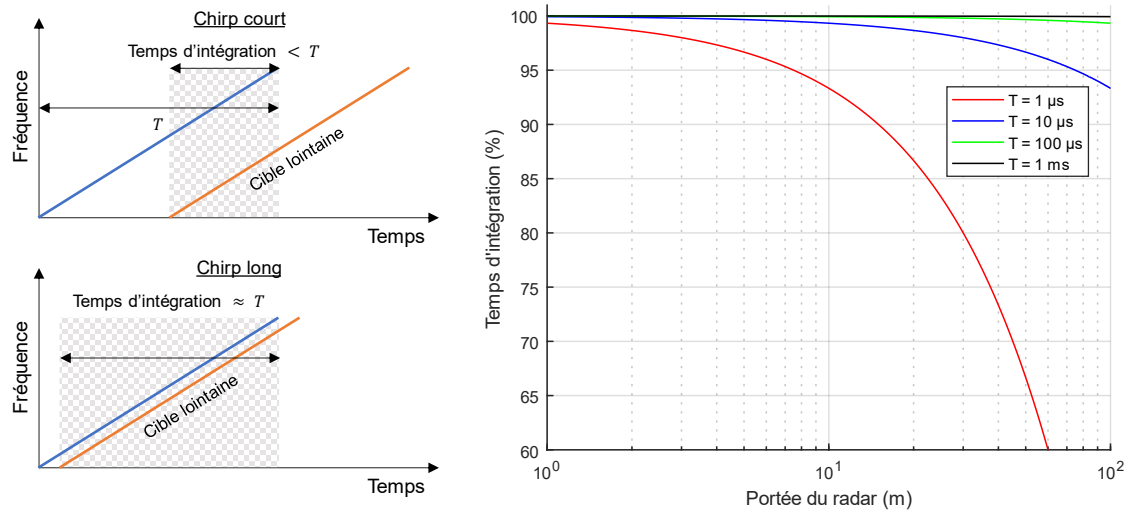


Figure II.2 – Evolution du temps d'intégration en fonction de la durée du Chirp et de la portée maximum du radar dans l'air.

Par ailleurs, si la génération du Chirp est réalisée à l'aide d'un oscillateur commandé en tension (VCO), la modulation en fréquence de la rampe ne peut pas être trop rapide. En effet, le changement de fréquence sur le VCO est limité par la largeur de bande de modulation (modulation bandwidth ou video BW) du composant. Le port de modulation du VCO ayant une entrée généralement capacitive, la combinaison avec l'impédance du générateur de rampe de tension impose une fréquence de coupure basse.

Dans l'architecture du radar FMCW, le signal de battement ou également appelé signal de fréquence intermédiaire (IF), issu du mélange du signal Chirp émis avec le signal reçu, est numérisé à l'aide d'un convertisseur analogique-numérique (ADC). Un dimensionnement doit donc être fait en prenant en compte le choix de la vitesse d'échantillonnage de l'ADC et les performances qui en découlent, tels que la dynamique et la sensibilité. Une haute résolution verticale de l'ADC équivaut à une grande dynamique théorique de mesure. La dynamique verticale est donnée par le nombre de bits du convertisseur :

$$D(dB) = 20 \cdot \log_{10}(2^{N_{bits}}) \tag{II.4}$$

Ou donnée en calcul rapide par :

$$D(dB) \approx 6 \cdot N_{bits} \tag{II.5}$$

Ainsi pour un convertisseur ayant 24 bits de résolution, la dynamique verticale théorique est d'environ 144 dB. La dynamique est d'environ 6 dB/bits. En réalité cette dynamique est difficilement atteignable en raison des différents bruits et distorsions internes au convertisseur. Pour qualifier le composant, on utilise communément l'expression du SINAD (SIgnal-to-Noise And Distortion ratio) [KESTER2009], appelé aussi facteur de mérite. Les valeurs de fréquence de battement obtenues précédemment sont alors confrontées aux performances des ADC disponibles dans le commerce. Cette comparaison est donnée en figure II.3.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

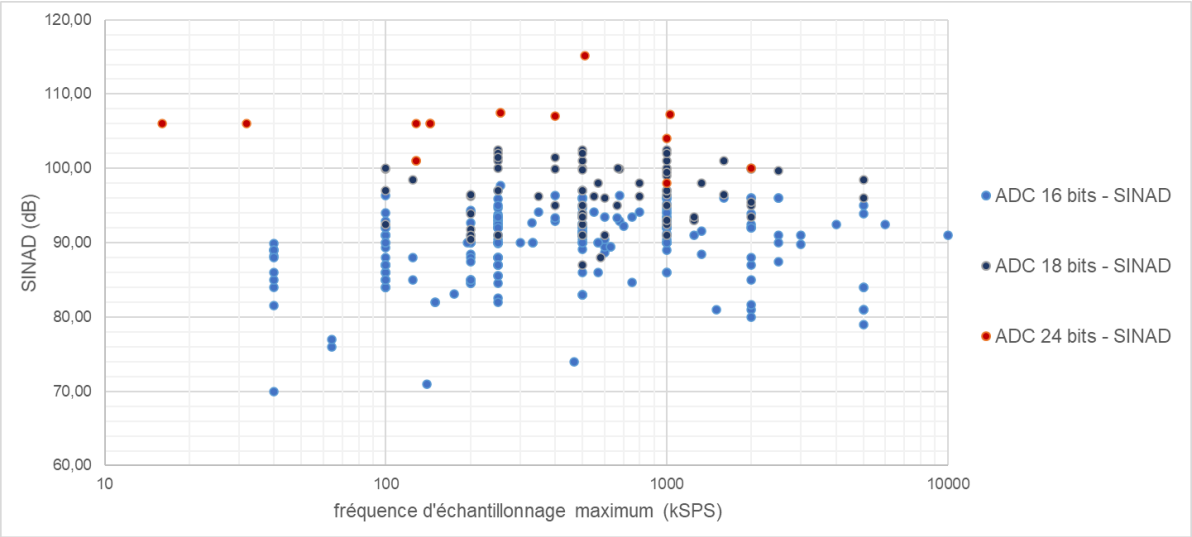


Figure II.3 – Valeurs de SINAD des convertisseurs analogique-numérique (données extraites des catalogues de deux fabricants leaders : Texas Instruments et Analog. Devices).

Pour gagner en dynamique et détecter des signaux faibles, il y a tout intérêt d'utiliser un convertisseur ayant une bonne résolution. Cependant, les opérations de moyennage, qui ont pour effet de réduire le bruit sur les mesures, ont également un grand intérêt. Pour une utilisation embarquée et dans certains scénarios, le radar doit être capable d'effectuer plusieurs centaines d'acquisitions par secondes. Un compromis doit alors être réalisé entre capacité à effectuer des acquisitions de manière rapide, c'est-à-dire une durée de balayage (Chirp) courte, la performance et le cout du convertisseur.

Par ailleurs, la quantité de données numérisées dépend de la fréquence d'échantillonnage et de la résolution de l'ADC. C'est un point important pour la conception du système embarqué, notamment pour les opérations de traitement et de stockage des signaux.

Aussi, le montage du radar sur un drone ajoute des paramètres supplémentaires à prendre en compte, tels que le temps de propagation de l'onde dans l'air. La portée maximum dans un matériau ayant une permittivité différente de l'air s'écrit :

$$R_{max} = \frac{c \cdot \tau_{max}}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \ (m) \qquad \text{(II.6)}$$

Avec c la vitesse de la lumière (en m/s), τ_{max} la portée temporelle maximum du radar souhaitée (en secondes) et ε_r la permittivité relative du milieu. Pour une utilisation sur drone, la portée maximale identifiée doit être recalculée. En effet, la hauteur de l'appareil va générer un temps de retard supplémentaire. La portée du radar dans le sol en est affectée et s'écrit ainsi :

$$R_{max} = \frac{c \cdot \tau_{max} - 2H}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \ (m) \qquad \text{(II.7)}$$

Avec H la hauteur de vol du drone (en mètres). En addition, la somme des retards apportés par les composants de la chaine RF peut contribuer à la réduction de la portée par une réduction du temps d'aller-retour disponible. La fréquence du signal de battement dépend de la différence de temps entre le signal Chirp émis et le signal Chirp reçu. Si un temps

Licence CC BY-NC-ND 3.0

supplémentaire est ajouté par les composants de chaine, la portée du radar dans le sol s'écrit alors :

$$R_{max} = \frac{c \cdot (\tau_{max} - \tau_{RF}) - 2H}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \ (m) \tag{II.8}$$

Avec τ_{RF} la somme des retards apportés par les composants de la chaine RF (en secondes). Les fréquences de battement, la fréquence d'échantillonnage et la taille des données à stocker dépendent de la durée du Chirp. En respectant le critère de Nyquist-Shannon, la fréquence d'échantillonnage minimum s'écrit :

$$f_{s_{min}} = 2 \cdot f_{b_{max}} \tag{II.9}$$

Avec $f_{b_{max}}$ la fréquence de battement maximum (en Hz). Lors d'une mesure, la taille des données à stocker est dépendante du temps d'acquisition et de la résolution de l'ADC et elle s'écrit :

$$N_{data} = f_{s_{min}} \cdot T \cdot N_{bits} \tag{II.10}$$

Avec T la durée du Chirp (en secondes) et N_{bits} la résolution de l'ADC (en bits). Le nombre d'échantillons s'écrit :

$$N_{éch} = f_{s_{min}} \cdot T \tag{II.11}$$

Finalement, en utilisant l'expression de la fréquence du signal de battement et l'équation (II.9), le nombre d'échantillons peut s'écrire en fonction de la largeur de bande du radar et de sa portée (temporelle) maximale :

$$N_{éch} = 2 \cdot B \cdot \tau_{max} \tag{II.12}$$

À la suite de la numérisation du signal de battement, une analyse spectrale est réalisée. La réponse du radar est obtenue traditionnellement à l'aide d'une transformée de Fourier (FFT). Cette opération permet, dans le cadre de signaux sinusoïdaux, un gain de traitement (face au niveau de bruit) d'une valeur proportionnelle au nombre de points échantillonnés :

$$G_{FFT}(dB) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{N}{2}\right) \tag{II.13}$$

Avec N le nombre d'échantillons fourni par l'ADC. Vis-à-vis des paramètres du radar, le gain de la FFT s'écrit donc :

$$G_{FFT}(dB) = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{2 \cdot B \cdot \tau_{max}}{2}\right) = 10 \cdot \log_{10}(B \cdot \tau_{max}) \tag{II.14}$$

En analogie au filtrage adapté théorique, le radar FMCW utilise le mélange de fréquences pour obtenir un signal corrélé. Un gain de compression est alors fourni par la FFT et une réduction du bruit thermique intégré grâce à la bande étroite de fréquence (signal de fréquence intermédiaire, IF). En intégrant le gain du traitement, le niveau de puissance du bruit (en Watts) donné en sortie du récepteur FMCW s'écrit :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$P_n = \frac{k \cdot \left(T_{ANT} + T_0 \cdot (F_r - 1)\right) \cdot B_{IF}}{B \cdot \tau_{max}} \quad \text{(II.15)}$$

Avec k la constante de Boltzmann, F_r le facteur de bruit de la chaine de réception, la température de référence $T_0 = 290K$, T_{ANT} la température de bruit de l'antenne et B_{IF} la bande de fréquence (en Hz) du signal de battement. En reliant le temps Chirp au nombre d'échantillons, on peut écrire :

$$\frac{T \cdot f_{s_{min}}}{2} = B \cdot \tau_{max} \quad \text{(II.16)}$$

$$T \cdot B_{IF} = B \cdot \tau_{max} \quad \text{(II.17)}$$

Avec T la durée du Chirp, $f_{s_{min}}$ la fréquence d'échantillonnage et B_{IF} la bande de fréquence du bruit (en Hz) du signal de battement. On retrouve ainsi l'expression du niveau de bruit en réception d'un radar FMCW en écrivant :

$$P_n = \frac{k \cdot \left(T_{ANT} + T_0 \cdot (F_r - 1)\right) \cdot B_{IF}}{T \cdot B_{IF}} \quad \text{(II.18)}$$

En simplifiant, le niveau de puissance s'écrit :

$$P_n = \frac{k \cdot \left(T_{ANT} + T_0 \cdot (F_r - 1)\right)}{T} \quad \text{(II.19)}$$

L'expression du niveau de bruit donnée à l'équation (II.15) est moins ambigüe que celle donnée en II.19. En effet, l'augmentation de la durée du Chirp réduit la fréquence du signal de battement et la dernière expression n'est valide que si la largeur de bande IF intégrée (filtrage) est également réduite, en respectant le critère de Nyquist-Shannon.

D'une manière générale, le gain de compression réalisé par le radar FMCW s'écrit :

$$G_C(dB) = 10 \cdot \log_{10}(B \cdot T) \quad \text{(II.20)}$$

Avec B (en Hz) la largeur de bande de fréquence du radar et T la durée du Chirp (en secondes). Il est également à noter que la puissance moyenne spectrale d'un Chirp équivaut à la puissance instantanée émise réduite d'un facteur $B \cdot T$.

Tableau II.1 – Synthèse des paramètres du radar FMCW pour le dimensionnement.

Paramètre	Symbole	Formule
Durée du signal Chirp (secondes)	T	
Largeur de bande de fréquence du radar (Hz)	B	
Temps de trajet maximum (s)	τ_{max}	
Hauteur de vol drone (m)	H	
Temps de retard dans la chaine RF (s)	τ_{RF}	
Portée disponible dans le milieu sondé (m)	R_{max}	$= \frac{c \cdot (\tau_{max} - \tau_{RF}) - 2H}{2 \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}$
Fréquence de battement minimum (Hz)	$f_{b_{min}}$	$= \frac{B \cdot \tau_{RF}}{T}$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Fréquence de battement maximum (Hz)	$f_{b_{max}}$	$= \frac{B \cdot \tau_{max}}{T}$
Fréquence d'échantillonnage ADC (Hz)	$f_{s_{min}}$	$= 2 \cdot f_{b_{max}}$
Nombres d'échantillons	$N_{éch}$	$= T \cdot f_{s_{min}}$
Résolution ADC (bit)	N_{bits}	
Nombre de bits à stocker	N_{data}	$= N_{bits} \cdot N_{éch}$
Gain de compression (dB)	G_C	$= 10 \cdot \log_{10}(BT)$

Pour le développement de l'architecture du radar, la fréquence d'échantillonnage maximum sera limitée à **1 MS/s**. Cette valeur est un compromis entre le nombre d'acquisitions possibles (par seconde) du radar FMCW et la dynamique de mesure recherchée pour l'ADC (**>16 bits**).

En conséquence, la durée du Chirp pourra être configurée entre **1** et **20** ms et la fréquence de mesure du radar entre **50** et **1000** acquisitions/secondes pour une largeur de bande du GPR allant jusqu'à **2 GHz**

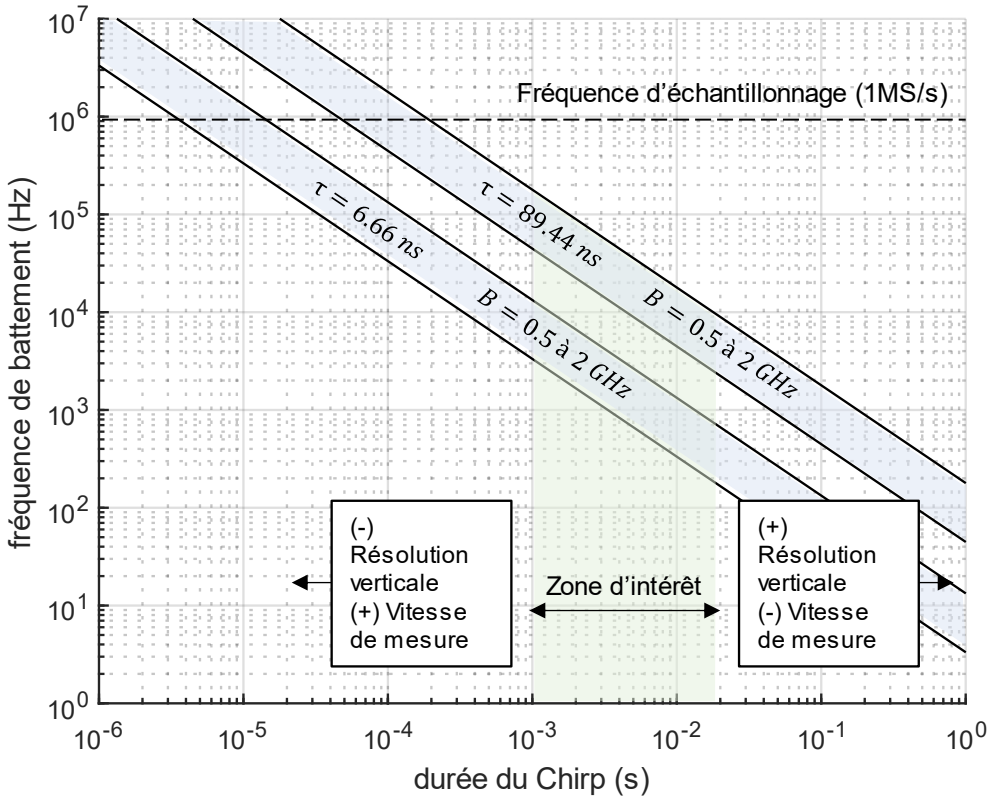


Figure II.4 – Illustration du compromis réalisé sur le choix des paramètres du radar FMCW en fonction de la fréquence d'échantillonnage de l'ADC.

Une fois les différents paramètres du radar FMCW encadrés, la fréquence centrale du radar doit être à présent sélectionnée. Cette fréquence doit pouvoir varier en fonction de l'application souhaitée et du type de sol rencontré.

D'un point de vue de la norme définie par l'ETSI [ETSI_EN302065] et dans une projection industrielle, les bandes autorisées identifiées qui présentent un intérêt pour l'application GPR sont :

- B1 : 230 à 1000 MHz (limite de puissance rayonnée moyenne à -60 dBm/MHz)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- < 230 MHz (limite de puissance rayonnée moyenne à -65 dBm/MHz)

- B2 : 3400 à 5000 MHz (limite de puissance rayonnée moyenne à -41.3 dBm/MHz)
- B3 : 1610 à 6000 MHz (limite de puissance rayonnée moyenne à -51.3 dBm/MHz)

L'objectif pour une meilleure pénétration dans les sols est d'employer les fréquences de 100 MHz à 1 GHz. Les bandes B2 et B3 sont intéressantes pour des applications nécessitant une meilleure résolution ou pour une utilisation à travers les sols secs ou les murs.

2.2. Développement d'une plateforme de simulation

2.2.1. Objectifs de la plateforme de simulation

L'objectif de la plateforme de simulation est d'aider au développement de l'architecture en permettant un bon dimensionnement des différents paramètres du radar et le choix des composants. Pour effectuer l'étude de l'architecture, la simulation à l'échelle « système » est indispensable. Cela inclut :

- La simulation de l'architecture d'émission du radar FMCW : génération de la forme d'onde Chirp, la division de puissance (pour le mélange), l'amplification et le système antennaire.
- La prise en compte du canal de propagation en fonction de la scène à imager : modélisation d'un scénario.
- La simulation de l'architecture de réception : amplification, mélange, filtrage, conversion analogique-numérique.
- Le traitement du signal et formation d'imageries : analyse de l'impact de l'architecture du radar sur ces images.

2.2.2. Plateforme de simulation

Pour le développement de la plateforme de simulation, nous avons fait le choix d'interfacer une simulation de l'architecture du radar avec une simulation des mécanismes de propagation de l'onde dans les sols. Pour cela, une cosimulation entre le logiciel ADS et gprMax est proposée.

2.2.2.1. Simulation ADS (Advanced Design System)

Le logiciel ADS (Advanced Design System) [ADSWEB] a été choisi pour la simulation des parties émission et réception du radar FMCW. On retrouve par ailleurs l'utilisation d'ADS dans la littérature pour la simulation d'un radar GPR FMCW [SHAHDAN2010] [ISLAM2012]. Dans ces travaux, le canal de propagation est modélisé analytiquement avec un retard de propagation et une atténuation. La valeur d'atténuation est fixée et ne varie donc pas en fonction de la fréquence. En employant ces méthodes, les signaux de battement obtenus permettent une première approche de dimensionnement mais les résultats ne sont pas toujours représentatifs de la réalité, comme c'est le cas du niveau de l'écho sur le sol ou des multiples réflexions.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour effectuer la simulation et l'étude de l'architecture, nous avons choisi d'utiliser la simulation temporelle « Transient » sous ADS. Le choix de ce type de solveur a été principalement guidé pour sa capacité à réaliser l'analyse du circuit (RF et BF) dans le domaine du temps afin d'inclure les effets transitoires et de dispersion des composants ainsi que la modélisation de la source VCO et de son pilotage en tension. L'architecture de base du radar FMCW est implémentée sous la forme d'une chaine de composants comme illustré en figure II.5. Les composants pourront être des modèles configurés depuis la banque de modèles ADS ou depuis des fichiers de mesures de composants réels.

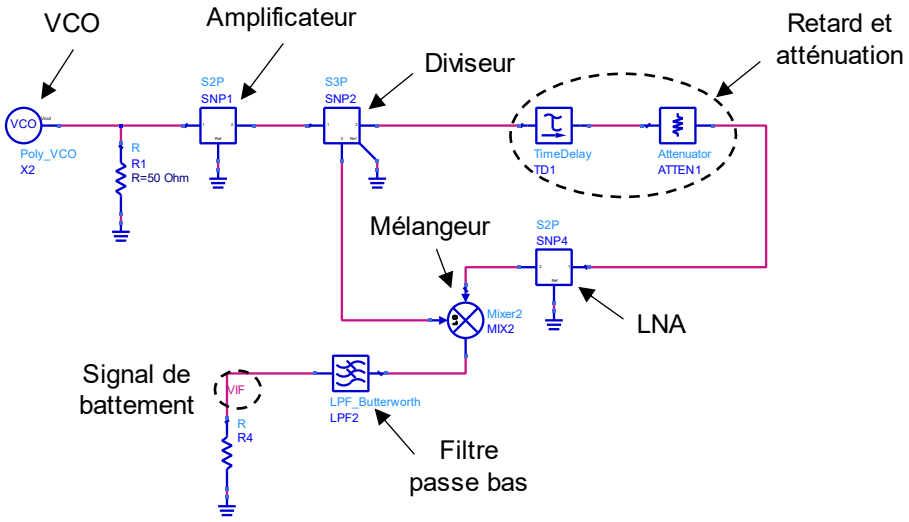


Figure II.5 – Schéma de l'architecture FMCW implémenté sous ADS.

Dans cet exemple la durée du Chirp est fixée à 100 µs, pour un temps de simulation plus court. La source du radar est composée d'un VCO (parfait) délivrant un signal de puissance instantanée 5 dBm dans la bande 100 à 2000 MHz, d'un amplificateur (Fichier de mesure ZX60-P105LN+, Mini-Circuits) et d'un diviseur de puissance (Fichier de mesure ZAPD-30-S, Mini-Circuits). En réception, un amplificateur faible bruit est utilisé (ZX60-P105LN+, Mini-Circuits) suivi d'un mélangeur (Modèle ADS) ayant des valeurs d'isolations configurées comme représentatives d'un composant industriel. Enfin, le signal issu du mélange est filtré par un passe bas de fréquence de coupure 5 MHz. Le canal de propagation est modélisé par un retard de 20 ns et une atténuation de 60 dB.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

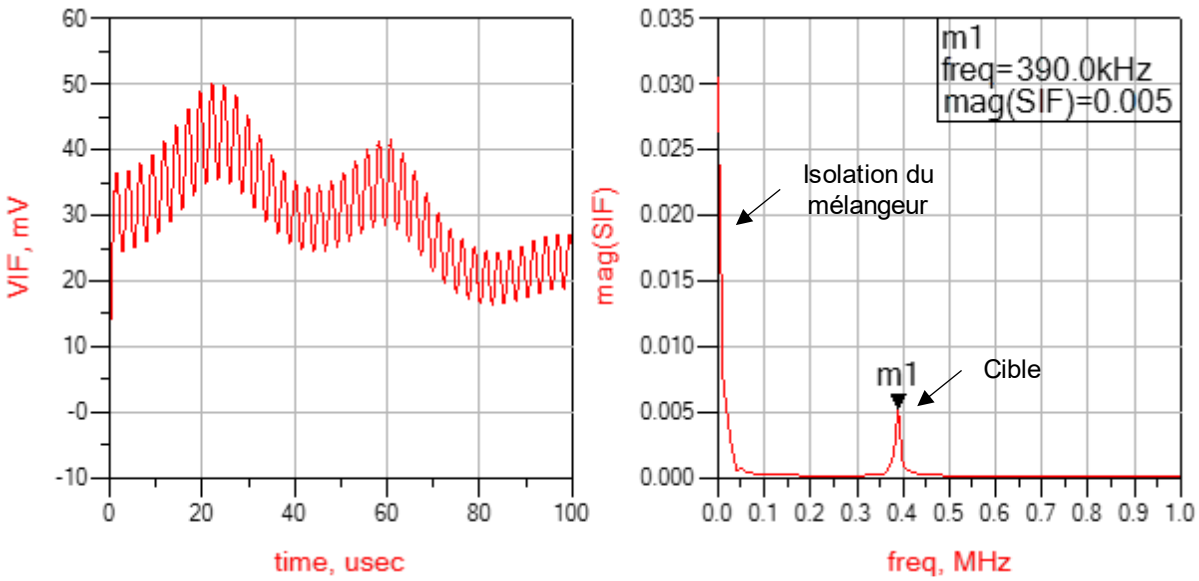


Figure II.6 – Signal de battement obtenu pour une cible située à 3m du radar.

Comme le montre cet exemple et les résultats présentés dans la littérature, la simulation du radar avec une seule cible et une atténuation fixée permet d'obtenir des premiers résultats de dimensionnement. Le niveau du signal reçu, l'effet de l'isolation du mélangeur et différents effets de retard dans les composants sont visibles. Par ailleurs, la somme de ces retards internes à l'architecture du radar provoque un décalage de 10kHz sur le signal de battement. L'ajout de composants réels (fichier de mesure) permet une simulation plus rigoureuse.

Cependant, la modélisation du canal de propagation est une étape non négligeable. Elle permet notamment la prise en compte des différents retards, échos et dispersions apportés par le sol pour chacun des déplacements du radar. Pour intégrer avec plus de réalisme le canal de propagation et son évolution en fonction de la position du GPR, nous proposons l'étude et l'implémentation d'une cosimulation avec le logiciel gprMax.

2.2.2.2. Simulations gprMax

Le logiciel open-source gprMax simule la propagation des ondes en utilisant la méthode FDTD [WARREN2016]. L'avantage de ce logiciel est la possibilité de configurer facilement un modèle de scène 2D, l'intégration de fonctionnalités adaptées au GPR, de sources et de modèles d'antennes. La littérature présente de nombreux exemples de simulations qui ont été réalisées à l'aide de ce logiciel.

En ce sens, la simulation de la détection de mines plastiques à l'aide d'un radar impulsionnel a été réalisée dans [BALSI2010], les impulsions ont été modifiées pour correspondre à la bande 500 à 1500 MHz à l'aide d'un fichier temporel externe (excitation file). Ce fichier décrit l'impulsion issu de la source, ou ayant subi une dispersion après le rayonnement par l'antenne.

Dans [ALVAREZ2017] une modélisation d'une scène 2D est réalisée. Les auteurs indiquent que l'utilisation d'une scène 2D permet un temps de simulation réduit vis-à-vis d'une simulation en 3D, tout en obtenant un résultat très similaire. Pour modéliser le signal impulsionnel émis, un fichier externe est également utilisé pour définir le signal impulsionnel. Enfin un ajout de bruit (gaussien) est fait en post simulation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le logiciel gprMax permet facilement la simulation de scènes 2D. De plus, la prise en compte d'une forme d'onde impulsionnelle réelle est possible, permettant d'intégrer les distorsions induites par les antennes notamment, à l'aide d'un fichier de points externe. Cependant, les simulations effectuées dans la littérature sont très peu axées sur les niveaux de puissance configurés dans le logiciel et l'implémentation complète de l'émetteur et du récepteur du radar n'est pas vraiment réalisée.

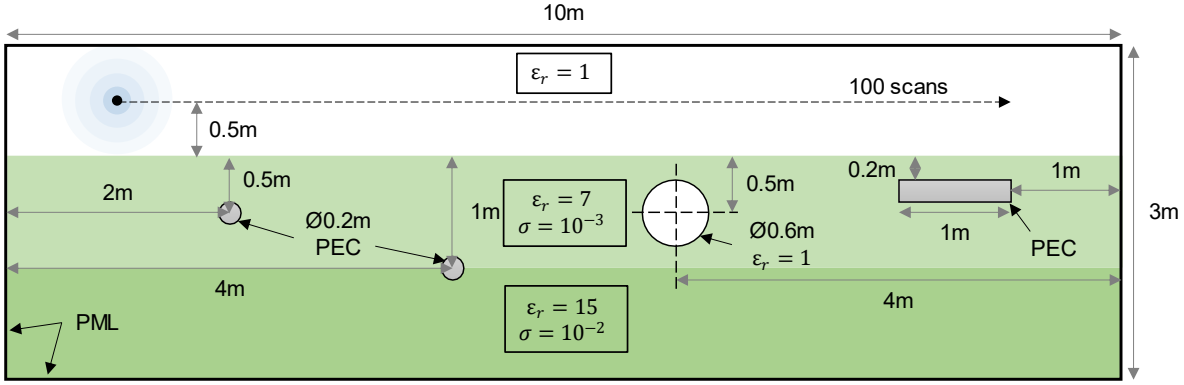
Pour une simulation complète du système, l'idée est de coupler la simulation de l'architecture du radar FMCW, effectuée sous ADS, avec la simulation du canal de propagation effectuée sous gprMax. Dans ce cas, les données issues de gprMax doivent être mises sous la forme d'une fonction de transfert, rendant la simulation du canal indépendante du type de source utilisée.

Le logiciel gprMax étant dépourvu d'interface graphique. Nous avons, dans un premier temps, développé un outil de conception permettant de configurer une scène 2D et d'en exporter automatiquement un fichier de configuration qui sera chargé sous gprMax

2.2.2.3. Chaine de simulation

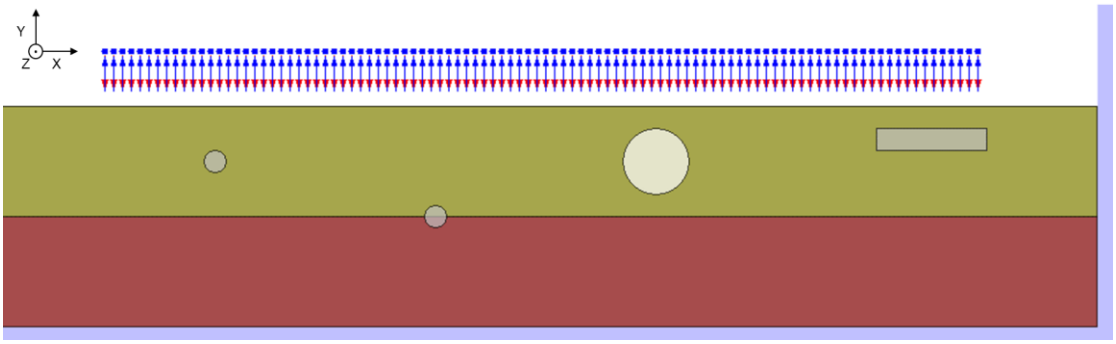
Pour extraire une fonction de transfert des simulations gprMax et rendre possible la cosimulation avec ADS, la première étape est la définition d'un modèle scénario sous gprMax.

A titre d'exemple, la scène proposée est un modèle 2D qui consiste en deux cibles cylindriques (coupes) métalliques PEC (Perfect Electric Conductor), une cible parallélépipède rectangle PEC ainsi qu'une cavité d'air cylindrique plongée dans un matériau sol. Un second type de sol est défini plus profondément afin de réaliser une interface entre deux milieux. Le déplacement du radar est configuré pour effectuer 100 scans sur une distance de 8 mètres (avec un pas de 8 cm). Le détail des paramètres de la scène est donné en figure II.7.



(a)

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(b)

Figure II.7 – Détails de la scène configurée (a), aperçu de la scène configurée à l'aide de l'outil de dessin (b).

Pour cela l'émetteur configuré est un dipôle élémentaire polarisé en Z (soft source). La scène a été dimensionnée comme étant de 10 m (X) par 3 m (Y) par 0.02 m (Z) et est entourée de cellules absorbantes PML (Perfectly Matched Layers). Le signal de source configuré est une impulsion gaussienne de fréquence centrale 1 GHz, ce signal est issu des formes d'onde natives sous gprMax [GPRMAX_INPUT]. Enfin une sonde de réception (RX), servant à observer le champ électrique, est placée à la même position que l'émetteur et les deux sont déplacés le long du sol modélisé pour l'obtention d'un B-SCAN.

Ce modèle est défini en utilisant l'outil de dessin développé. Une fois la simulation effectuée, les 100 réponses (ASCAN), c'est-à-dire les différentes réponses impulsionnelles, sont enregistrées. Ces réponses contiennent la valeur du champ électrique en V/m sur la sonde de réception en fonction du temps. Ces données sont générées par gprMax au format HDF5 (Hierarchical Data Format) et peuvent être facilement chargées avec Matlab notamment.

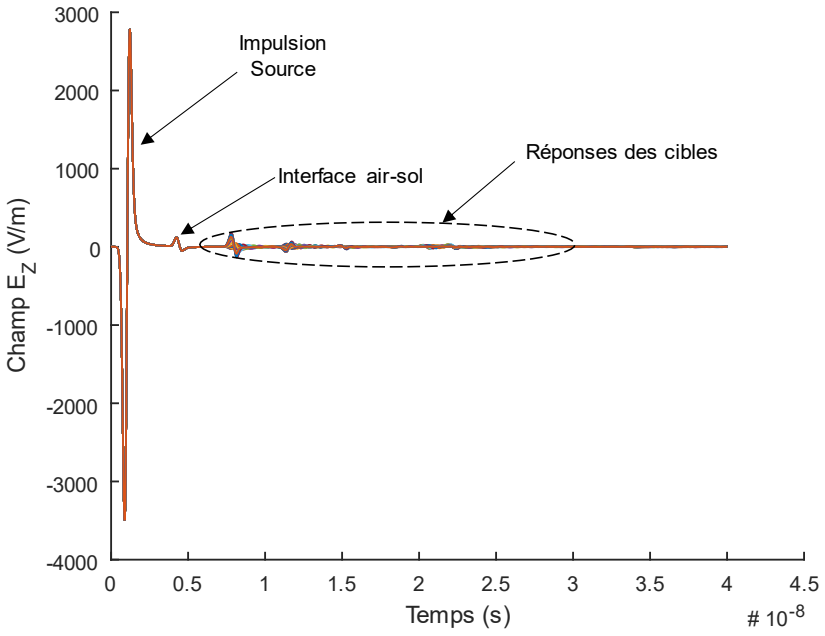


Figure II.8 – Réponse temporelle 1D brute obtenue pour chacune des positions du radar.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les réponses obtenues, tracées en figure II.8, contiennent alors l'impulsion source (le capteur de champ est placé au même niveau que la source) ainsi que les différents échos provenant du sol et des cibles.

Pour éliminer l'impulsion de la source, une simulation de référence doit être réalisée. Cette simulation consiste à obtenir seulement le signal source tout en gardant les mêmes paramètres de configuration du simulateur FDTD (pas de discrétisation de l'espace, pas temporel et fenêtre temporelle). Pour cela, la scène modélisée est configurée comme étant vide (avec les PML). En effet les différents objets ainsi que les deux types de sols ne sont pas placés dans le modèle.

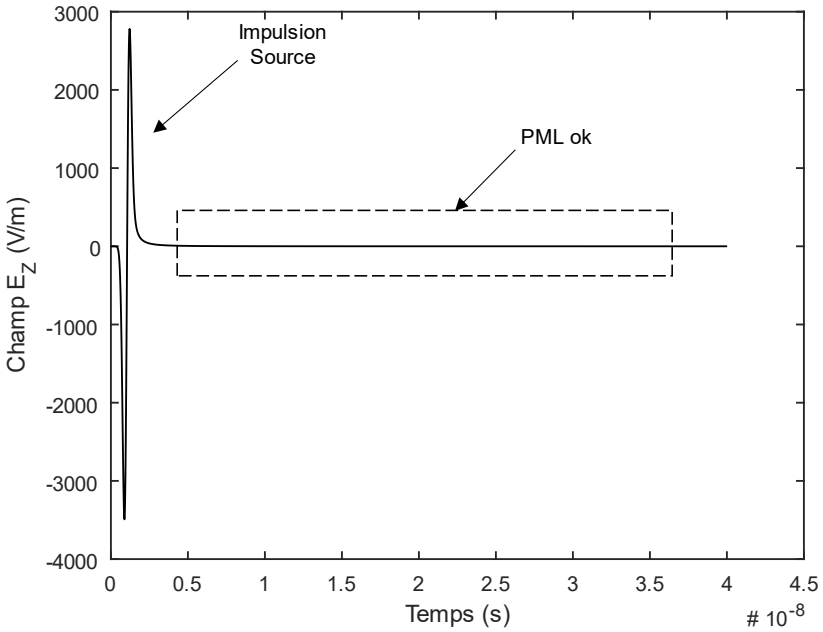


Figure II.9 – Réponse temporelle obtenue pour la scène vide (référence).

Le signal 1D de référence est alors soustrait aux 100 réponses obtenues pour la scène. Cette opération peut être assimilée à une calibration.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

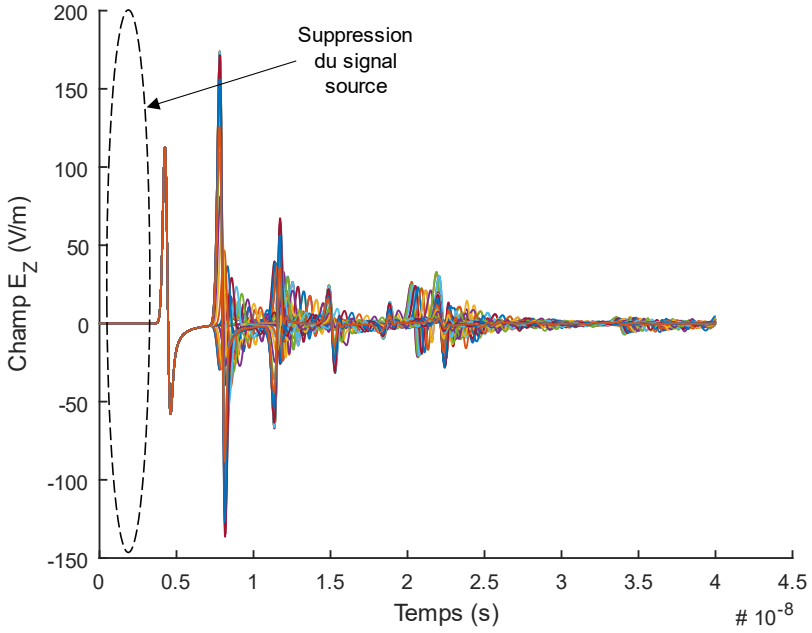


Figure II.10 – Réponses obtenues avec soustraction du signal source.

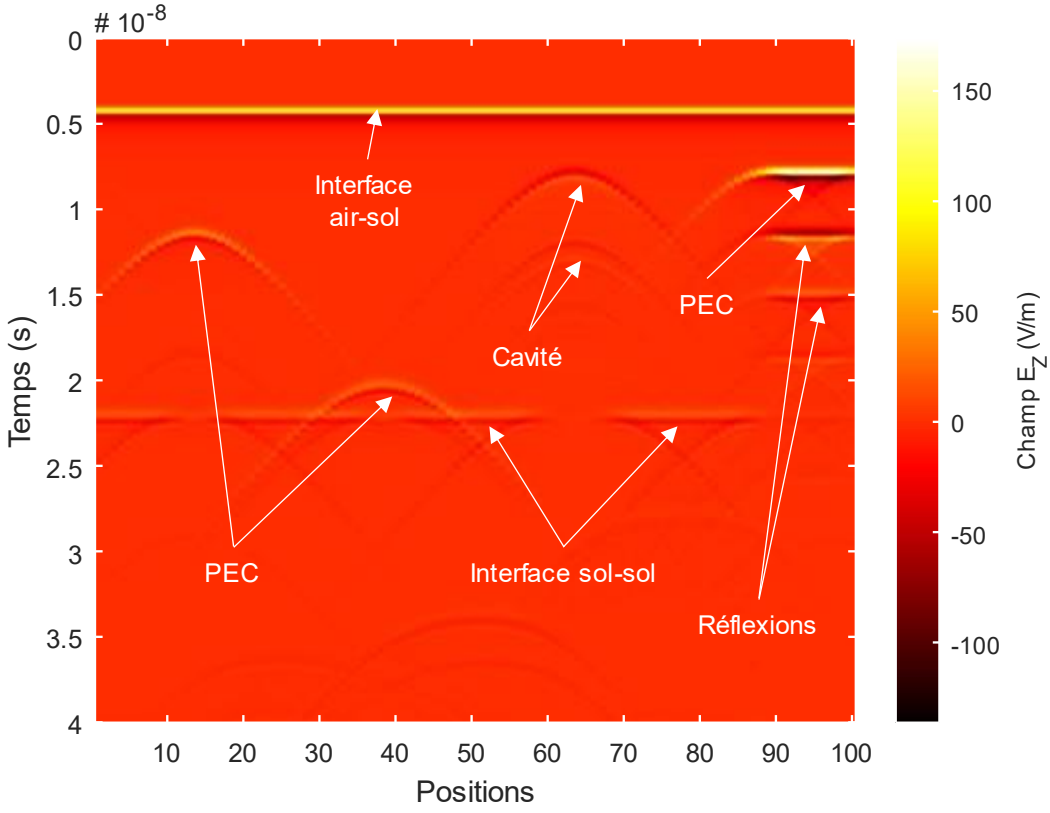


Figure II.11 – Réponse 2D (BSCAN) obtenue avec soustraction du signal source.

Les différentes cibles et la réflexion causée par l'interface entre les deux sols apparaissent clairement sur le BSCAN obtenu.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'étape suivante consiste à extraire une fonction de transfert de cette scène. La fonction de transfert complexe est obtenue à l'aide de l'impulsion source et de la réponse obtenue (calibrée). Pour obtenir une fonction de transfert correcte, il est nécessaire d'effectuer un fenêtrage sur la bande de fréquence d'intérêt, soit la bande de fréquence couverte par l'impulsion. Ce fenêtrage est effectué sur la bande 50 à 3000 MHz. La fonction de transfert fréquentielle F_T complexe est alors calculée par :

$$F_T(f,i) = \frac{S_{OUT}(f,i)}{S_{REF}(f)} \tag{II.21}$$

Avec $S_{OUT}(f,i)$ le spectre complexe fenêtré de la réponse obtenue pour la bande de fréquence 50 à 3000 MHz et pour chacun des scans i. Le terme $S_{REF}(f)$ est le spectre complexe fenêtré du signal d'excitation (référence). Dans cet exemple i s'étend de 1 à 100.

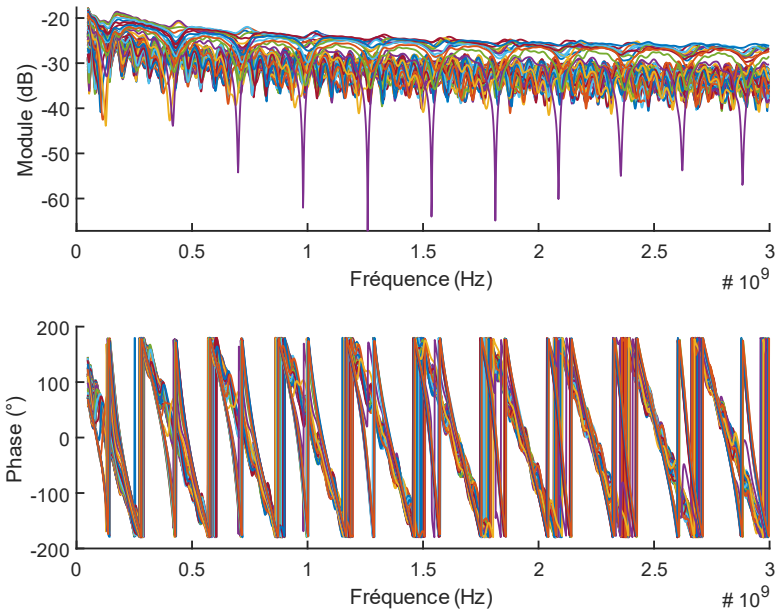


Figure II.12 – Fonctions de transfert obtenues pour chacune des positions.

Pour un interfaçage avec ADS, la fonction de transfert de chacun des scans est mise en forme et exportée dans un format « Touchstone » (.s2p). Une matrice S est générée et seul les paramètres de transmission sont enregistrés et s'écrivent :

$$S_{ij} = \begin{pmatrix} S11 & S12 \\ S21 & S22 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & F_T \\ F_T & 0 \end{pmatrix} \tag{II.22}$$

La fonction de transfert est ajoutée à la simulation sous ADS via un composant quadripôle « S2P » (2-Port S-parameter File), utilisant ainsi les fichiers « Touchstone » externes produits précédemment. Ce composant est placé en tant que canal de propagation. Pour simuler les fréquences de battement pour tous les scans, il est possible de balayer les différents fichiers. s2p sous ADS en utilisant leur nom de fichier (Parameter Sweep). Une fois toutes les simulations réalisées, les signaux de battements obtenus sont alors traités (transformée de Fourier) et fusionnés pour afficher une image B-SCAN (2D).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

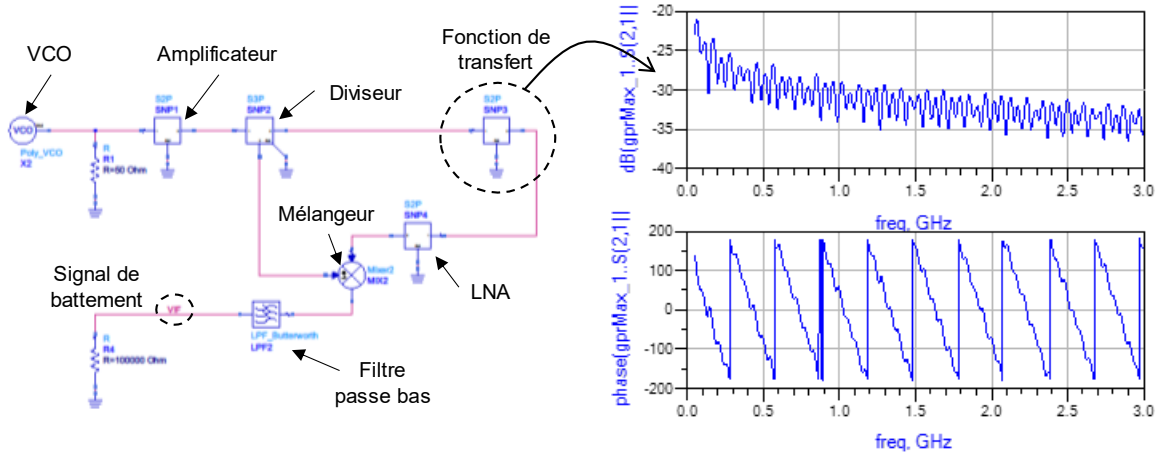


Figure II.13 – Intégration de la fonction de transfert dans la simulation du radar FMCW sous ADS.

Pour valider la méthode, une simulation est réalisée en utilisant les paramètres du radar indiqués ci-dessous :

- Bande de fréquence : 100MHz à 1GHz.
- Durée du Chirp : 0.1 ms.
- Puissance instantanée émise : + 5 dBm.
- Fréquence de coupure du filtre passe bas = 5 MHz

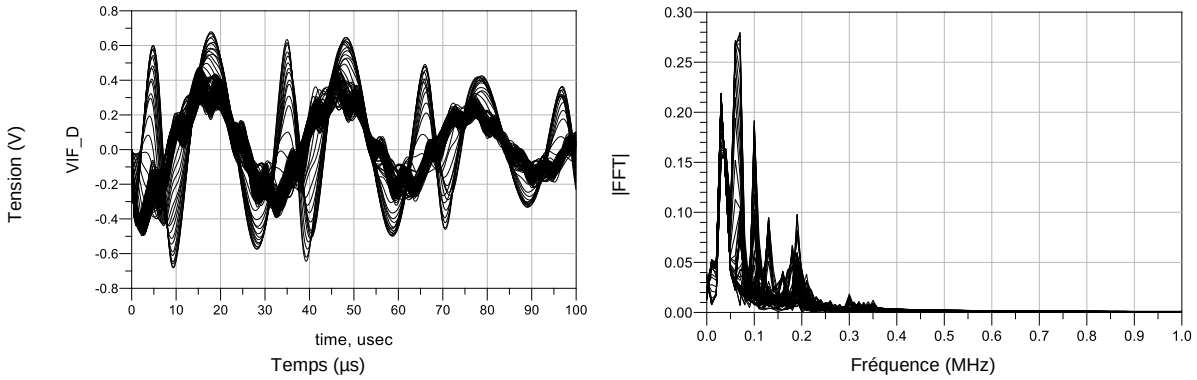


Figure II.14 – Signaux de battement (en volts) (a) et spectres associés (b) obtenus avec la cosimulation entre ADS et gprMax.

Pour valider l'approche proposée, plusieurs simulations ont été réalisées avec des largeurs de bande du radar FMCW différentes. Ces résultats sont donnés en figure II.15.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

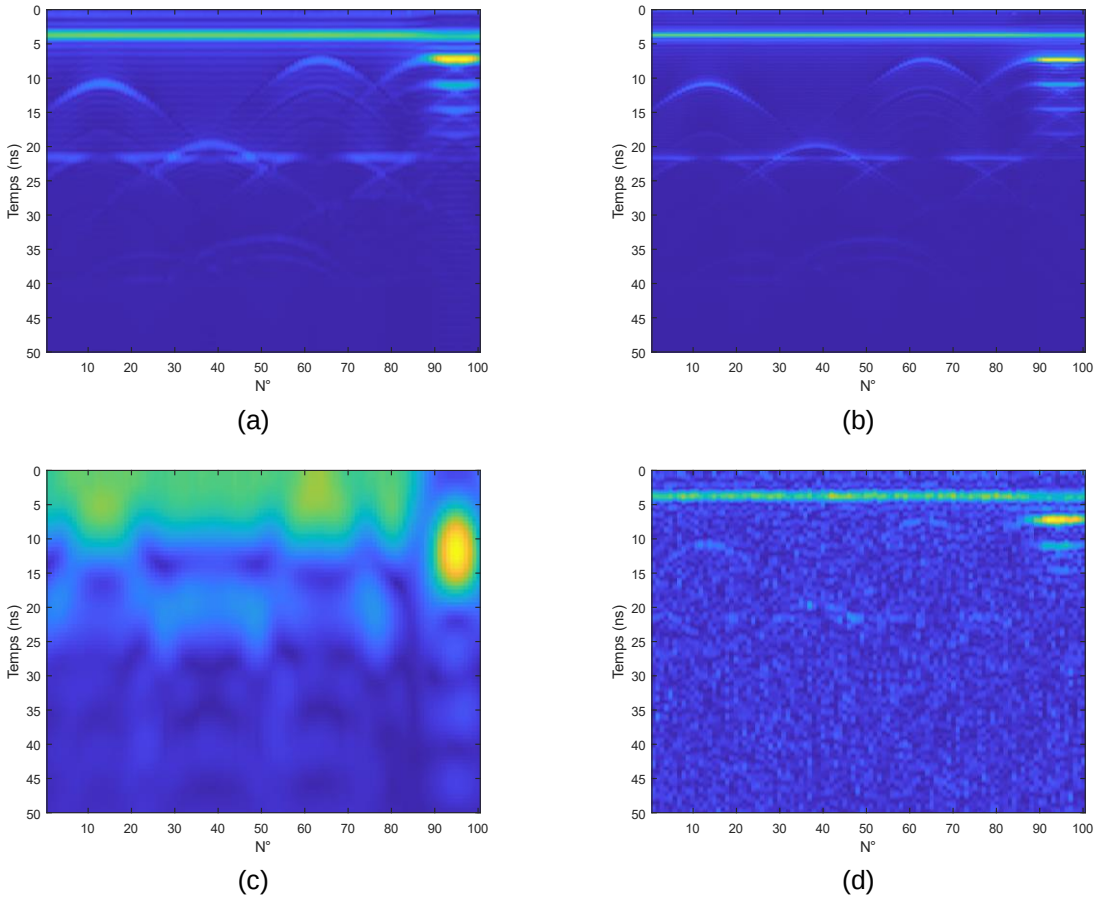


Figure II.15 – Résultats 2D (B-SCAN) des cosimulations ADS/gprMax pour la scène présentée. Bande de fréquence de 100 à 1000 MHz (a), 100 à 2000 MHz (b), 100 à 200 MHz (c) et 100 à 1000 MHz avec un SNR (Signal to Noise Ratio) non idéal (d).

La méthode de simulation proposée permet l'étude de l'architecture, la variation de ses paramètres et composants. L'atténuation, les effets dispersifs et retards dans l'architecture RF sont intégrés aux résultats depuis la simulation du radar sous ADS. L'atténuation, les effets dispersifs et retards provoqués par le canal de propagation sont, eux, intégrés aux résultats depuis la fonction transfert. Une illustration du simulateur complet est présentée en figure II.16.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

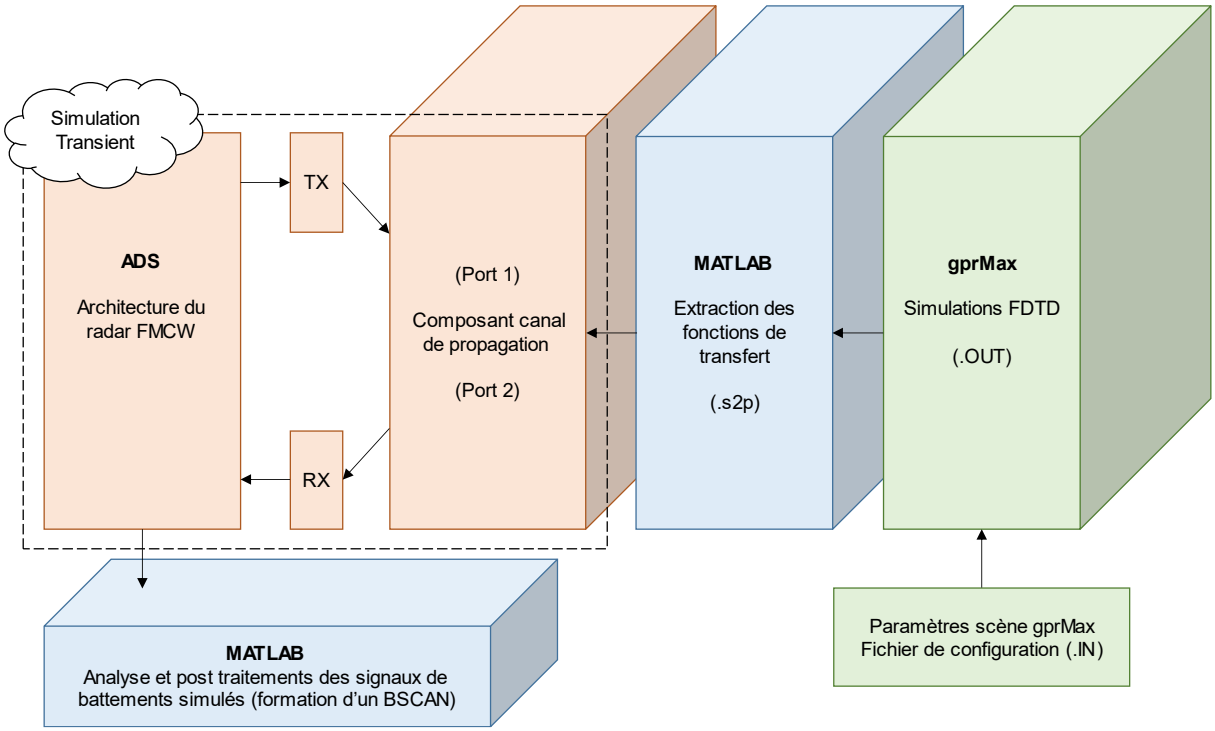


Figure II.16 – Plateforme de simulation développée pour l'étude de l'architecture du GPR embarqué sur drone.

2.2.3. Post traitements et améliorations

Concernant la simulation gprMax, la scène peut être configurée pour contenir plus de mécaniques physiques comme la dispersion (Debye) ou la modélisation du sol par la génération de fractales.

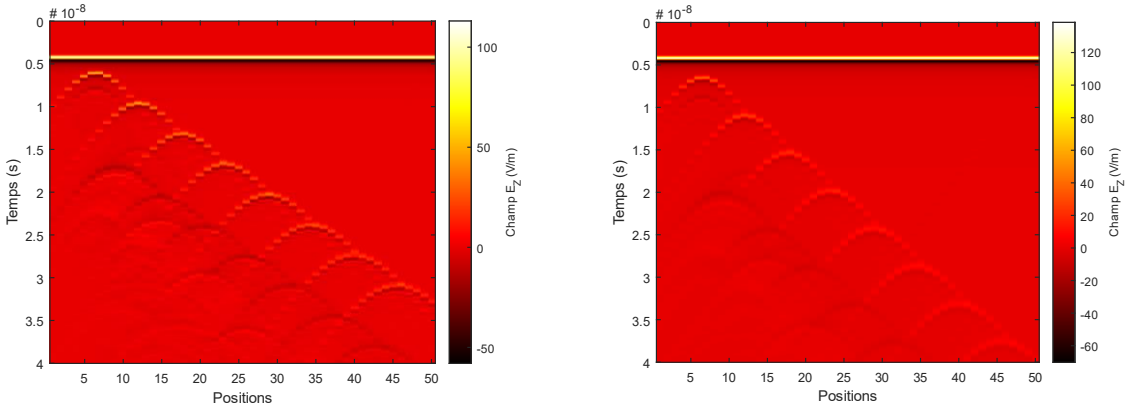


Figure II.17 – Exemple de BSCAN avec huit cibles PEC enfouies dans un sol à une profondeur variable (a) et ajout d'une dispersion à l'aide du modèle de Debye (1 pole) sur gprMax (b).

Pour le traitement des signaux de battement obtenus, un calcul du niveau du bruit (en volts) présent sur le signal de battement est réalisé à partir du facteur de bruit de la chaine de réception et de la largeur de bande d'intégration. Par exemple, ce niveau de bruit peut augmenter si un amplificateur basse fréquence est employé après le mélangeur. Le niveau de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

bruit est ensuite ajouté au signal de battement en post traitement. Le signal obtenu est également rééchantillonné en fonction de la fréquence d'échantillonnage choisie et quantifié en fonction du nombre de bits du convertisseur analogique-numérique. Le signal quantifié est obtenu à l'aide de l'expression suivante :

$$V_Q(t) = arrondi\left(\frac{V_{IN}(t)}{V_{LSB}}\right) \cdot V_{LSB} \tag{II.23}$$

Avec V_{IN} le signal à quantifier (en Volts) et la résolution en tension du convertisseur exprimée par :

$$V_{LSB} = \frac{V_{ech}}{2^{N_{bits}} - 1} \tag{II.24}$$

Avec V_{ech} la dynamique pleine échelle de l'ADC (en Volts) et N_{bits} le nombre de bits du convertisseur.

Enfin, les paramètres d'adaptation des antennes (S11) peuvent être ajoutés sur la simulation ADS ou simplement provenir de la fonction de transfert si les antennes sont modélisées en 3D sous gprMax. Les différents effets d'isolation ou de couplage (mélangeur) seront directement simulés sur l'architecture sous ADS.

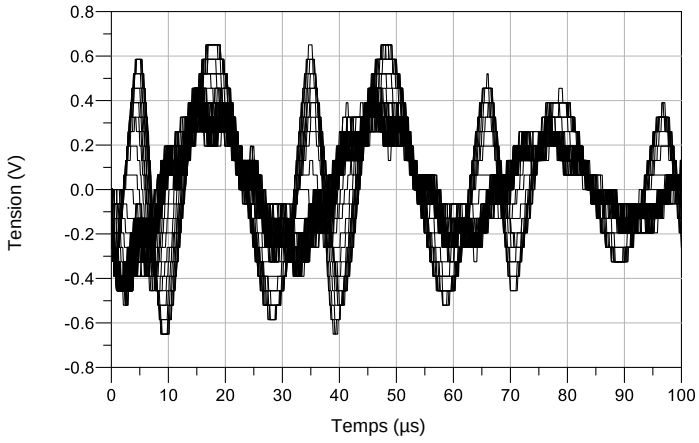


Figure II.18 – Exemple de quantification des signaux de battement avec un convertisseur 6-bit ayant une pleine échelle de 4V directement implémenté sous ADS.

La plateforme de simulation développée permet une simulation de l'architecture du radar de la génération de l'onde, jusqu'au traitement des imageries. Cependant, les simulations présentées ont été réalisées via un modèle 2D de la scène pour un premier dimensionnement et les antennes n'ont pas été modélisées. Pour une simulation plus rigoureuse, l'implémentation de modèles d'antenne peut être réalisée avec une simulation 3D.

Finalement, pour une même scène (canal de propagation), l'impact de l'architecture, des composants et les paramètres du radar sont alors intégrés dans la plateforme de simulation et une comparaison des performances peut être effectuée pour le développement du radar.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2.3. L'utilisation d'une seule antenne en émission et en réception

2.3.1. Solutions d'aiguillage des signaux émission/réception

L'utilisation d'une seule antenne pour l'émission et la réception est une solution intéressante pour réduire l'encombrement et le poids du système antennaire embarqué. Par exemple, pour un même encombrement antennaire, des fréquences plus basses pourrons être utilisées, pour une meilleure pénétration dans les sols.

Pour utiliser une seule antenne sur un radar FMCW, il est nécessaire d'utiliser un dispositif d'aiguillage permettant la séparation de la chaine d'émission et de réception. Pour cela, plusieurs techniques sont possibles et ont été largement étudiées dans la littérature.

Une solution évidente concerne l'utilisation d'un circulateur à ferrite. Le circulateur est alors placé avant l'antenne et permet d'aiguiller les signaux FMCW d'émission vers l'antenne et les signaux reçus de l'antenne vers le récepteur. Cependant, la gamme de fréquence des circulateurs à ferrites est limitée à une octave et ces composants large bande possèdent généralement une isolation assez faible (< 20 dB), rendant cette solution difficile à mettre en œuvre pour un système GPR. Un étage de correction vectoriel peut être employé pour atténuer le signal issu de l'isolation [YUEHONG2016], mais cela complexifie fortement l'architecture du radar et son implémentation est d'autant plus difficile pour un système ULB.

Une autre solution concerne l'utilisation de commutateurs RF. Les commutateurs sont capables d'aiguiller les signaux de la chaine d'émission et de réception vers une seule antenne. Suivant le modèle de commutateurs employé, cette solution est capable de fournir une meilleure isolation qu'un circulateur à ferrite et surtout une plus large bande de fréquence de fonctionnement. Elle nécessite toutefois une étude et un dimensionnement. La piste de la commutation RF a été explorée pour le développement d'un radar FMCW avec une seule antenne.

2.3.2. Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave (FMICW)

2.3.2.1. Principe du FMICW

La technique de commutation FMICW (Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave), ou également appelée GFMCW (Gated), consiste à alterner temps d'émission du signal et temps de réception [KHAN1991]. Généralement, l'utilisation de ces séquences de coupure sur les signaux FMCW est réalisée à l'aide de commutateurs RF et peut être utilisée pour plusieurs raisons [MCGREGOR1994] [HAMRAN2008] [FIORANELLI2014] :

- La diminution du couplage entre antennes, pouvant causer une limitation en dynamique.
- L'utilisation d'une seule antenne au lieu de deux.
- La suppression des échos de l'interface air-sol ou air-mur, pour améliorer l'imagerie et la sensibilité du système en générant une zone aveugle.

Dans le cadre du système GPR sur drone, la technique FMICW peut être avantageuse pour l'utilisation d'une seule antenne et l'élimination de l'écho provenant de l'interface air-sol. En revanche, cette technique peut générer des ambigüités, des zones aveugles et une puissance moyenne émise réduite.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

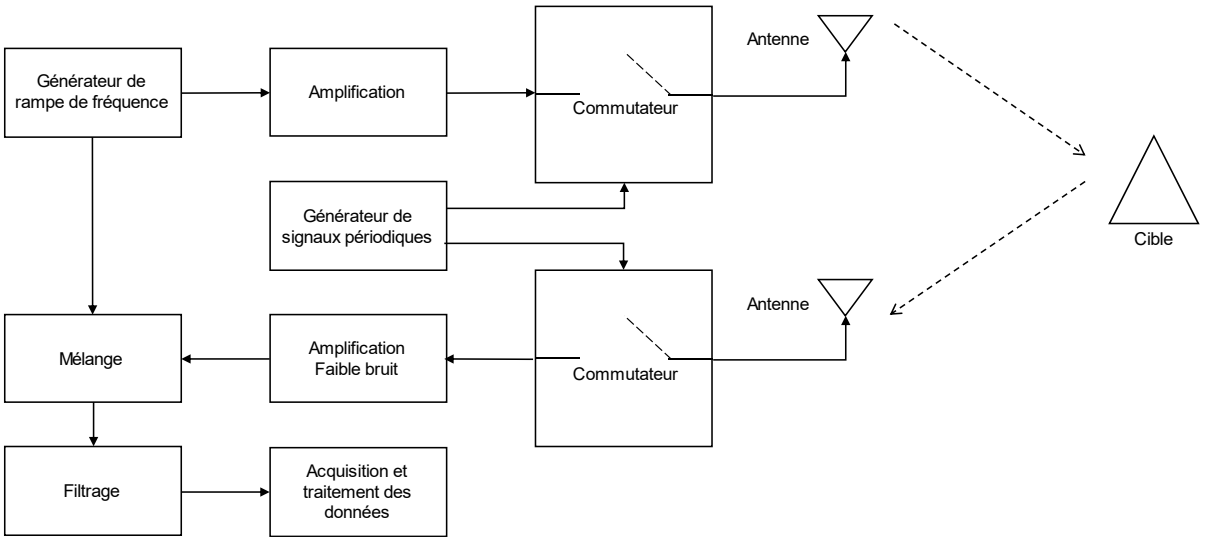


Figure II.19 – Exemple d'architecture FMICW.

Les « séquences » ou temps d'émission et de temps réception ont pour effet de générer un profil de puissance moyenne reçue variant en fonction de la distance. Le niveau de réception d'un écho dépend alors de sa distance et du format de séquence employé. La forme du profil de puissance est définie par un produit de convolution entre la séquence d'émission et de réception :

$$L(\tau) = (e * r)(\tau) = \frac{1}{T_E}\int_0^{T_E} e(t) \cdot r(\tau - t)dt \qquad \text{(II.25)}$$

Avec T_E la période de la séquence, $e(t)$ et $r(t)$ les séquences d'émission et de réception du signal (1 ou 0). Le fait de ne jamais recevoir au même instant que l'émission du signal permet d'atténuer les échos proches, dans les premiers instants, comme cela peut être le cas du couplage entre antennes.

La forme du profil dépend exclusivement de la forme des séquences d'émission et de réception. En fonction de la fréquence de la séquence de coupure employée et de sa forme temporelle, le profil va générer une « enveloppe » ou un filtrage qui va impacter l'amplitude de certaines fréquences qui composent le signal de battement.

Le profil le plus simple consiste à utiliser un même temps d'émission et de réception. Le rapport cyclique de cette séquence est de 50%. La convolution entre le temps d'émission et de réception génère un profil de forme triangulaire comme illustré sur la figure II.20.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

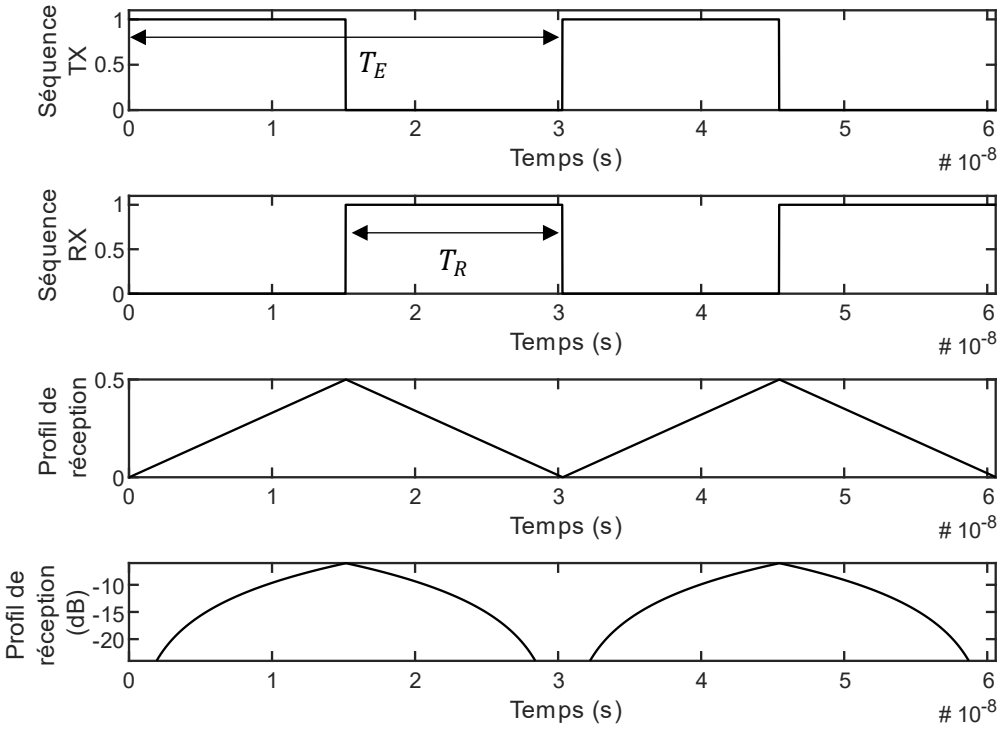


Figure II.20 – Profil obtenu pour une séquence de 50% de rapport cyclique.

La distance où il est possible de recevoir un maximum de puissance est définie par :

$$R_{max} = \frac{c}{4f_s}\ (m) \tag{II.26}$$

Avec c la vitesse de la lumière et f_s la fréquence de commutation ($\frac{1}{T_E}$). Au niveau du spectre IF, la puissance du signal dont la fréquence correspond à une distance R_{max} est définie par :

$$L_{R_{max}} = 20 \cdot \log_{10}\left(\frac{T_E}{T_R}\right) = -6dB \tag{II.27}$$

Cette atténuation est directement liée au signal d'émission réduit d'un facteur deux (nous n'émettons que la moitié du temps). Ce profil à l'avantage d'être simple à mettre en œuvre mais le désavantage de générer des atténuations de part et d'autre de la zone de détection où la puissance est maximum. Il est donc difficile de détecter correctement les cibles.

Si le temps de réception est réduit, la convolution entre le temps d'émission et de réception génère un profil de forme triangulaire présentant une zone uniforme (plateau) comme illustré sur la figure II.21.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

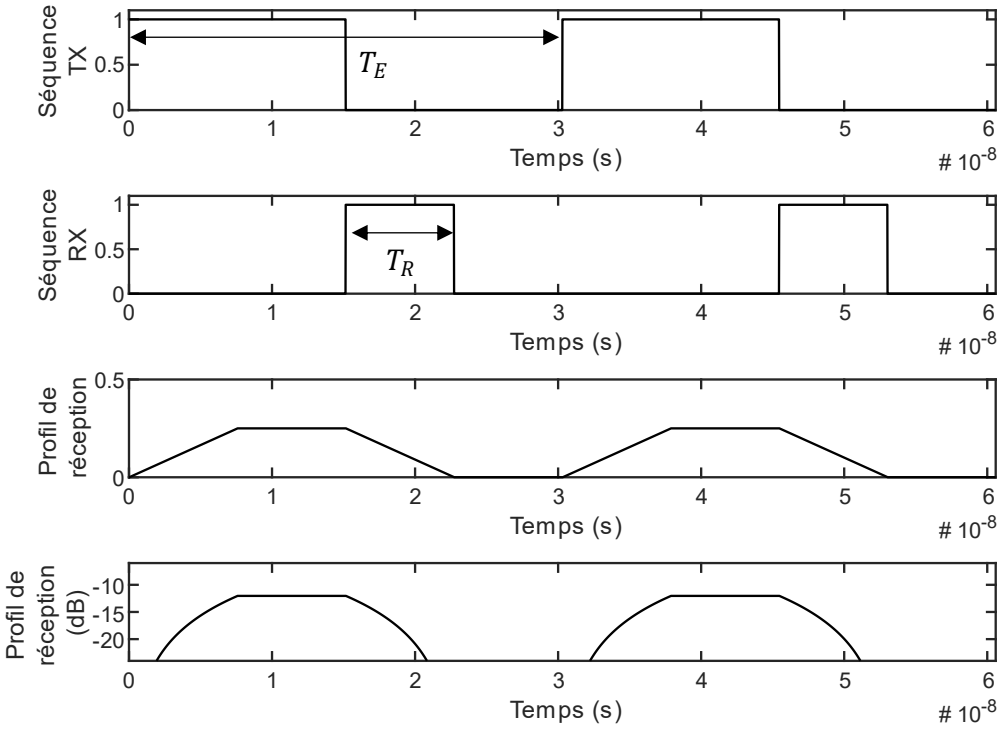


Figure II.21 – Profil obtenu pour une séquence de réception de 25% de rapport cyclique.

Les signaux de battement obtenu, seront atténuées d'un facteur $\frac{T_E}{T_R}$ sur une fenêtre temporelle de durée $T_R - T_E$ (plateau). Contrairement à la séquence carrée de 50% de rapport cyclique, il est ainsi possible d'obtenir un profil de puissance uniforme sur une partie de la portée du radar. En contrepartie, le temps d'écoute est plus court et le signal de battement obtenu est plus faible.

De plus, en effectuant un décalage de la fenêtre de réception, la convolution entre le temps d'émission et de réception génère alors un profil de forme triangulaire présentant une zone aveugle comme illustré sur la figure II.22.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

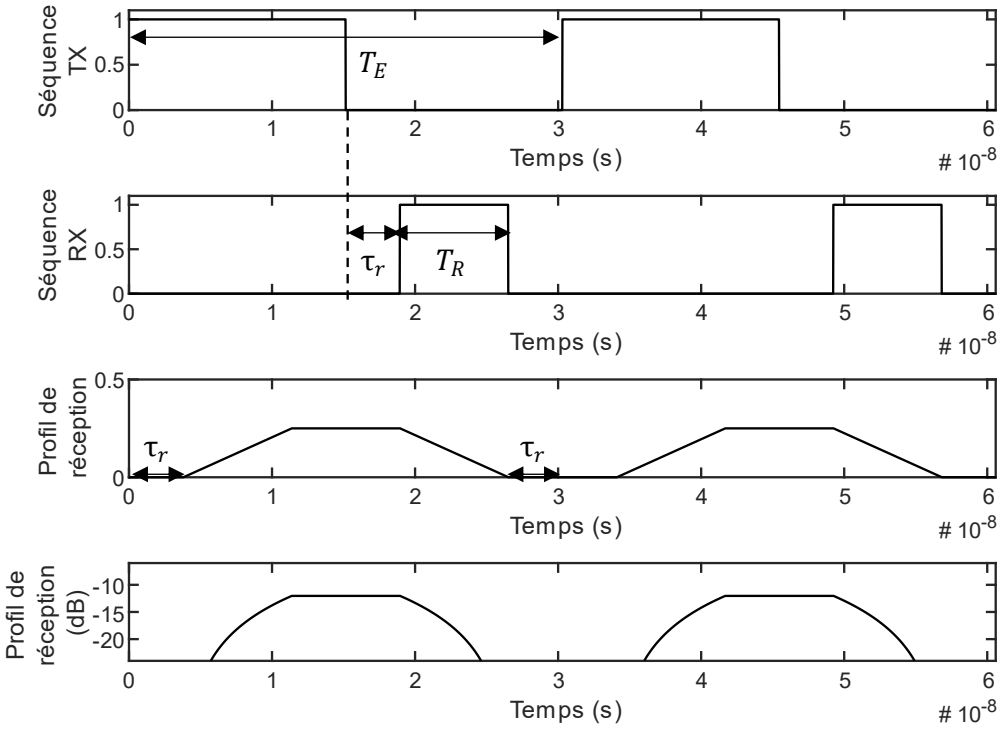


Figure II.22 – Profil obtenu pour une séquences de 25% de rapport cyclique et ayant un décalage temporel τ_r.

Dans cette configuration la fenêtre de réception est décalée dans le temps d'un délai τ_r. Avec ce type de séquence, dont le rapport cyclique en réception est alors inférieur à 50%, il est ainsi possible d'obtenir un profil de réception ne commençant qu'à une certaine distance de la portée du radar. Cela peut notamment servir à éliminer les cibles proches ou le couplage entre antennes, à supprimer l'écho d'un mur ou à créer une zone aveugle quelconque.

L'utilisation des séquences pseudo-aléatoires (Pseudo Noise, PN) de type « M-seq » ou « Maximum length sequence » comme signaux FMICW [IVANOV2018] est également possible. Les temps d'émission et de réception sont alors complémentaires entre eux. La période de la séquence doit alors être la même que pour une séquence 1 bit, ce qui implique une commutation des switchs plus rapide. En effet, pour une même période, plusieurs commutations doivent être effectuées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

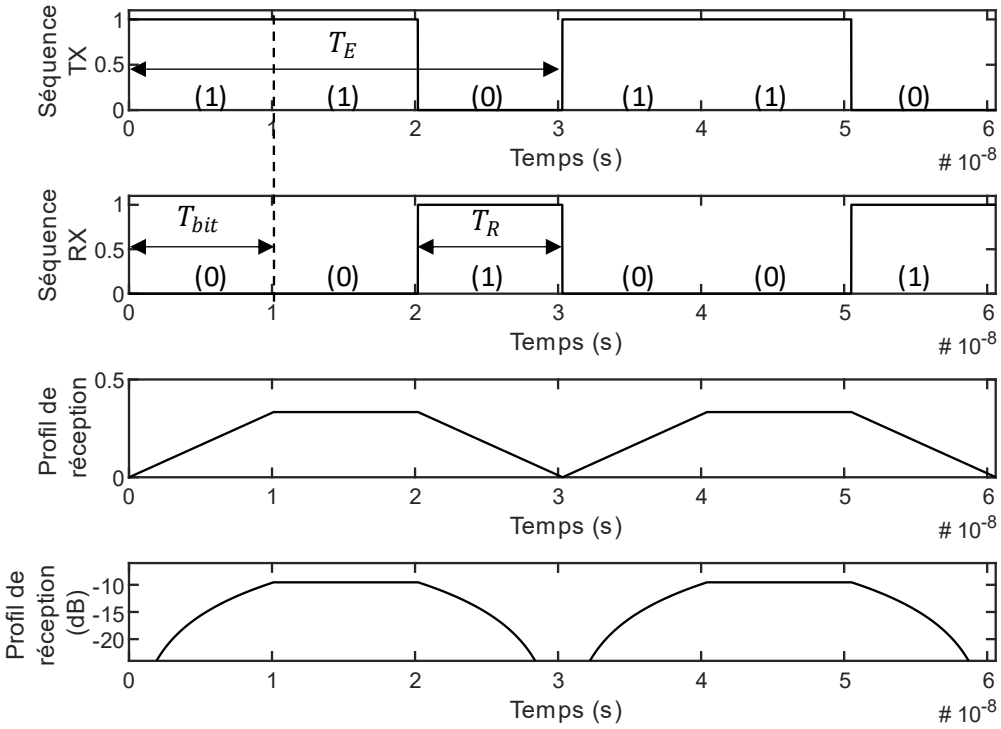


Figure II.23 – Profil obtenu pour une séquences pseudo aléatoire de longueur 3 bits (code : 110).

L'avantage des séquences PN est que l'atténuation du profil est moindre vis-à-vis d'une séquence carrée à rapport cyclique variable pour laquelle la largeur du plateau serait égale. De plus, l'atténuation de ces séquences tend vers -6dB pour une séquence binaire très longue (rapport entre le temps d'écoute total T_R et la période T_E). La difficulté de l'utilisation de ces séquences, outre la génération du signal de commande, est la rapidité de commutation nécessaire des switchs. En effet, plusieurs états d'une durée T_{bit} sont nécessaires durant une seule période T_E.

D'une manière générale, la fréquence de commutation est liée à la distance d'observation souhaitée :

$$f_{sw} = \frac{c}{4R_{max}} \ (Hz) \tag{II.28}$$

Avec R_{max} la distance d'observation maximum souhaitée (en mètre). Cependant, le dimensionnement de la séquence de commutation, est aussi lié à la fréquence du signal de battement maximum ou à défaut la vitesse d'échantillonnage du convertisseur analogique numérique. Pour éviter un repliement de spectre causé par la fréquence de commutation basse, la condition suivante doit être respectée :

$$f_{sw} > 2 \cdot f_{b_{max}} \tag{II.29}$$

Avec f_{sw} la fréquence de commutation et fb_{max} la fréquence maximum du signal de battement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cette condition est essentielle pour éviter le repliement du spectre dans la plage de fréquence du signal de battement. Enfin, dans l'architecture du radar FMCW, ces fréquences de commutation doivent être éliminées à l'aide du filtre passe bas, utilisé en sortie du mélangeur.

Dans le but de valider, d'une part l'approche théorique et d'autre part l'intégration de la technique FMICW sur la plateforme de simulation, le système de commutation a été intégré dans la simulation ADS.

La bande de fréquence du radar FMCW simulé est de 100 MHz à 1 GHz. Les performances des switchs, en termes de rapidité de commutation, n'ont pas été limités (0 ns) dans un premier temps. Les pertes des switchs ont également été négligées dans ces premiers tests. Cependant les paramètres de réception tels que la pleine échelle du convertisseur analogique numérique et le bruit thermique ont été pris en compte pour effectuer une comparaison de la performance de ces séquences théoriques. Une scène gprMax consistant en huit cibles métalliques (PEC) plongées dans un sol avec des profondeurs différentes a été simulée. Le sol a une permittivité relative de 7 et une conductivité de 0.001 S/m. L'implémentation des commutateurs sous ADS est représentée en figure II.24

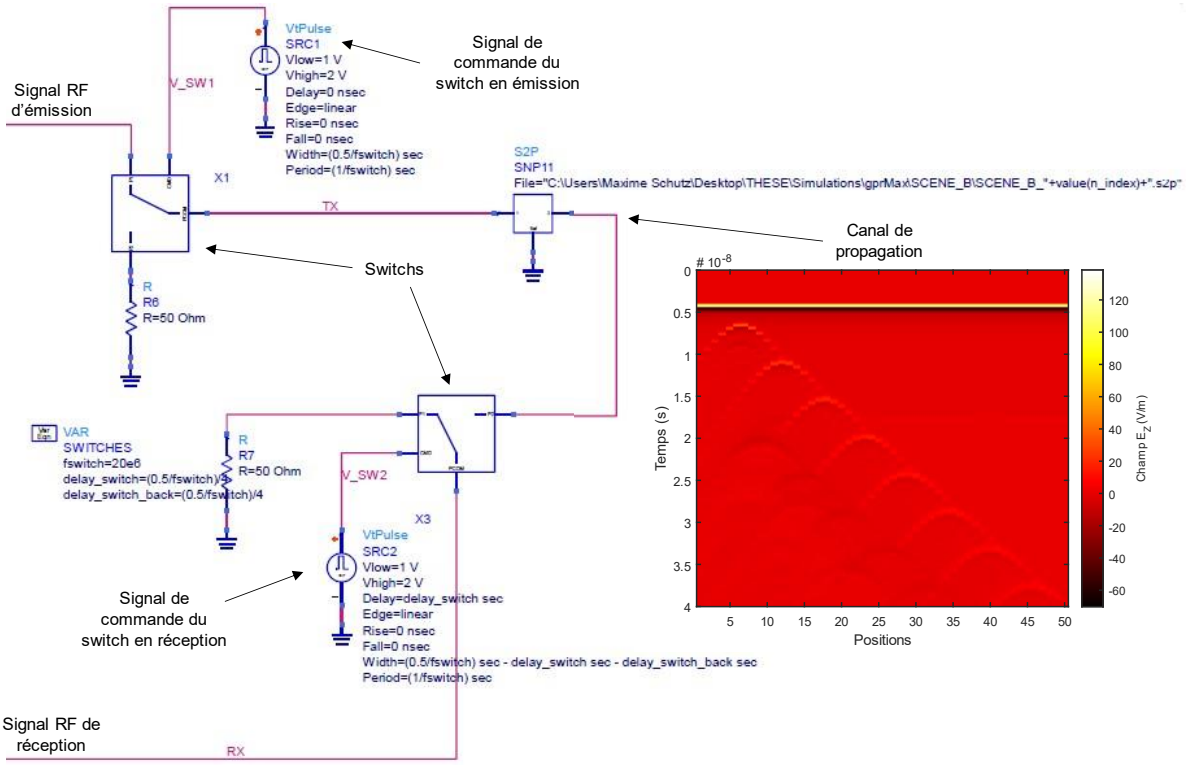


Figure II.24 – Radar FMICW implémenté sous ADS.

Un premier essai est réalisé pour une séquence de fréquence 20 MHz avec un rapport cyclique de 50%. Ce qui correspond à un emplacement de la réception maximum pour un délai de 2.5 ns et une atténuation théorique de -6 dB. Les résultats de simulations sont représentés en figure II.25 et II.26.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

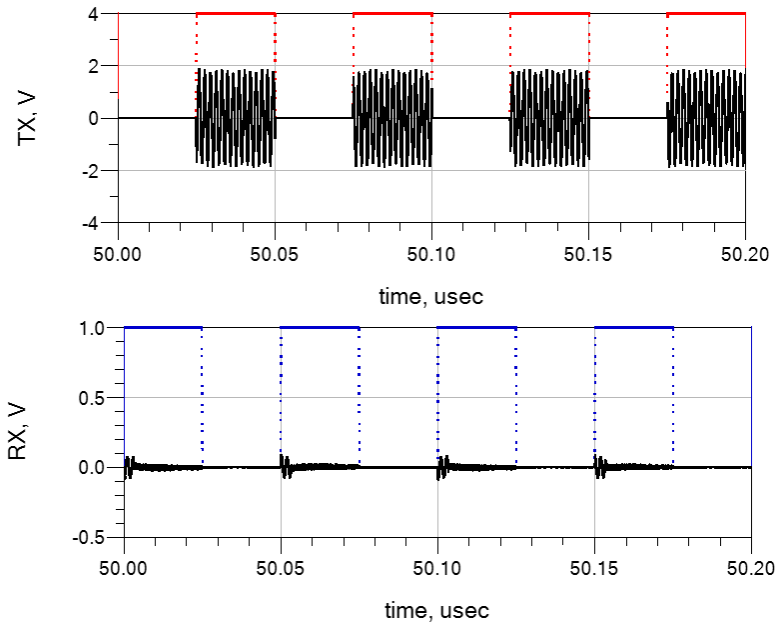
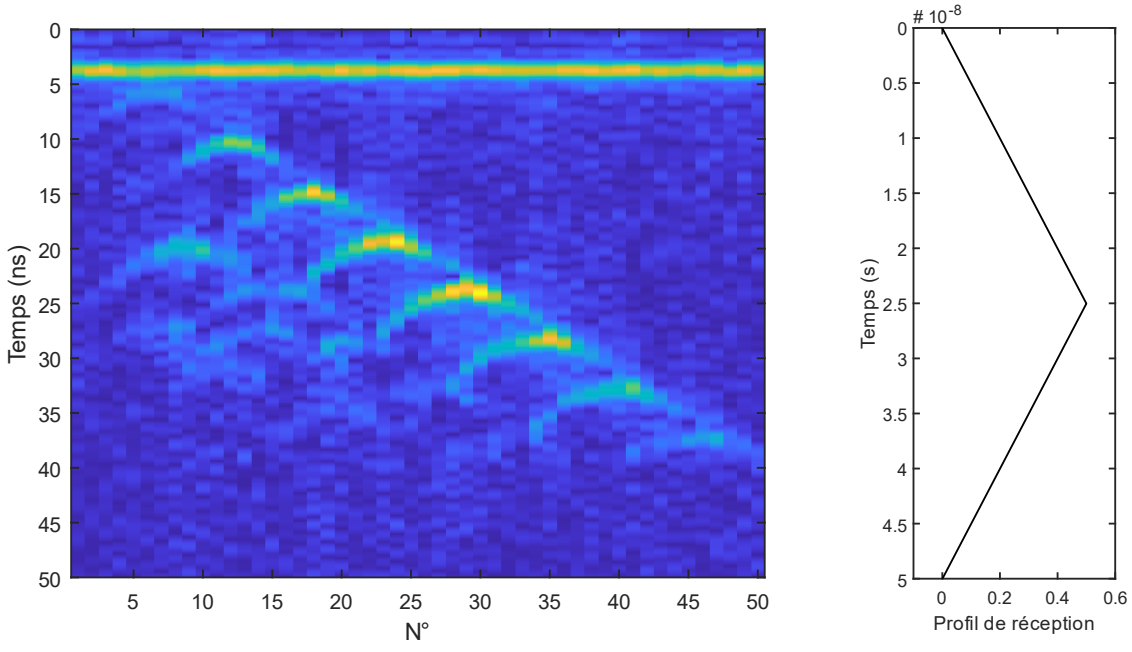


Figure II.25 – Zoom sur les signaux RF émis (TX) et reçus (RX) FMICW pour une séquence de 50% de rapport cyclique et une fréquence de commutation de 20 MHz.



(a) (b)

Figure II.26 – BSCAN obtenu pour une séquence de 50% de rapport cyclique et une fréquence de commutation de 20 MHz (a). Projection du profil de réception sur chacun des ASCAN (b).

Chacune des réponses obtenues est atténuée par le profil. Dans cet exemple, un maximum de détection est visible à 25 ns. En comparaison avec les niveaux visibles sur la figure II.24, l'écho causé par l'interface air-sol est fortement atténué et les cibles situées aux alentours de 25 ns ont une amplitude plus élevée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En réduisant la fenêtre temporelle de réception et en ajoutant un décalage temporel, il est possible d'obtenir une zone aveugle en début de portée. Pour cela, une séquence de 25% de rapport cyclique, un décalage sur la fenêtre de réception de 3 ns et une fréquence de commutation de 40 MHz sont configurés. Les résultats de simulations sont représentés en figure II.27 et II.28.

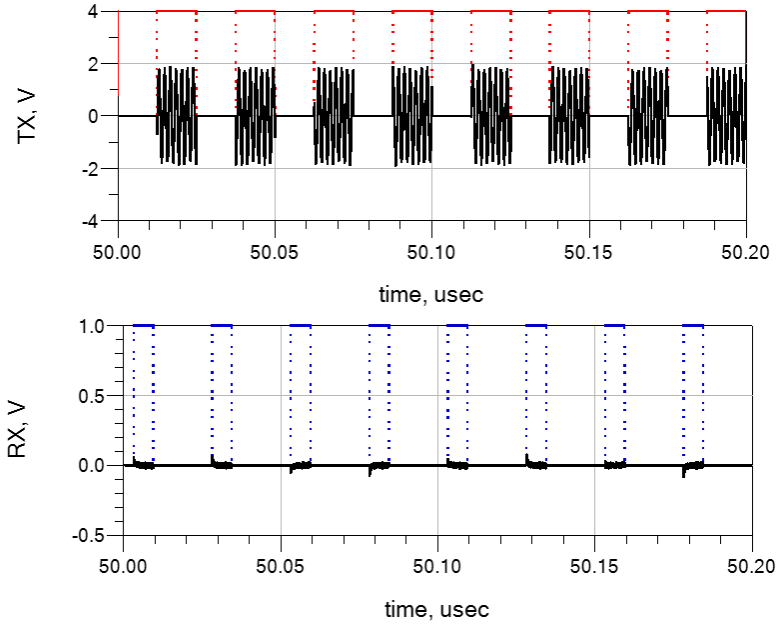
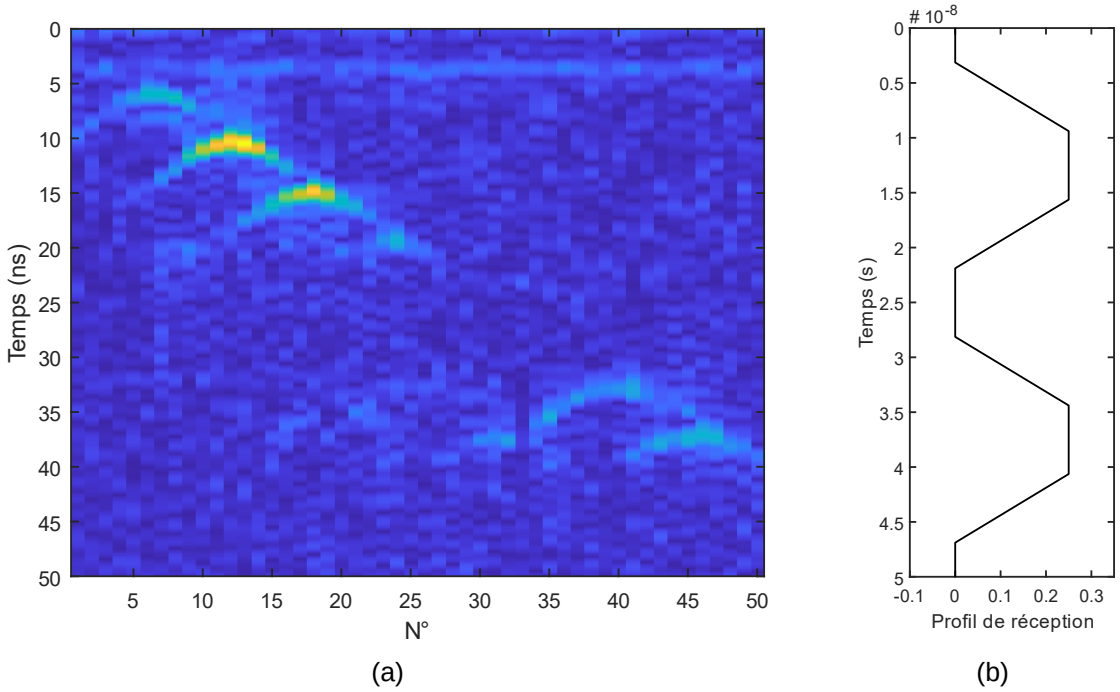


Figure II.27 – Zoom sur les signaux RF émis (TX) et reçus (RX) FMICW pour une séquence de 25% de rapport cyclique en réception, un décalage sur la fenêtre de réception de 3 ns et une fréquence de commutation de 40 MHz.



Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure II.28 – BSCAN obtenu pour une séquence de 25% de rapport cyclique en réception, un décalage sur la fenêtre de réception de 3 ns et une fréquence de commutation de 40 MHz (a). Projection du profil de réception sur chacun des ASCAN (b).

Pour cette configuration, l'écho de l'interface air-sol est quasiment supprimé car il se situe juste après la fin de la zone aveugle de 3ns. En addition, le temps de réception étant réduit, un niveau de détection uniforme est généré dans la plage de 9.3 ns à 15.6 ns.

Pour des séquences ayant un rapport cyclique faible, une meilleure géométrie de profil de réception est obtenue. Cependant le signal de battement est affaibli car le temps d'écoute est plus faible. Le niveau du signal reçu peut alors être amplifié pour compenser cette atténuation. Toutefois, pour les cibles se trouvant dans une zone du profil ascendante ou descendante, même si la valeur moyenne de l'amplitude du signal de battement obtenue est faible, le niveau maximum instantané du signal RF reçu peut provoquer une saturation du mélangeur ou du dispositif d'amplification.

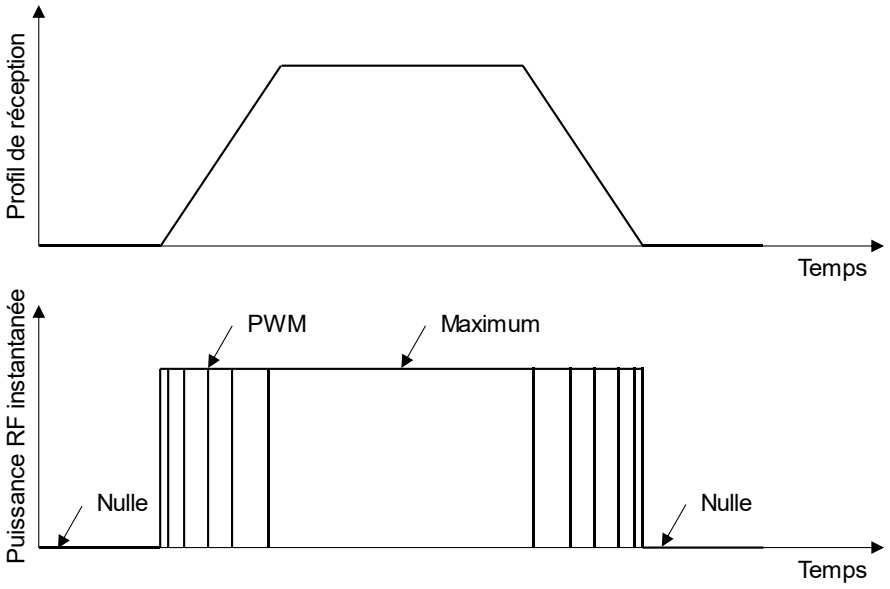


Figure II.29 – Allure théorique du signal RF reçu en fonction de la géométrie du profil.

Cet effet est causé par le niveau RF instantané qui se comporte alors comme un signal ayant un rapport cyclique variable, semblable au signal PWM (Pulse Width Modulation). Seule une zone aveugle, c'est-à-dire une fenêtre de réception réduite et décalée, permet une suppression de cette puissance instantanée.

Un équilibre doit alors être instauré entre la géométrie du profil, la puissance de détection requise et la dynamique du radar.

2.3.2.2. Technique FMICW pour l'utilisation d'une seule antenne

La forme d'onde FMICW est utilisée pour éliminer le couplage entre antenne, ou créer des zones aveugles. L'implémentation de cette technique pour utiliser une seule antenne sur le radar embarqué est intéressante pour le géoradar embarqué sur drone, notamment pour le poids et l'encombrement. Cette section du chapitre est dédiée à l'étude de l'architecture

Licence CC BY-NC-ND 3.0

FMICW pour l'utilisation d'une seule antenne, au choix de la séquence de commutation appropriée et son dimensionnement.

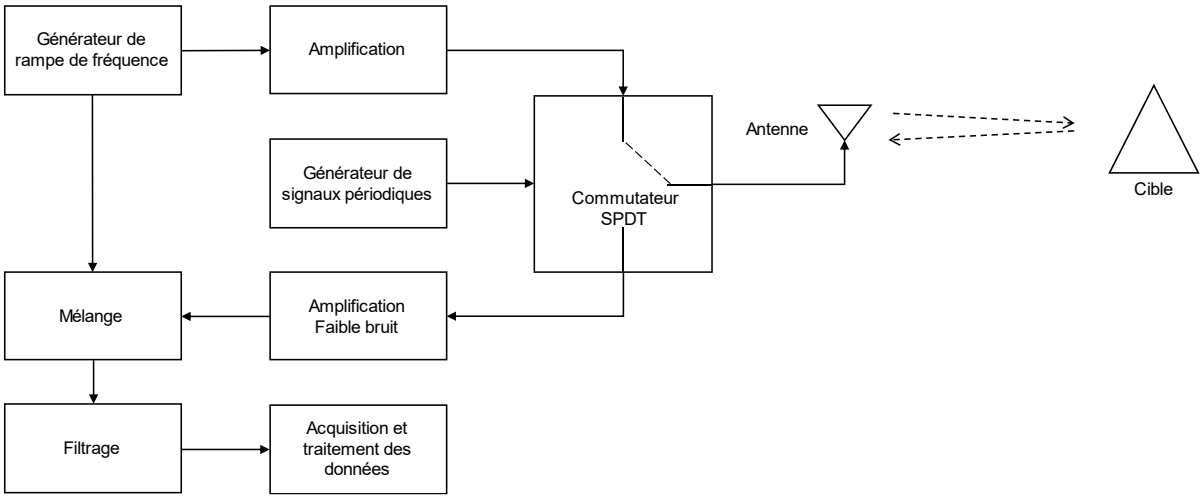


Figure II.30 – Exemple d'architecture FMICW pour l'utilisation d'une seule antenne.

Pour dimensionner la séquence, il est nécessaire de définir les fréquences de commutation maximum et minimum utilisables. La fréquence minimum est limitée par les paramètres du radar, tels que la durée du Chirp ou la plage de fréquence sur laquelle s'étend le signal de battement. En reprenant l'expression de la fréquence du signal de battement :

$$fb_{max} = \frac{2 \cdot B \cdot R_{max}}{T \cdot c} \ (Hz) \tag{II.30}$$

Avec B, la largeur de bande de fréquence du radar (Hz), T la durée du Chirp (secondes) et l'expression de la fréquence de commutation en fonction de la distance cible (dans l'air) :

$$f_s = \frac{c}{4R_{max}} \ (Hz) \tag{II.31}$$

Avec R_{max} la portée maximum du radar (en mètre). Il est possible de dimensionner la portée minimum possible à atteindre, en respectant la condition $f_s > 2 \cdot fb_{max}$ (repliement de spectre) imposée par la technique FMICW. En utilisant les expressions II.30 et II.31 on peut écrire :

$$\frac{c}{4R_{max}} > 2 \cdot \frac{2 \cdot B \cdot R_{max}}{T \cdot c} \tag{II.32}$$

La distance maximum atteignable pour la portée du radar sans repliement de spectre est donc donnée par :

$$\sqrt{\frac{T \cdot c^2}{16 \cdot B}} > R_{max} \tag{II.33}$$

Ainsi la limite de la portée est fixée à :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$R_{max} = \frac{1}{4}\sqrt{\frac{T \cdot c^2}{B}}\ (m) \qquad \text{(II.34)}$$

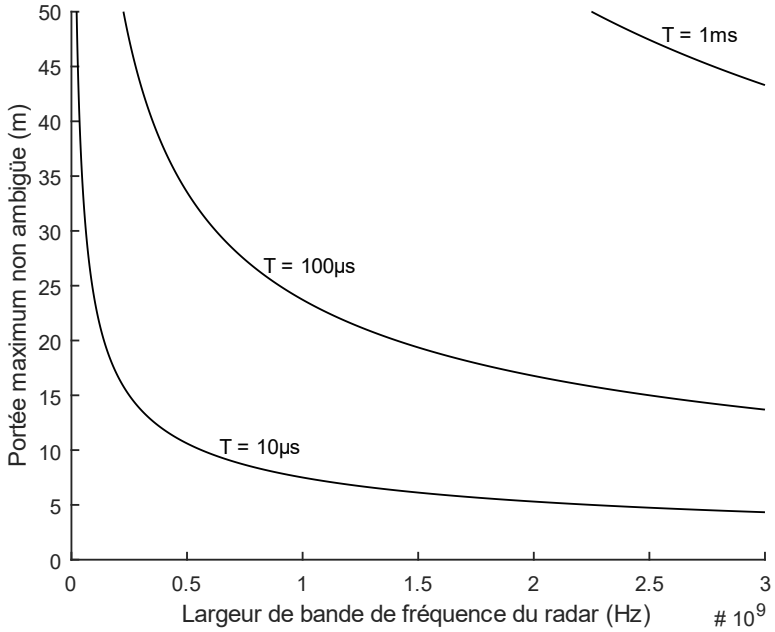


Figure II.31 – Portée maximum non ambigüe dans l'air pour différents paramètres du radar FMCW.

Pour des temps de Chirp courts, la fréquence du signal de battement est élevée et la condition $f_s > 2 \cdot fb_{max}$ n'est donc plus assurée pour des distances courtes (où la fréquence de commutation est basse).

A l'inverse, la fréquence de commutation maximum, fixant la première distance observable, est principalement limitée par les caractéristiques des commutateurs.

Il est difficile d'utiliser la technique FMICW pour un système radar ULB et pour une longue portée. En effet, le repliement du spectre visible pour des fréquences de commutation basses, génère des échos parasites. Cette limitation pourrait survenir pour l'utilisation du FMICW dans un contexte GPR d'auscultation des glaciers, où la distance de sondage peut être d'une centaine de mètres.

Pour dépasser cette limitation, une technique d'échelonnage est proposée dans [GONZALEZ2009]. Comme l'utilisation d'une fréquence de commutation faible génère un repliement de spectre et donc des cibles « fantômes » parasites, Il s'agit alors d'utiliser un signal de coupure ayant un rapport cyclique de 50% et une fréquence de commande des switchs variable. La technique permet alors d'éliminer ces cibles en faisant varier leur fréquence, puisque celle-ci est dépendante de la fréquence de commutation employée. Tandis que la fréquence des cibles parasites change, la fréquence de la cible réelle ne varie pas. Une opération numérique de minimalisation est alors faite sur l'ensemble des réponses obtenues pour éliminer les échos parasites.

Pour un radar GPR utilisé en portée courte (quelques mètres à une dizaine de mètres), l'utilisation d'un signal de coupure de fréquence faible n'est pas nécessaire. Cette technique

Licence CC BY-NC-ND 3.0

d'échelonnage est toutefois facilement réalisable dans le cas où un radar nécessitant l'utilisation d'une seule antenne serait employé pour détecter des cibles sur de grandes distances.

L'utilisation de la technique FMICW en courte portée peut être délicate pour certaines séquences car les fréquences de commutation doivent être alors très élevées (> 50 MHz) pour une distance courte (< 1m). Une synthèse des avantages et inconvénients des différents types de séquences est donnée dans le tableau II.2.

Tableau II.2 – Comparaison des différents types de séquence pour un radar utilisé en courte portée.

Séquence	Allure du profil	Facteur Pertes	Fréquences Switch	Zone aveugle possible	Complexité Génération
Rapport cyclique 50%	☹	☺	☺	☹	☺
Rapport cyclique RX > 25%	😐	😐	😐	😐	😐
Rapport cyclique RX < 25%	☺	☹	☹	😐	😐
RX > 25% avec décalage	😐	😐	😐	☺	☹
RX < 25% avec décalage	☺	☹	☹	☺	☹
Séquence PN (3 bits)	😐	☺	😐	☹	😐
Séquence PN (7 bits)	☺	☺	☹	☹	☹

Cette synthèse s'appuie sur la complexité électronique de la génération des séquences ainsi que les spécifications techniques des commutateurs employés. Concernant le choix des commutateurs RF, les différentes caractéristiques importantes pour implémenter cette technique sont :

- La bande de fréquence de fonctionnement doit être compatible avec les spécifications du RADAR.
- L'isolation doit être grande entre le port d'émission et le port de réception du commutateur. C'est un paramètre majeur car il justifie en grande partie le système FMICW.
- La vitesse de commutation doit être suffisamment rapide et les temps de montée et de descente doivent être faibles pour une détection en courte portée.
- La tenue en puissance doit être compatible avec les spécifications du RADAR. De plus, celle-ci est souvent assez limitée pour une commutation à chaud (de l'ordre du Watt ou moins).
- Les parasites générés lors de la commutation (video break-through) doivent êtres faibles ou inexistants. Si le commutateur est utilisé avec une fréquence de commutation élevée ou un front raide, une fuite du signal électrique de commande peut

Licence CC BY-NC-ND 3.0

être couplée sur la liaison RF. Le niveau de ce couplage dépend essentiellement de la technologie du switch.

- La configuration du commutateur, qui peut être SPST (Single Pole Single Throw) ou SPDT (Single Pole Double Throw).
- La nature des ports du commutateur qui peut être « absorptive » ou « réflective ». Le port « absorptif » est chargé sur 50 Ohms dans le cas d'un chemin ouvert. Cela évite les réflexions et les ondes stationnaires. Dans le cas d'un port « réflectif », le circuit n'est pas chargé et reste ouvert électriquement. Cela peut générer des échos parasites dans le système radar.

D'un point de vue du rendement, l'utilisation de séquences pseudo-aléatoires permet une géométrie de profil performante. Une séquence de 7 bits permet notamment l'utilisation du système avec une antenne seule tout en limitant les pertes de puissance. Cependant la rapidité de commutation nécessaire pour une portée courte et la génération des séquences en font une option difficile à implémenter.

A l'inverse, les séquences de forme carrée à 50 % de rapport cyclique sont les plus simples à mettre en œuvre et ont une puissance maximum de réception, mais pour une faible portion de la portée du radar.

Pour faciliter la génération du signal de commutation et respecter les spécifications des commutateurs, la méthode proposée consiste à utiliser une séquence de 50% de rapport cyclique, permettant de maximiser la puissance de réception et d'en faire varier la période pour résoudre le problème des zones de non-détection (forme triangulaire). En faisant varier la position du maximum de détection (profil triangulaire), on procède alors à un balayage de la portée.

La séquence de rapport cyclique 50% produit le meilleur profil en termes de puissance reçue. Cependant, la forme triangulaire obtenue n'est pas bien adaptée pour des cibles ayant une position inconnue ou distribuée. L'idée proposée est de réaliser un changement de fréquence de commutation afin de translater le niveau maximum du profil au long de la portée du radar, tout en conservant la condition $f_s > 2 \cdot f_b$.

Pour chacun des scans du radar, une valeur de fréquence est fixée pour la commutation des switchs. Cette fréquence va évoluer pour couvrir toute la portée d'intérêt. Les fréquences de commutation minimum et maximum sont liées à la plage de distance (dans l'air) telles que :

$$f_{s_{min}} = \frac{c}{4 \cdot R_{max}} \ (Hz) \tag{II.35}$$

Et,

$$f_{s_{max}} = \frac{c}{4 \cdot R_{min}} (Hz) \tag{II.36}$$

Avec R_{min} et R_{max} les distances de détections minimum et maximum souhaitées (en mètre). Il est donc possible avec un certain nombre de fréquences, comprises entre ces deux extrêmes, d'obtenir un profil assez stable pour la détection de toutes les cibles. Une fusion entre les données des différents scans doit être réalisée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour réduire le nombre d'acquisitions requis, affectant la rapidité de mesure du radar, il est intéressant de calculer ces fréquences en utilisant la notion de « bande passante » formée par le profil. Cette bande passante correspond au niveau de pertes toléré (en plus des 6 dB théoriques). On en déduit alors les différentes fréquences à utiliser pour construire le profil effectif. Pour cela, on crée une suite de fréquences qui va former le profil idéal, le compromis entre géométrie et nombre de scans. La première étape est le calcul de la première fréquence de commutation, la plus élevée :

$$f_{s1} = \alpha \cdot \frac{c}{4 \cdot R_{min}} \tag{II.37}$$

Avec R_{min} la portée minimum du radar souhaitée et α, le taux de variation, donné par :

$$\alpha = 10^{\left(\frac{-\Delta_{dB}}{20}\right)} \tag{II.38}$$

Où Δ_{dB} correspond au niveau de variation toléré en dB (par exemple 2 dB). A partir de cette fréquence, nous procédons au calcul des suivantes en utilisant la suite :

$$f_{s_{suivant}} = k \cdot f_{s_{précédent}} \tag{II.39}$$

Le ratio entre la fréquence précédente et la suivante s'écrit :

$$k = \frac{\alpha}{2 - \alpha} \tag{II.40}$$

Enfin, si la condition $f_{s_{précédent}} < \frac{c}{4 \cdot R_{max}}$ est obtenue, la suite est terminée.

On peut alors construire une réponse à partir de plusieurs sections de la portée. Grâce à cette méthode, la génération des signaux de commande est simple car les signaux de commande correspondent seulement à une horloge de fréquence définie et de rapport cyclique 50%. Le système de génération est moins complexe que pour une séquence à rapport cyclique variable ou de séquences pseudo-aléatoires. Un exemple de construction est proposé en figure II.32.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

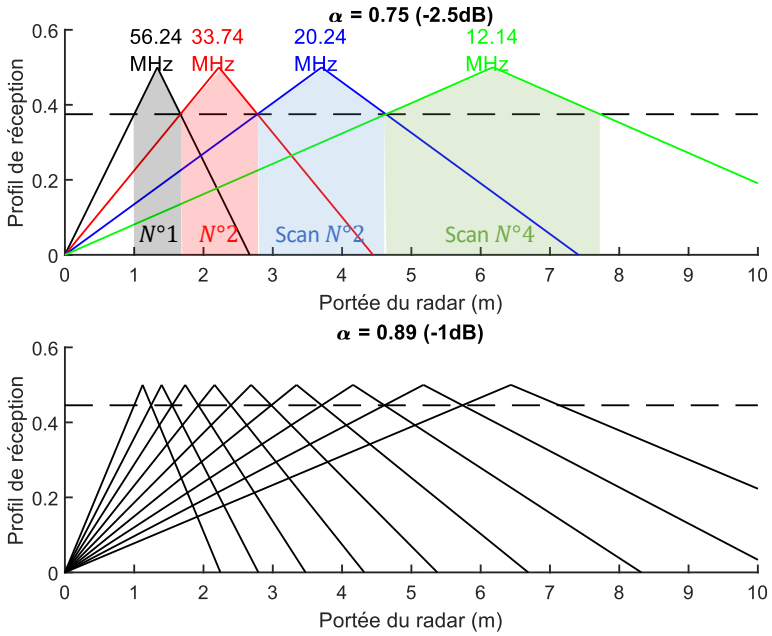


Figure II.32 – Constructions de la portée du radar (dans l'air) entre 1 et 7 mètres en utilisant plusieurs fréquences, pour une variation définie à 2.5 dB (tracé du haut) et définie à 1 dB (tracé du bas).

Une fois les acquisitions effectuées avec le radar, une fusion des différentes réponses pourra être appliquée ainsi qu'un filtrage pour égaliser la variation d'amplitude, liée à la valeur de α configurée.

2.3.2.3. Puissance retournée par l'antenne

La technique FMICW employée pour utiliser une seule antenne souffre d'une problématique analogue à celle du couplage entre antenne pour un système antennaire composé de deux antennes. Il s'agit du niveau de réflexion de la puissance en entrée de l'antenne.

En effet, même si la séquence de rapport cyclique 50% permet une atténuation des échos dans les premiers instants (forme de profil triangulaire), le signal issu du coefficient de réflexion de l'antenne est soumis à un certain délai et demeure présent en réception. Ce délai est lié à la réponse en réflexion de l'antenne, obtenue à l'aide d'une transformée de Fourier inverse (IFFT) du coefficient de réflexion, mais également au trajet entre le commutateur et l'antenne (câble coaxial, connecteur...).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

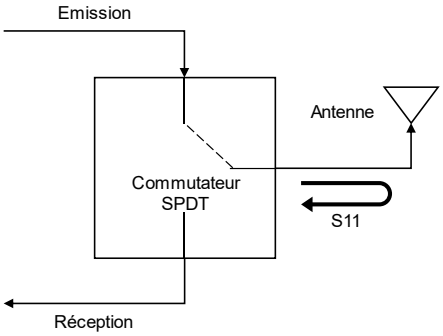


Figure II.33 – Commutation et puissance retournée par l'antenne.

De plus, le coefficient de réflexion d'une antenne large bande peut représenter 10% de la puissance incidente dans la bande de fonctionnement de l'antenne. Ce signal, même s'il est atténué par le profil généré par la commutation, est capable d'éblouir le récepteur ou de limiter la dynamique du radar.

La solution proposée pour supprimer le signal de retour de l'antenne est l'ajout d'une zone aveugle dans les premiers instants permettant de limiter la forte puissance provenant de l'antenne. Pour cela, un second switch est utilisé. Le signal de commande est alors synchronisé et décalé dans le temps avec celui du premier switch.

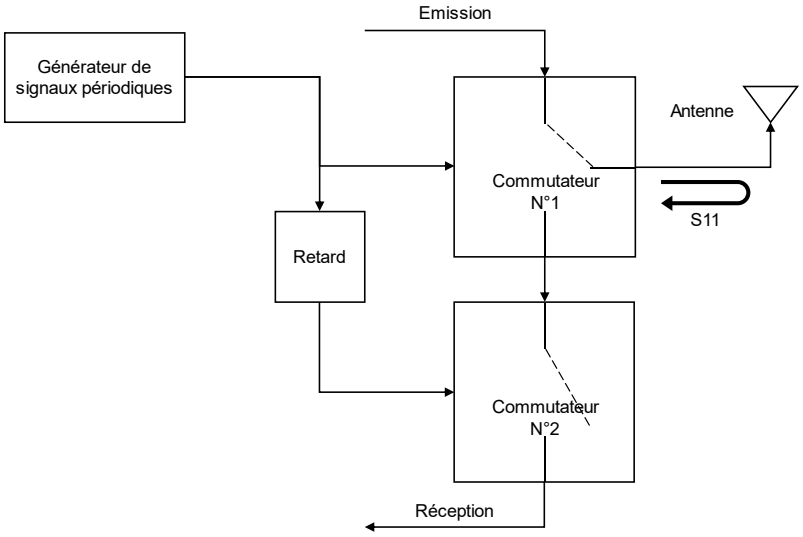


Figure II.34 – Montage à deux commutateurs pour la suppression du signal de retour de l'antenne.

Ce montage permet de conserver le caractère simple de la génération puisqu'il s'agit d'utiliser le même signal de commande pour les deux commutateurs et de conserver le rapport cyclique de 50%. L'utilisation d'un second switch apporte des pertes d'insertion supplémentaires mais aussi des pertes sur le profil obtenu. La fenêtre de réception étant réduite, le niveau de réception maximum s'écrit :

$$L_{R_{max}} = \frac{T_R - \tau}{T_E} \tag{II.41}$$

Avec T_R la durée de la séquence de réception à l'état ON (50%), τ le décalage du signal de commutation pour le 2ème switch et T_E la période de la fréquence de commutation.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

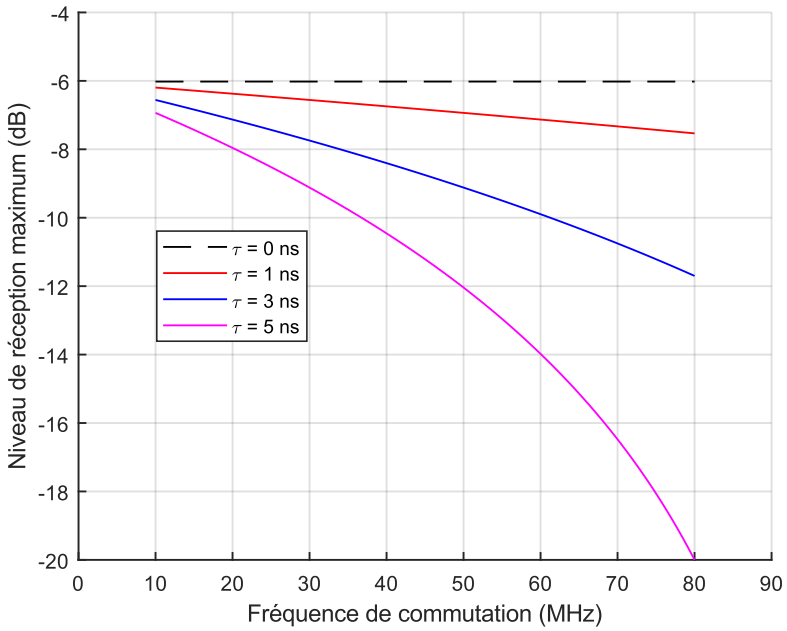


Figure II.35 – Niveau de réception maximum théorique $L_{R_{max}}$ en fonction de la fréquence de commutation et du retard sur le second switch.

Cette perte sur le signal est liée à la distance d'observation du radar. Cette atténuation est donc plus forte pour une courte distance, car la fréquence de commutation est plus élevée. De plus, les temps de montée et descente du commutateur réduisent également le niveau de réception.

Par ailleurs, l'implémentation du montage proposé sur le simulateur a été réalisée. L'objectif étant de dimensionner le décalage temporel nécessaire pour le second switch et d'évaluer les performances de la solution.

Pour la simulation, la réponse d'une antenne Koshelev [GODARD2008] (ou antenne K), développée dans le cadre de travaux d'XLIM, a été utilisée. Cette antenne est adaptée dans la bande 0.3 à 3 GHz. Le paramètre S11 de cette antenne a été mesuré en chambre anéchoïque et implémenté dans la simulation à l'aide d'un composant (s1p). Le module de la transformée de Fourier inverse du coefficient de réflexion de l'antenne (S11) est donnée en figure II.36, elle s'étale sur plusieurs nanosecondes.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

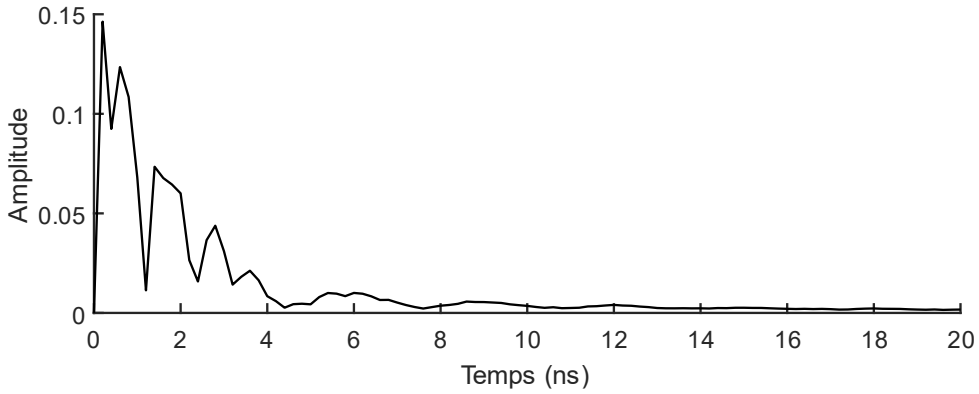


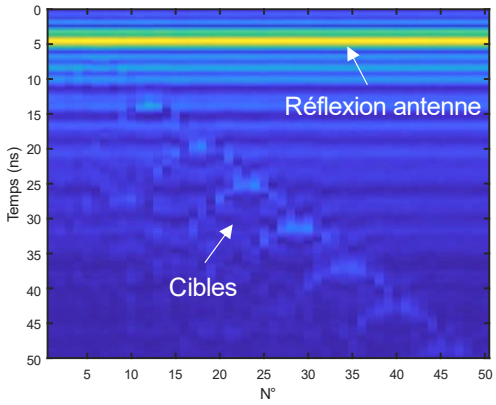
Figure II.36 – Module de la transformée de Fourier du coefficient de réflexion (S11) de l'antenne K (0.3 à 3 GHz).

Pour une implémentation réaliste des commutateurs, le modèle du switch ADRF5020 (Analog. Devices) a été utilisé. Le commutateur possède des pertes d'insertion inférieures à 1 dB sur la bande de fréquence simulée et des temps de montée et descente de 2 ns. Les impédances des ports (chargés ou connectés) du switch ont également été prises en compte.

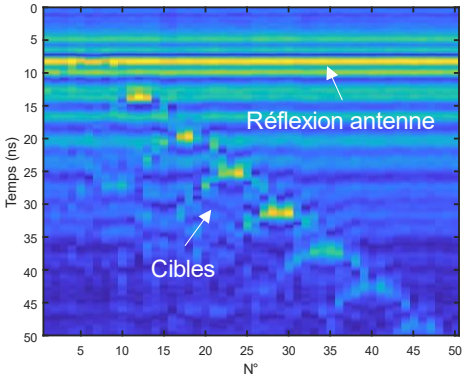
La scène gprMax utilisée pour la simulation est la même que précédemment, constituée de huit cibles métalliques (PEC) plongées dans le sol avec des profondeurs différentes. Le sol a une permittivité relative de 7 et une conductivité de 0.001 S/m. Le signal de battement simulé a été enregistré pour chacune des positions configurées sous gprMax. Les résultats de simulations sont donnés en figure II.37.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

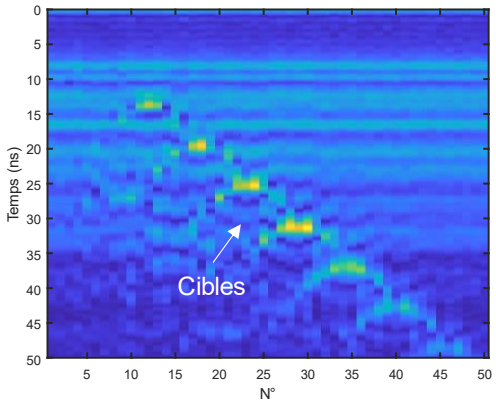
1 x Switch :



2 x Switch, $\tau = 3\,ns$:



2 x Switch, $\tau = 5\,ns$:



2 x Switch, $\tau = 7\,ns$:

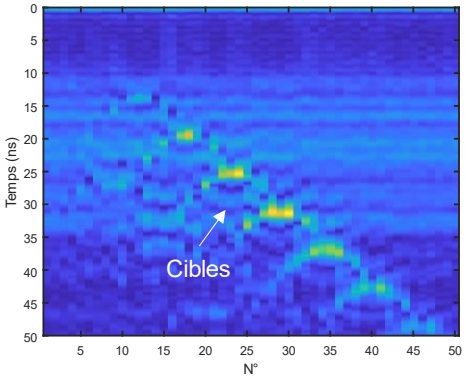


Figure II.37 – Atténuation du signal de retour de l'antenne par l'ajout d'un retard sur le second switch, fréquence de commutation de 20 MHz et bande de fréquence du radar de 300 MHz à 1300 MHz.

Dans le cas d'un seul switch, la réponse impulsionnelle du retour de l'antenne est prédominante face aux échos provenant des cibles et même de l'écho sur le sol. Les cibles sont visibles, le maximum de détection donné par le profil est situé à 25 ns. En utilisant un second switch et un décalage de 3 ns, la séquence de réception retardée permet une absorption d'une partie du signal lié à l'adaptation imparfaite de l'antenne, laissant mieux apparaitre les cibles. En utilisant un décalage de 6 ns, le niveau du signal retourné par l'antenne est alors fortement atténué. Il est ainsi moins signifiant que celui des cibles.

Dans cette simulation, la fréquence de commutation est fixée à 20 MHz et un décalage de 7 ns en réception provoque une réduction de la puissance maximum reçue de 3 dB, vis-à-vis des 6 dB théoriques. Si la fréquence de commutation employée était de 60 MHz, cette réduction serait de l'ordre de 16 dB.

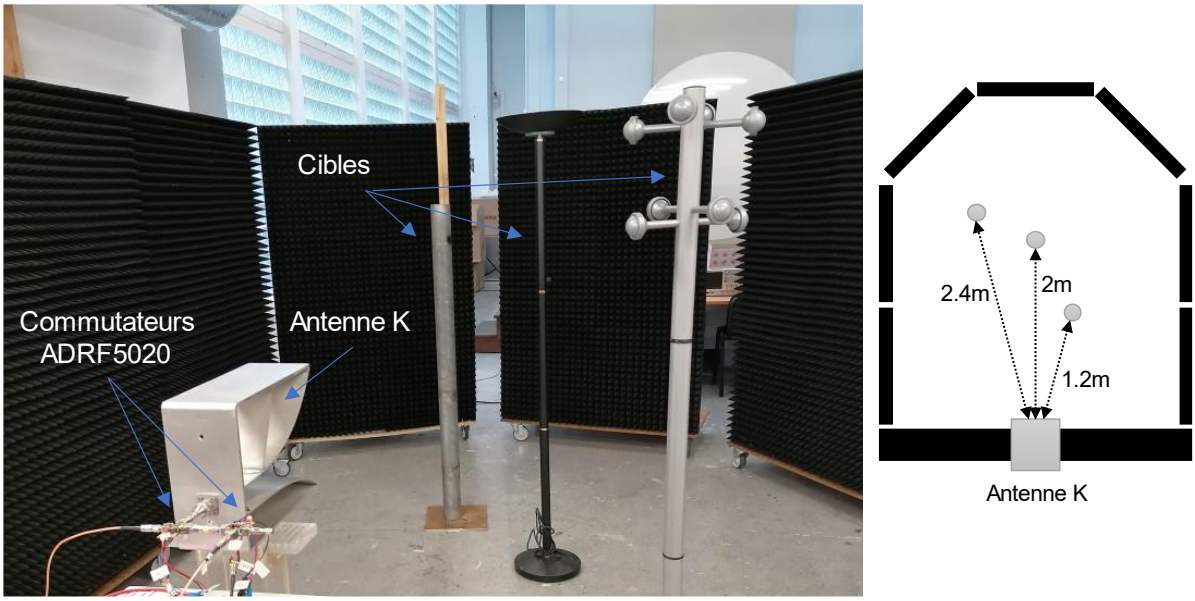
Même si le signal du retour de l'antenne est encore présent sur les traces obtenues, visible sur les images obtenues avec un décalage de 5 ns et 7 ns, ce signal est suffisamment faible pour autoriser une amplification suffisante au niveau du récepteur. De plus, en fonction de la sensibilité de l'ADC, ce signal peut être supprimé par une soustraction du fond de l'image (calibration), permettant la détection d'échos faibles.

Finalement, pour tout dimensionnement, il est nécessaire de réaliser le choix de fréquences de commutation et de la durée de la zone aveugle vis-à-vis des performances de l'antenne utilisée et notamment de la forme du signal de réflexion.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2.3.2.4. Expérimentations de la technique FMICW

L'objectif des expérimentations présentées dans cette section est la validation de l'architecture avec une seule antenne et la comparaison de la solution avec un seul et deux commutateurs. La comparaison expérimentale face aux données de simulation est ainsi réalisée. De plus, la technique de balayage de la portée du radar est également implémentée en utilisant les différentes fréquences de commutation présentées dans la section 3.2.2 du chapitre : 56.25 MHz, 33.75 MHz, 20.25 MHz et 12.15 MHz.



(a) (b)

Figure II.38 – Photographie (a) et configuration (b) de la mesure de l'écho de trois cibles avec une seule antenne en utilisant la commutation RF.

Pour mettre en œuvre la technique de commutation, trois cibles ont été positionnées devant l'antenne K. Ce sont des cylindres métalliques placés à 1.2 m, 2 m et 2.4 m de l'antenne. L'architecture FMCW mise en œuvre est donnée en figure II.39.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

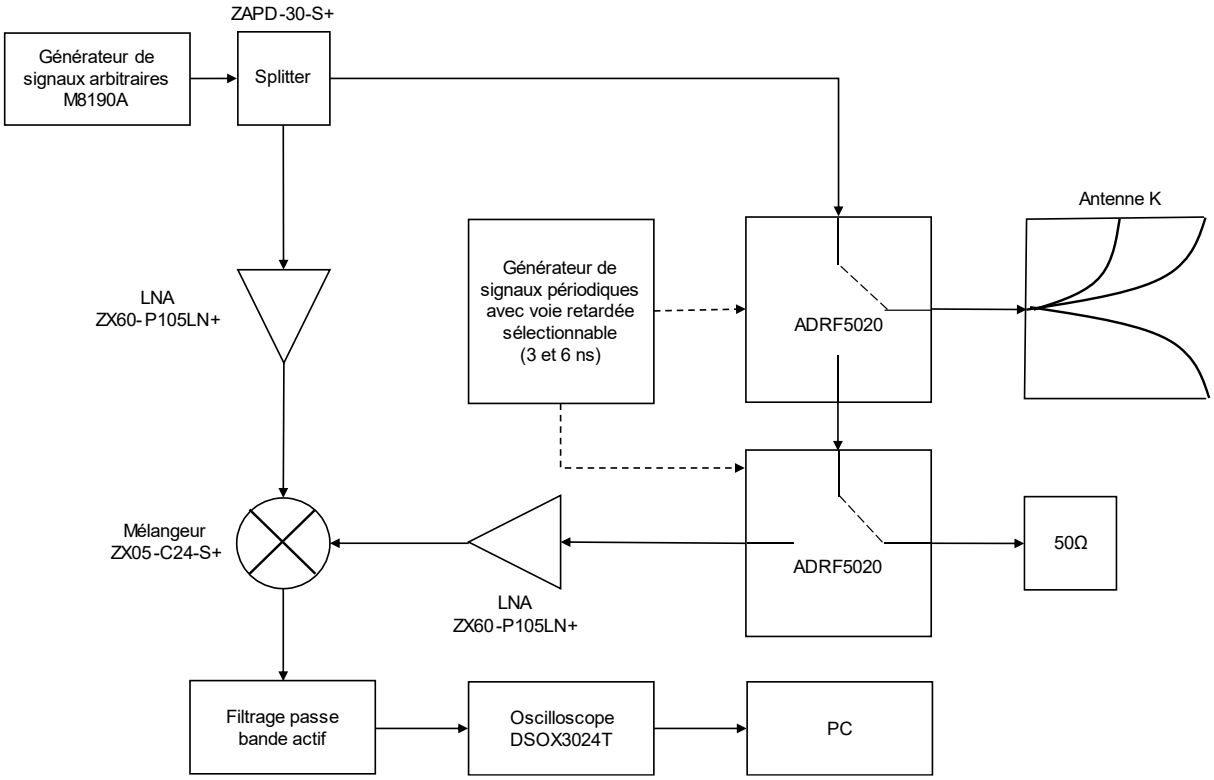


Figure II.39 – Architecture du radar pour les essais FMICW.

Un générateur de signaux RF arbitraires M8190A (Keysight Technologies) a été utilisé pour générer la rampe de fréquence FMCW. La bande de fréquence configurée est de 0.3 à 2.3 GHz et la durée du Chirp de 1 ms.

Pour la cohérence entre la simulation et la mesure, les cartes d'évaluation des commutateurs modélisés pour la simulation (ADRF5020, Analog. Devices) ont été utilisées. Pour générer la séquence de commande pour ces commutateurs, un montage élecronique basé sur un oscillateur programmable (LTC6904, Analog. Devices) a été developpé. Sur le générateur de séquence de commutation, une seconde voie, destinée au second switch, a été mise en place avec la possibilité de choisir un déclagage de 3 ns ou 6 ns. Une photographie du montage des commutateurs est données en figure II.40.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

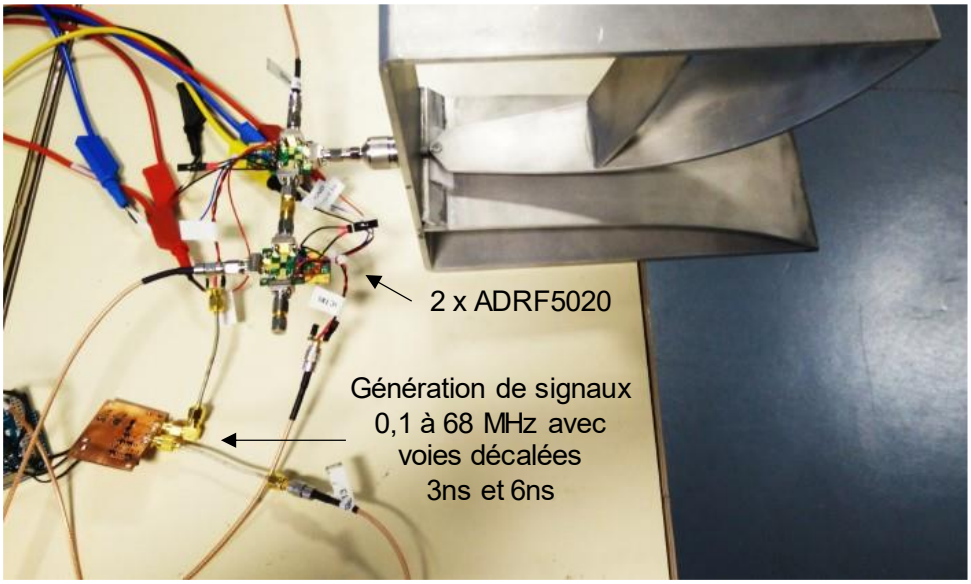


Figure II.40 – Photographie des différents éléments du montage.

Concernant les signaux de battement, un filtre passe bande actif est placé en sortie du mélangeur pour, d'une part filtrer les fréquences RF issues du mélange, d'autre part supprimer les fréquences de la commutation. Enfin les signaux sont capturés à l'aide un oscilloscope numérique et traitées sur un PC.

Une comparaison est réalisée entre la version de l'architecture avec un seul switch et deux switchs. Les cibles se trouvant à une distance de l'ordre de 2 mètres, la fréquence de commutation de 33.75 MHz a d'abord été sélectionnée. Les décalages de 3 ns et de 6 ns pour le montage avec deux switchs ont été utilisés et les résultats de mesure sont présentés sur les figure II.41 et II.42 respectivement. Pour comparer la différence entre le niveau de l'écho de l'antenne et ceux des cibles, l'amplitude des réponses brutes a été normalisée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

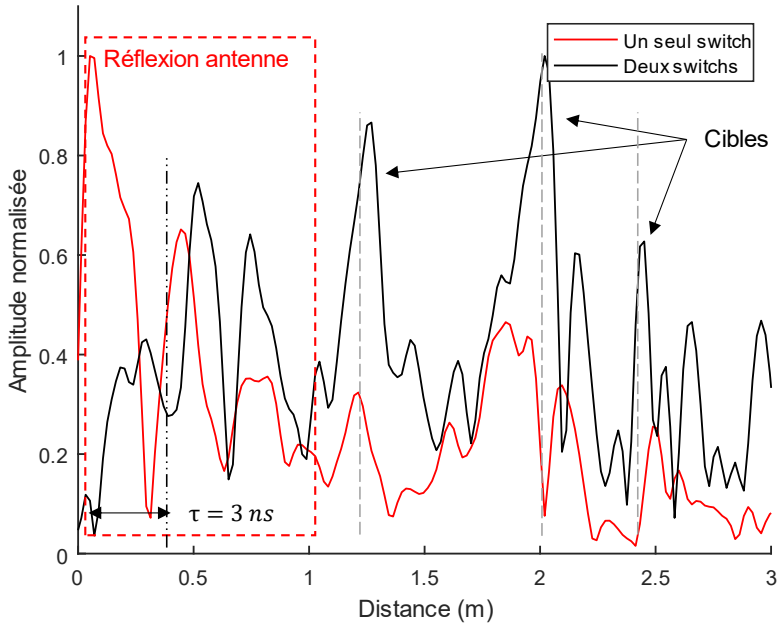


Figure II.41 – Comparaison entre le montage avec un seul switch et deux switch, retard sur le signal de commande du second switch configuré à 3 ns, fréquence de commutation fixée à 33.75 MHz et amplitudes normalisées.

L'écho généré par la réflexion de l'onde sur l'antenne est très présent dans le cas d'un seul switch, même si le profil de détection est minimum en début de portée, le niveau du retour de l'antenne est très significatif devant celui des cibles.

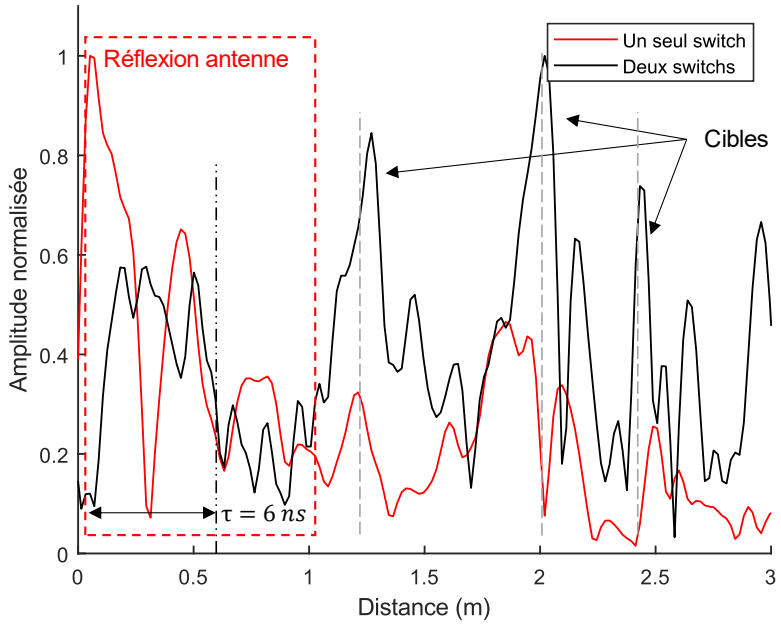


Figure II.42 – Comparaison entre le montage avec un seul switch et deux switch, retard sur le signal de commande du second switch configuré à 6 ns, fréquence de commutation fixée à 33.75 MHz et amplitudes normalisées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En employant un second switch, le décalage de fenêtre de réception permet l'absorption, dans une charge, de cet écho. Comme la réponse impulsionnelle du signal retour de l'antenne K susceptible de saturer le récepteur s'étale au-delà de 3 ns, les résultats obtenus avec le retard de 6 ns permet un écho provenant des cibles plus important que le signal de l'antenne. Dans ce cas, le signal RF reçu étant plus faible, le niveau d'amplification peut être plus élevé et permet d'améliorer la dynamique du radar.

Pour réaliser des essais de balayage de la portée du radar, les différentes fréquences de commutation proposées ont été employées. L'utilisation de différentes fréquences de commutation permet de déplacer la position où le maximum de détection est possible. Une fois les mesures pour chacune des fréquences réalisées, on procède à la fusion des données. Cette fusion consiste à enregistrer et tracer la valeur maximum obtenue parmi les quatre réponses (quatre fréquences de commutation) pour chacun des points de la portée du radar.

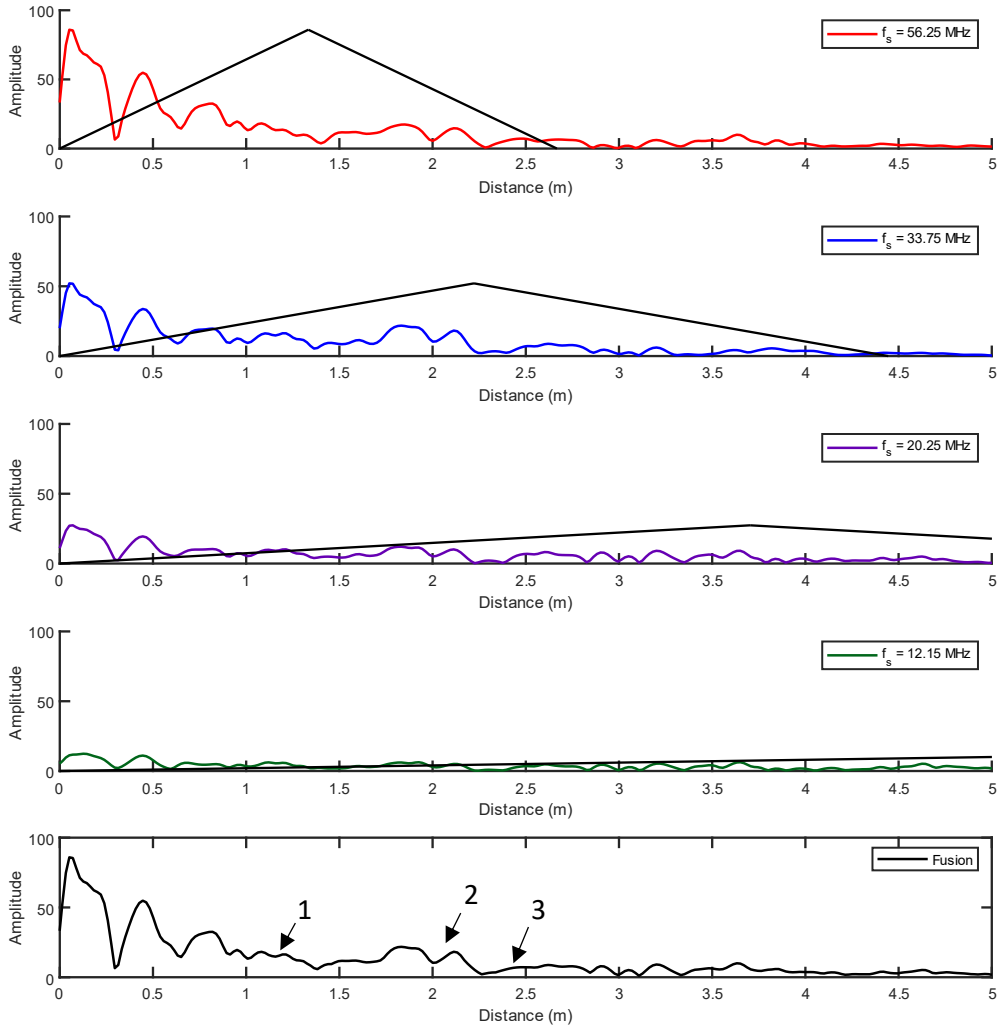


Figure II.43 – Montage avec un seul switch. Réponses brutes obtenues pour les différentes fréquences de commutation et fusion des résultats.

En utilisant un seul switch, le niveau de puissance reçu est maximum. Le signal provenant de de l'écho sur l'antenne empêche une bonne détection des cibles (cibles notées 1, 2 et 3 sur les figures de II.43 à 47). Ce signal est maximum pour une détection en portée courte (56.25 MHz). Avec la seconde fréquence (33.75 MHz), la section de la portée où se situe les cibles

Licence CC BY-NC-ND 3.0

est plus significative. Il est tout de même difficile de clairement distinguer les cibles sur la mesure brute.

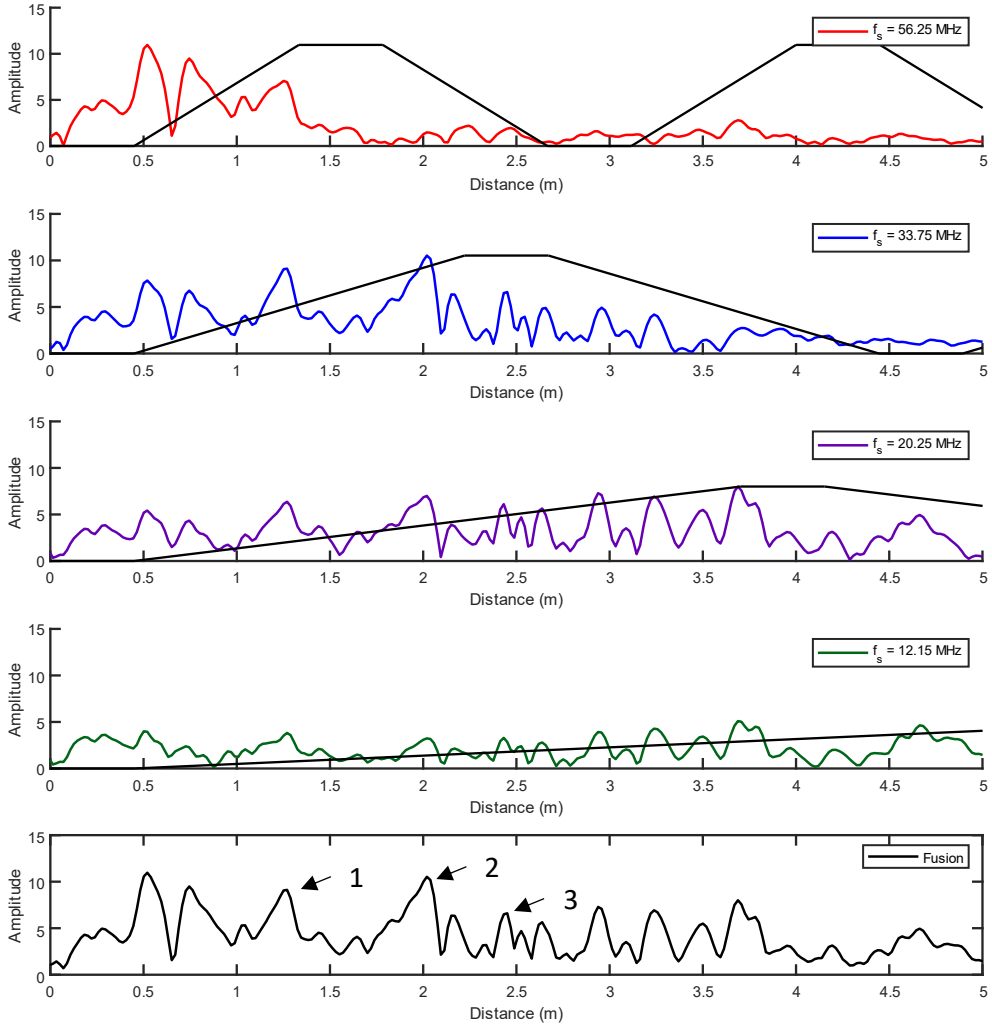


Figure II.44 – Montage avec deux switchs et un décalage de 3 ns. Réponses brutes obtenues pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans.

En générant une zone aveugle à l'aide d'un retard de 3 ns sur la séquence du second switch, le signal provenant de l'écho sur l'antenne est affaibli. Cependant, la réponse de ce signal s'étale sur plus de 3 ns, ce qui explique le pic de niveau détecté à 0.5 m. Ce signal est toujours maximum pour une détection en portée courte (56.25 MHz). Tout comme le premier résultat, sur la mesure avec la seconde fréquence (33.75 MHz), la section de la portée où se situe les cibles est plus significative et les cibles sont alors différenciables. Dans ce cas, les signaux détectés sont plus faibles et la dynamique du radar peut être augmentée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

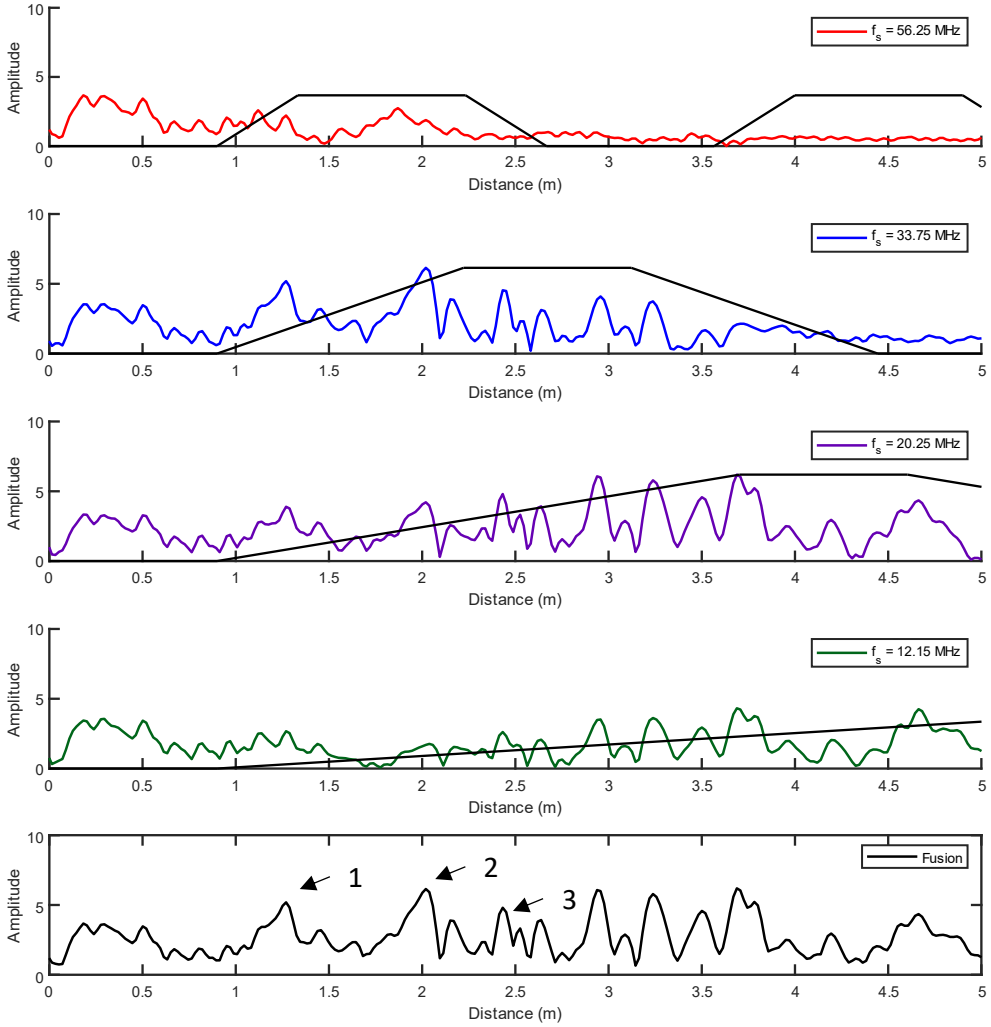


Figure II.45 – Montage avec deux switchs et un décalage de 6 ns. Réponses brutes obtenues pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans.

En utilisant un décalage de 6 ns, le signal de retour de l'antenne est fortement atténué. Avec un tel décalage, la fenêtre de réception est très courte pour une fréquence de commutation élevée, ce qui explique la forte dégradation des signaux de la première trace sur la figure II.45 (56.25 MHz). Il est alors plus avantageux d'utiliser une fréquence de commutation inférieure à 40 MHz pour un décalage de 6 ns.

Pour observer plus en détail la réponse des cibles, nous procédons à une calibration des mesures en effectuant une soustraction de la scène vide (sans cible) aux données obtenues. Les résultats calibrés, pour un décalage de 3 ns et 6 ns, sont présentés en figure II.46 et II.47 respectivement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

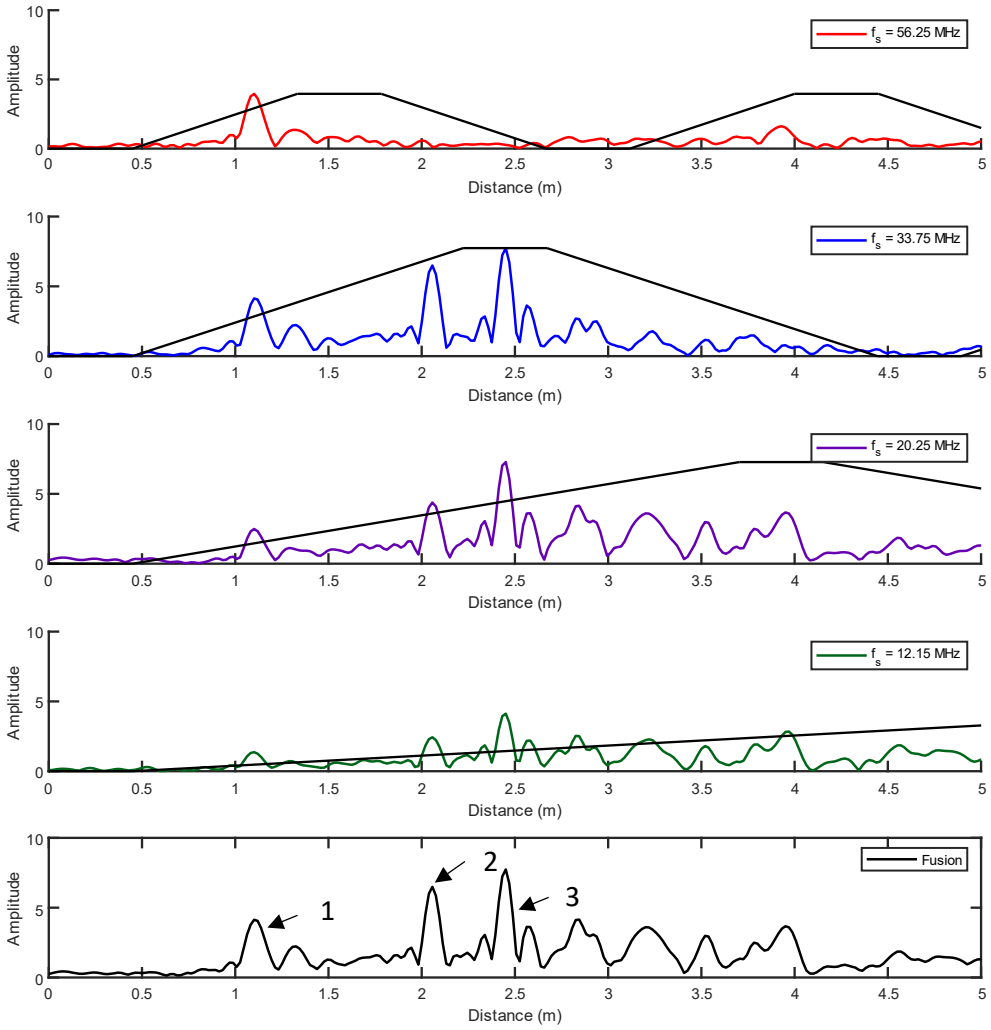


Figure II.46 – Cas de deux switchs avec un décalage de 3 ns. Réponses obtenues, avec suppression du fond de la scène (background), pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

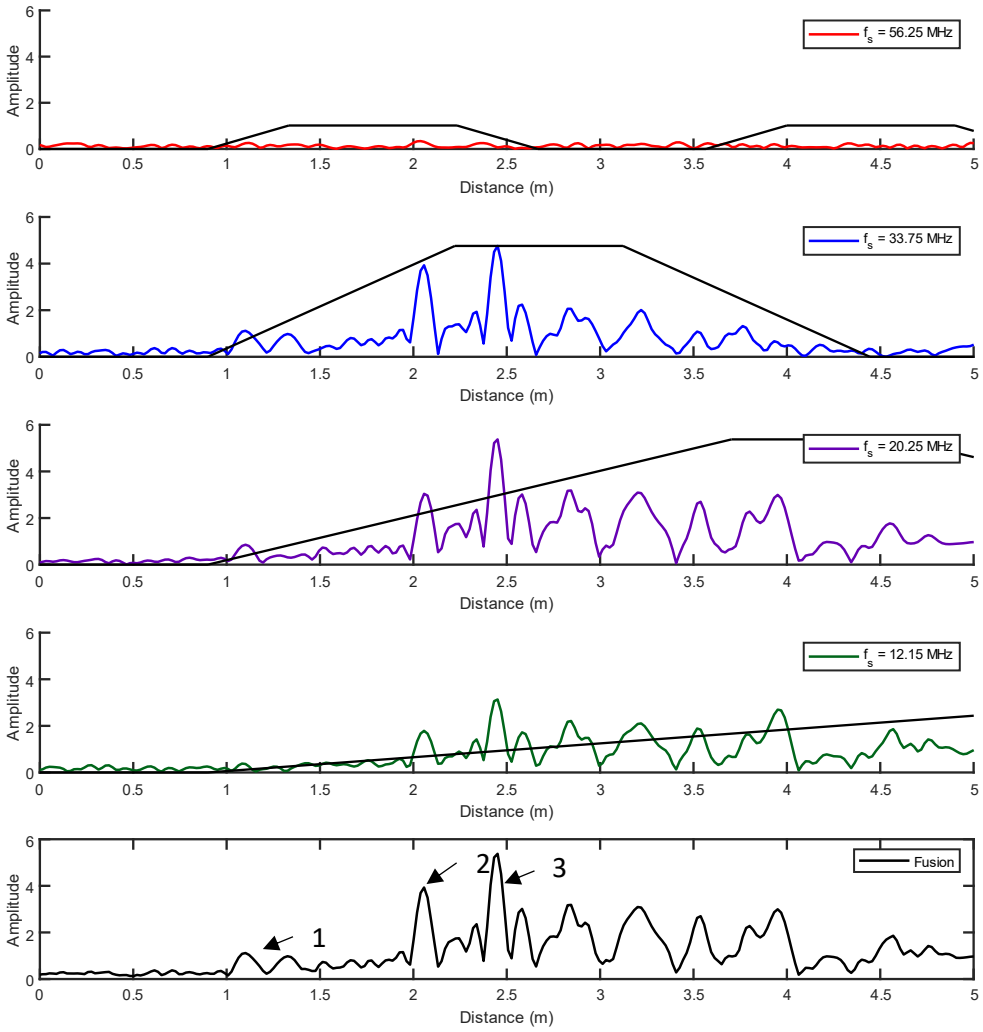


Figure II.47 – Cas de deux switchs avec un décalage de 6 ns. Réponses obtenues, avec suppression du fond de la scène (background), pour les différentes fréquences de commutation et fusion des différents scans.

Pour un décalage de 3 ns, l'atténuation en début de portée causé par le profil de détection, diminue la réponse de la cible la plus proche, qui normalement génère un écho plus élevé. Cet effet est accentué avec le décalage de 6 ns. De plus, la fenêtre de réception est très étroite pour la fréquence de 56.25 MHz, ce qui est observable sur la trace obtenue en figure II.50 où aucune cible n'est clairement visible.

Le signal de fusion est créé avec le niveau maximum enregistré parmi les quatre mesures. Cependant, le niveau réel de ces échos n'est obtenu qu'en effectuant une compensation du profil obtenu pour chacune des fréquences.

Dans ces expérimentations, il est à noter que le récepteur n'a été pas optimisé. En effet, les mesures effectuées apparaissent assez bruitées car le gain en réception et la dynamique de l'oscilloscope utilisée (8-bit) sont faibles. Toutefois, les résultats sont conformes à la simulation. L'architecture du radar utilisant une seule antenne est susceptible d'être saturée en réception par le signal de retour de l'antenne. Ce signal peut être fortement étalée dans le temps, comme c'est le cas pour l'antenne K et sa puissance élevée, vis-à-vis des cibles que l'on souhaite détecter, limite la dynamique de mesure.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

En employant un second commutateur, une zone aveugle est générée et un gain en dynamique est obtenu :

- La puissance d'émission du radar peut alors être augmentée, en portant tout de même une attention sur la tenue en puissance du commutateur.
- Le gain en réception peut être plus élevé, et cela peut limiter le facteur de bruit de la chaine de réception, ce qui permet également un gain en sensibilité.

2.3.3. Solutions retenues pour le développement du radar avec une seule antenne

Le poids et l'encombrement des antennes peuvent être une problématique pour le système GPR embarqué sur drone. Les mesures et simulations effectuées avec l'antenne K montrent que l'utilisation de la technique FMICW pour une seule antenne est viable. Les séquences de 50% de rapport cyclique sont employées pour leur simplicité et leur performance. Un balayage de la portée peut être facilement réalisable en utilisant plusieurs fréquences de commutation pour compenser le profil de détection étroit.

Cependant, dans cette configuration, un fort signal est retourné par l'antenne, causé par la nature de son impédance d'entrée. Pour limiter ce signal, il est possible d'utiliser un second switch qui a pour conséquence de créer une zone aveugle sur la portée du radar. Pour cela, la séquence de commande de ce second switch est décalée dans le temps. Pour le design du radar, il est important de réduire le temps de trajet entre le commutateur et l'antenne au strict minimum afin de réduire le décalage nécessaire sur la séquence du second switch. Le dimensionnement de ce temps dépend du coefficient de réflexion de l'antenne utilisée.

A terme, pour certaines applications, seule une ou deux fréquences de commutation pourront être suffisantes. Le caractère simple et configurable des séquences sélectionnées, soit 50% de rapport cyclique, permet une certaine agilité. En effet, seule la fréquence du signal de commande doit varier, ce qui est facilement réalisable à l'aide d'un oscillateur programmable bas cout, comme utilisée durant les expérimentations.

Dans le cadre d'un radar GPR, les échos lointains provenant de cibles sont généralement beaucoup plus faibles que ceux de l'interface air-sol ou des objets faiblement enfouis. En conséquence, les fréquences de commutation plus basses, comme c'est le cas des fréquences < 30 MHz, permettront des pertes moyennes moins importantes (profil) tout en garantissant un masquage de l'écho de l'antenne par l'ajout du second switch. D'un autre point de vue, la hauteur de vol du drone peut être un avantage pour la suppression de l'écho de l'antenne. La distance supplémentaire permet de sélectionner une fréquence de commutation plus basse.

Enfin, une fois la dynamique du radar optimisée, une calibration du signal de battement contenant les résidus du signal provenant de l'antenne doit être réalisé. Cette calibration est réalisée à l'aide d'une soustraction. L'utilisation d'un convertisseur analogique-numérique ayant une bonne résolution est très souhaitable.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2.4. Développement de la source de fréquence FMCW

2.4.1. Génération de la forme d'onde FMCW

2.4.1.1. Méthodes de génération du Chirp

La génération de la forme d'onde utilisée dans le système radar FMCW consiste à produire un signal dont la fréquence augmente ou diminue linéairement au cours du temps. La source de fréquence et sa qualité ont un impact direct sur :

- La résolution du GPR, imposée par la largeur de la bande de fréquence utilisée.
- La profondeur de pénétration, dépendante des fréquences employées.
- La qualité des images obtenues, impactée par la linéarité de la rampe de fréquence et le bruit de phase.

Pour générer la forme d'onde FMCW, l'oscillateur contrôlé en tension (VCO) est une solution traditionnelle. Il s'agit alors de piloter un VCO à l'aide d'une rampe de tension permettant d'obtenir une rampe de fréquence en sortie. Les VCO large bande ont généralement une linéarité fréquence-tension médiocre et leur largeur de bande est rarement supérieure à l'octave. Pour une génération plus performante en termes de linéarité et de bruit de phase, une boucle à verrouillage de phase (PLL) peut être employée. Il s'agit d'un système asservi permettant un contrôle précis de la fréquence de sortie. Il existe plusieurs typologies de PLL dont le nom est lié à la méthode de division employée : entières et fractionnaires. Les montages à base de PLL sont délicats à concevoir pour des largeurs de bande importantes, notamment au niveau du filtre de boucle [WEYER2019]. De plus, la fonctionnalité « rampe de fréquence » n'est pas toujours présente ou adaptée à des larges bandes de fréquences sur les composants PLL industriels. L'un des effets problématiques d'une grande largeur de bande de fréquence est l'apparition de « sauts de fréquences » ou « Glitches » au long de la rampe de fréquence, cet effet est détaillé dans [SHENNAWY2015].

D'autres technologies pour la génération de la forme d'onde peuvent être employées. C'est le cas de l'oscillateur à base de YIG (Grenat de fer et d'yttrium, Yttrium Iron Garnet). Cette technologie présente une très bonne linéarité de fréquence en fonction du courant de commande appliqué, une largeur de bande supérieure à l'octave, un faible bruit de phase et une puissance de sortie élevée. C'est une solution généralement couteuse qui nécessite un dispositif de commande en courant spécifique ou nécessitant une tension élevée. Par exemple, un oscillateur YIG asservi a été employé dans l'architecture FMCW d'un GPR destiné à l'étude des couches des glaciers [RAMASAMI2003].

La génération basée sur la synthèse de fréquence directe (Direct Digital Synthesis, DDS) est également employée dans le cadre du radar FMCW. La génération d'une rampe de fréquence par DDS peut être faite en combinaison avec un multiplieur de fréquence, permettant l'augmentation de la largeur de bande de fréquence et la montée en fréquence [MOHRING2019]. Toutefois, la synthèse peut être directement réalisée avec une fréquence de conversion numérique vers analogique (DAC) élevée. A titre d'exemple, le générateur de Chirp DSM309 (société EUVIS) [EUVIS_DSM309] possède une fréquence DAC de 4 GHz et permet la génération d'un Chirp dans la bande DC à 2 GHz. Cependant, cette solution demeure couteuse car les fréquences employées pour le DAC sont alors élevées. Enfin, le bruit de phase est principalement conditionné par l'horloge en entrée du composant DDS.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

2.4.1.2. La limitation en largeur de bande des oscillateurs

Pour passer outre la limitation en largeur de bande des oscillateurs, tel que l'octave pour les VCO, et générer des fréquences plus basses et plus large bande, un mélange de fréquence peut être utilisé. Ce mélange consiste à abaisser la fréquence du générateur, en décalant la bande de fréquence générée à l'aide d'un oscillateur local (down-conversion). Ce faisant, la largeur de bande de fréquence absolue est alors la même et la bande fractionnaire est augmentée.

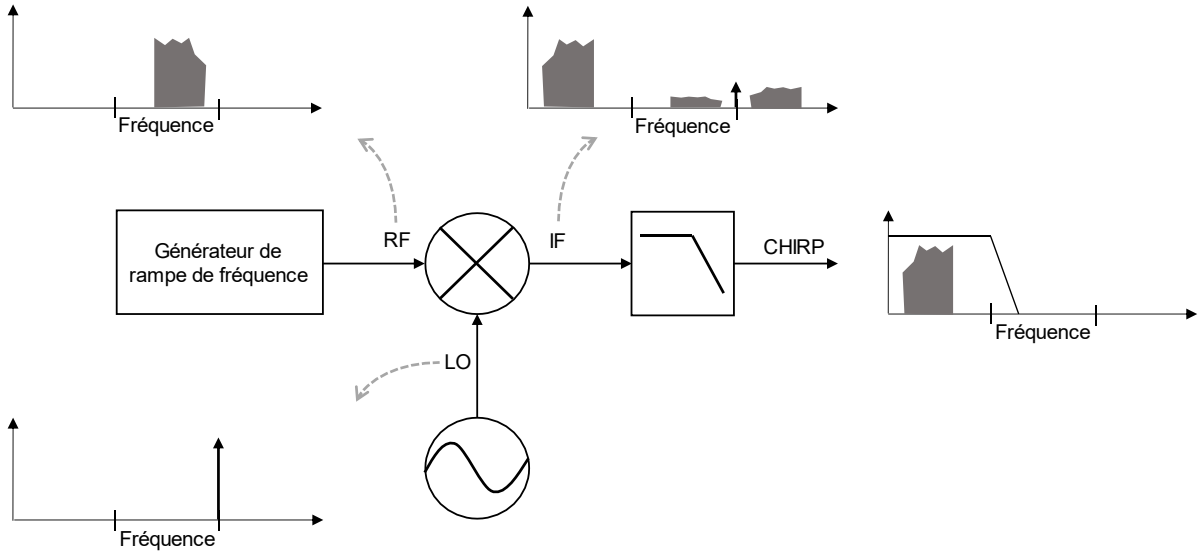


Figure II.48 – Principe du mélange de fréquence pour la génération basse fréquence du Chirp FMCW.

Ce principe a largement été utilisé pour des applications nécessitant une très grande bande fractionnaire et notamment pour le système GPR :

Tableau II.3 - Exemples de mélange de fréquence pour la génération d'une forme d'onde FMCW ULB issus de la littérature.

Référence	[RAMASAMI2003]	[PANZER2013]	[WIJAYA2016]	[TAYLOR2019]	[BURR2019]
Applications	GPR	GPR	TTW	GPR	GPR
Oscillateur / Générateur	YIG	VCO/PLL	VCO/PLL	Non précisé	VCO/PLL
Bande de fréquence du générateur (RF)	Non précisé	12 à 18 GHz	6.75 à 9.25 GHz	20 à 28 GHz	6 à 10 GHz
Fréquence oscillateur local (LO)	6 GHz	10 GHz	9.75 GHz	30 GHz	10.6 GHz
Bande de fréquence après mélange et filtrage (CHIRP)	50 à 250 MHz 300 à 1300 MHz	2 à 8 GHz	0.5 à 3 GHz	2 à 8 GHz	0.6 à 4.6 GHz

La fréquence de l'oscillateur local utilisée peut-être inférieure ou supérieure à la bande de fréquence du générateur. Cependant, une fréquence supérieure pour l'oscillateur local est recommandée. En effet, les composantes fréquentielles non désirables issues du mélange et

Licence CC BY-NC-ND 3.0

du couplage LO-IF (mélangeur) sont alors plus éloignées de la bande utile du radar et peuvent être plus faciles à atténuer à l'aide d'un filtrage [BURR2019].

2.4.1.3. Le bruit de phase

Le bruit de phase est un phénomène causé par les variations temporelles et aléatoires de la phase de l'oscillateur. En effet, le mouvement thermique interne au composant cause une modulation de phase sur le signal généré. Cette variation entraine un élargissement spectral autour de la fréquence de l'oscillateur et une augmentation du plancher de bruit sur le spectre. Cette section présente les différents mécanismes du bruit de phase pour un oscillateur large bande et l'impact sur la performance du radar FMCW ULB utilisé en courte portée (GPR).

Dans les travaux proposés par [SIDDIQ2015] et [SIDDIQ2019], les notions fondamentales du bruit de phase sont expliquées et la contribution des éléments de la chaine FMCW tels que la synthèse de fréquence, la multiplication de fréquence, le mélange homodyne et la conversion analogique-numérique sont modélisés.

Pour une application courte portée, comme c'est le cas du GPR, un point important concerne l'effet d'annulation du bruit de phase apparaissant pour le mélange cohérent du radar FMCW [BUDGE1993]. Cet effet se produit quand le signal de battement est issu du mélange de signaux RF provenant de la même source de fréquence, ce qui est le cas dans une architecture homodyne traditionnelle. En effet, le bruit de phase du signal de battement subit une décorrélation et s'écrit [SIDDIQ2019] :

$$\mathcal{L}_{IF}(f) = 4 \cdot \sin^2(\pi f \tau) \cdot \mathcal{L}_{T_x}(f)\ (dBc/Hz) \tag{II.42}$$

Avec $4 \cdot \sin^2(\pi f \tau)$ le facteur de décorrélation ou d'atténuation, f la fréquence de décalage par rapport à la fréquence du signal de battement à laquelle est mesuré le bruit de phase, τ le temps aller-retour sur la cible et $\mathcal{L}_{T_x}(f)$ le bruit de phase (en dBc/Hz) du signal RF, issu du générateur de Chirp. Sur la réponse du radar, chacune des composantes du signal de battement est accompagnée d'un bruit de phase dépendant de celui de la source mais aussi de la position de la cible, ou de manière équivalente, qui dépend de la fréquence de battement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

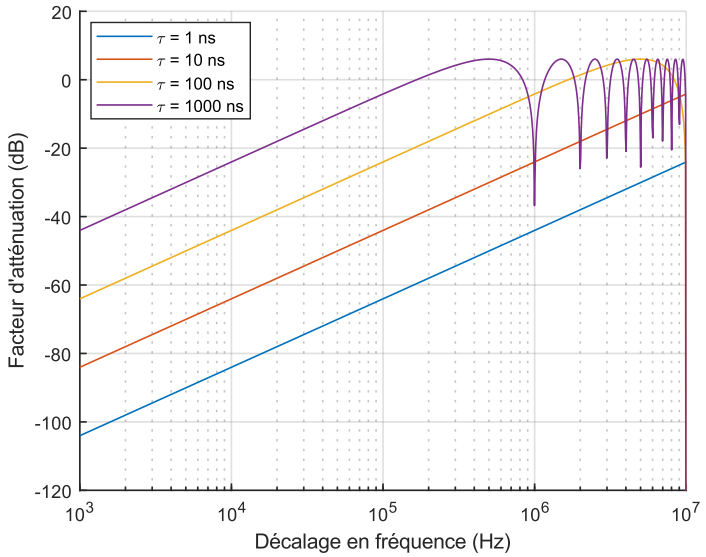


Figure II.49 – Valeurs d'annulation (décorrélation) du bruit de phase pour un mélange cohérent et différents temps d'aller-retour sur la cible.

Pour le design du radar embarqué sur drone, l'architecture étudiée est cohérente ce qui limite l'effet du bruit de phase, ceci d'autant plus que le radar est utilisé en courte portée ($\tau \leq 100\,ns$), permettant un facteur d'atténuation élevé. Dans le cadre du radar FMCW, les limitations du bruit de phase pour la détection des cibles interviennent essentiellement pour des distances lointaines et pour des échos proches ayant un niveau d'amplitude disparate [SIDDIQ2019] ou pour des échos proches ayant une amplitude très élevée [BAKTIR2012].

Pour estimer et modéliser le niveau du bruit de phase sur le signal de battement et son impact sur la réponse, nous avons implémentés le bruit de phase d'un VCO industriel large bande (CVCO55CW-0400-1300, 400 MHz à 1300 MHz, Crystek) en simulation analytique. Un relevé de mesure du bruit phase est donné pour la fréquence de 665.19 MHz en figure II.50.

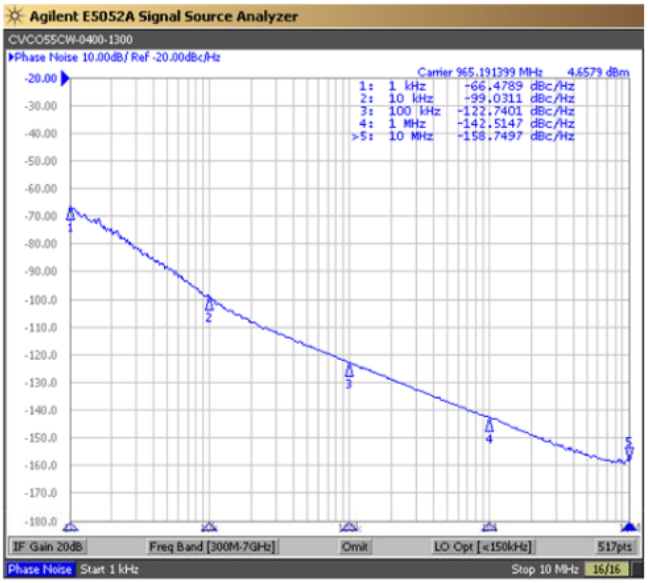


Figure II.50 – Bruit de phase du composant CVCO55CW-0400-1300 (Crystek).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour effectuer une comparaison entre une oscillation libre et un asservissement, les allures du bruit de phase d'un signal de battement obtenu avec la source VCO (large bande) en oscillation libre et avec un asservissement (PLL) sont données en figure II.51. L'asservissement a été approximé par une limite à -110 dBc/Hz sur le bruit de phase.

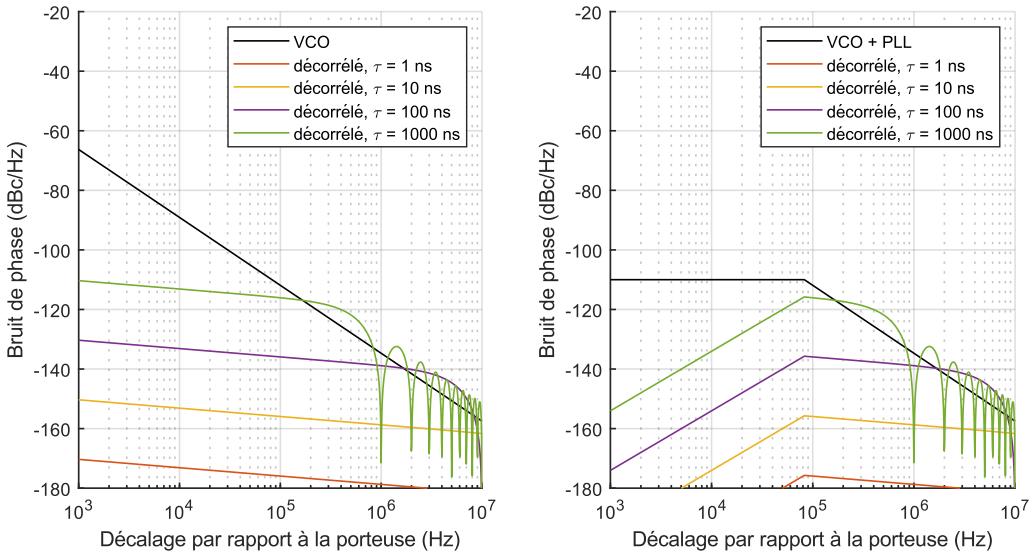
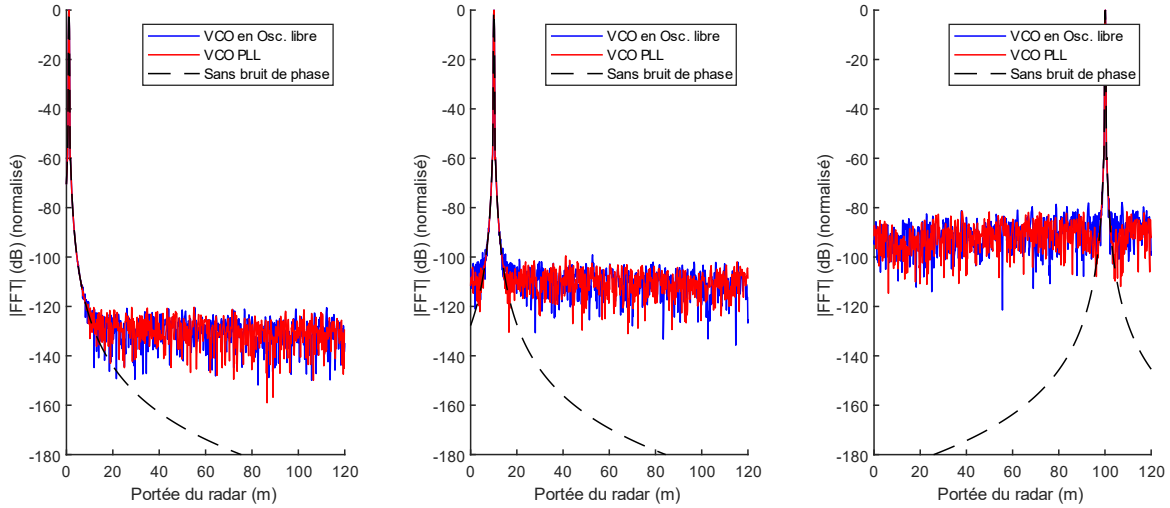


Figure II.51 – Allure du bruit de phase du signal de battement pour le VCO (CVCO55CW-0400-1300) en oscillation libre (a) et pour un montage PLL approximé (b) et différents temps d'aller-retour sur la cible.

Pour poursuivre la comparaison, nous avons implémenté ces bruits de phase sur le signal de battement en utilisant le facteur de décorrélation (équation II.42) et les données de mesure du VCO. Le bruit de phase, calculé avec et sans l'asservissement, peut être implémenté de manière équivalente, soit sur la forme fréquentielle [DHAR2017], soit sur la forme temporelle [MATLAB_PN] du signal de battement. La réponse du radar est calculée pour différentes positions d'une cible unique, une largeur de la bande radar de 900 MHz et différentes durées de Chirp.

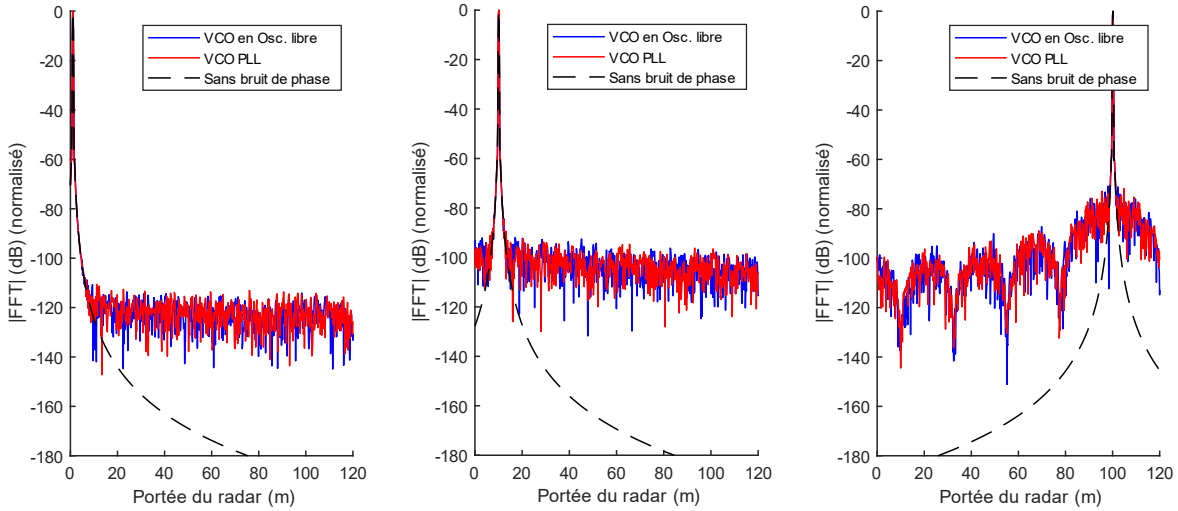
Pour isoler l'étude uniquement sur le bruit de phase, le bruit thermique et le bruit de quantification ne sont pas intégrés dans la simulation. Pour mieux visualiser les niveaux générés par le bruit de phase, un fenêtrage de Blackman [STOICA2005] est utilisé sur le signal de battement, garantissant une forte réduction des lobes secondaires sur la réponse (FFT). Les résultats de calcul normalisés sont donnés en figures II.52 et II.53 pour un temps Chirp configuré à 1 ms et 100 µs respectivement, cela pour différentes positions de la cible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a) (b) (c)

Figure II.52 – Spectre du signal de battement normalisé pour le VCO en oscillation libre et pour un montage PLL approximé. La cible est configurée à 1m (a), 10m (b) et 100m (c), la durée Chirp configurée à 1 ms et une largeur de la bande radar de 900 MHz.



(a) (b) (c)

Figure II.53 – Spectre du signal de battement normalisé pour le VCO en oscillation libre et pour un montage PLL approximé. La cible est configurée à 1m (a), 10m (b) et 100m (c), la durée Chirp configurée à 100 µs et une largeur de la bande radar de 900 MHz.

Sur la réponse du radar FMCW, le niveau du bruit présent autour du signal de battement est dépendant de la position de la cible (distance) et du niveau de l'écho. La boucle à verrouillage de phase permet une réduction du bruit de phase aux alentours de la porteuse. Toutefois, pour profiter de cette réduction de bruit, plusieurs mécanismes sont à prendre en compte :

- La durée du Chirp doit être suffisamment basse, la résolution en fréquence de la réponse radar (FFT) étant égale à $1/T$, le bruit de phase n'est pas toujours intégré dans le calcul du spectre. Par exemple, pour une durée Chirp de 100 µs, où la résolution fréquentielle (FFT) est de 10 kHz, la réduction de bruit au niveau de l'écart

Licence CC BY-NC-ND 3.0

en fréquence, vis-à-vis de la porteuse, inférieure à 10 kHz ne sera pas intégrée dans la réponse. Pour une durée de Chirp de 1 ms, une réduction du bruit autour de la fréquence de battement est visible pour une cible à 10 et 100 m sur la figure II.59 dans le cas du montage PLL.

- Après la transformée de Fourier discrète (FFT), le niveau du bruit de phase obtenu sur le spectre du signal de battement est augmenté d'un facteur $1/T$ [SIDDIQ2015].
- Le fenêtrage utilisé pour la FFT a un rôle très important pour la visualisation du bruit de phase. Sans fenêtrage, la résolution obtenue sur le lobe principal est optimale mais les lobes secondaires sont alors plus élevés que le niveau du plancher de bruit provoqué par les variations de phase de l'oscillateur.

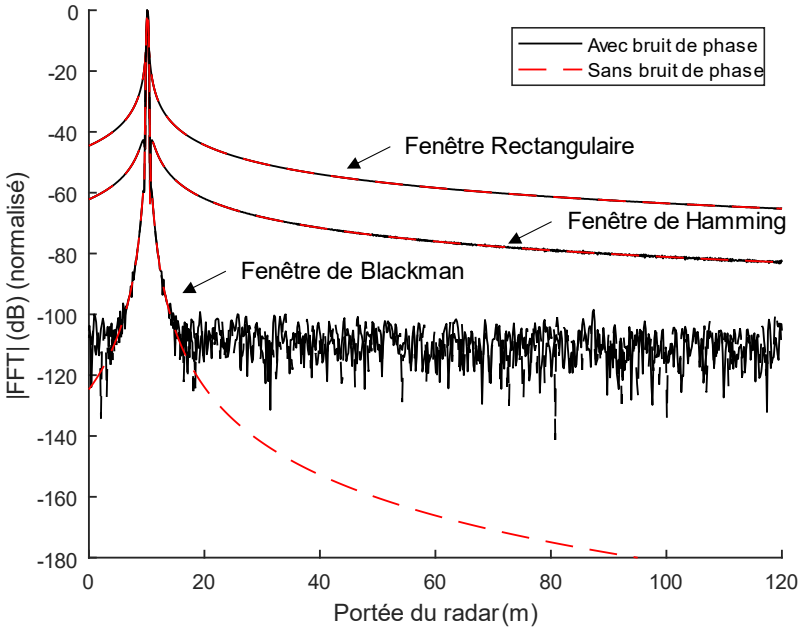


Figure II.54 – Allure du bruit de phase sur le spectre du signal de battement avec différents fenêtrages pour une cible à 10 m, la durée Chirp configurée à 1 ms et une largeur de la bande radar de 900 MHz.

- Suivant les paramètres du radar et les composants utilisés, le niveau du bruit thermique et le bruit de conversion analogique-numérique présents sur le signal de battement numérisé génèrent un plancher de bruit qui peut être plus important que celui formé par le bruit de phase.

Finalement, pour les cibles très proches (≤10m), le Clutter de fond généré par le bruit de phase est sensiblement le même pour la source VCO en oscillation libre et asservie (PLL), cela pour les deux durées de Chirp. Même si le bruit de phase du générateur de Chirp est un critère important, l'apport d'un montage PLL, réduisant le bruit de phase aux alentours de la porteuse, n'est pas forcement déterminant pour un radar ULB utilisé en courte portée. Pour limiter ce bruit de fond, il est tout de même important de privilégier une source VCO ayant un bruit de phase faible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Cependant, il sera démontré dans les paragraphes suivants que le contrôle de fréquence, réalisé notamment par une boucle de phase et qui permet une certaine linéarité de la rampe de fréquence générée, est un point essentiel pour la qualité de détection et de l'imagerie.

2.4.1.4. Etude du phénomène de non-linéarité fréquence-temps de la source

Pour développer le générateur de Chirp de l'architecture, nous nous sommes intéressés au phénomène de non-linéarité de la rampe de fréquence du radar FMCW et son effet sur le signal de battement. Pour une rampe de tension linéaire, la variation de la linéarité de la fréquence de sortie d'un VCO cause des écarts de fréquence sur le signal de battement, dégradant la réponse obtenue.

L'équation du signal de battement reçu, pour une seule composante fréquentielle, s'écrit :

$$s(t) = A\sin(2\pi \cdot f \cdot t + \varphi) \tag{II.43}$$

Avec la fréquence f dépendante du retard τ apporté par la cible. Cette expression n'est valide que pour un taux de modulation fixe au cours du temps, autrement dit, une rampe de fréquence parfaitement linéaire. Or, la linéarité imparfaite de la rampe de fréquence cause une dépendance temporelle de la fréquence de battement :

$$f(t) = \tau \cdot \frac{df}{dt}(t) = \tau \cdot K(t) \tag{II.44}$$

Avec f la fréquence instantanée du Chirp et τ le temps aller-retour sur la cible. L'équation (II.44) indique une variation de la fréquence de battement proportionnelle à la variation du taux de modulation et au temps d'aller-retour de l'onde sur la cible. Pour estimer l'impact de la non-linéarité sur la réponse obtenue, une règle de calcul est proposée, elle permet notamment de dimensionner les performances en linéarité requises.

L'écart de fréquence dans le signal de battement, pour une cible, s'écrit :

$$\Delta f = \frac{\Delta K \cdot \tau}{T}\ (Hz) \tag{II.45}$$

Avec ΔK l'écart en fréquence maximum (min/max) (en Hz) de $K(t)$, T la durée de la rampe (en secondes) et τ le temps aller-retour sur la cible rampe (en secondes), lié à sa position ($\tau = \frac{2R}{c}$). De manière équivalente, ΔK est défini comme l'écart de fréquence maximum mesuré sur la sensibilité du VCO $\left(\Delta K = \Delta\frac{df}{dV}\right)$. Le taux de non-linéarité du Chirp, en pourcentage, est défini par :

$$L_{\%} = 100 \cdot \frac{\Delta K}{B} \tag{II.46}$$

La résolution fréquentielle du radar FMCW, liée à l'estimation spectrale (FFT), s'écrit :

$$\Delta f_{FFT} = \frac{1}{T} \tag{II.47}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Avec T la durée de la rampe. Pour limiter, de manière quantitative, l'impact de la non-linéarité sur la réponse du radar, la condition suivante est imposée :

$$\Delta f < n \cdot \Delta f_{FFT} \tag{II.48}$$

Ici n représente l'étalement spectral ajouté par l'effet de non-linéarité, vis-à-vis de la résolution en fréquence de la FFT normalisée. Pour $n = 1$, la différence de fréquence contenue dans le signal IF, correspond à la résolution du radar. Dans ce cas, le spectre du signal de battement s'étale de 100%, soit une largeur doublée.

Pour relier la condition donnée par l'équation (II.48) aux paramètres du radar FMCW, on écrit :

$$\frac{\Delta K \cdot \tau}{T} < n \cdot \frac{1}{T} \tag{II.49}$$

Il est a noté que la durée du Chirp T n'intervient donc pas dans la largeur de l'étalement du spectre du signal de battement, vis-à-vis de la résolution du radar. En simplifiant l'équation (II.49) et en remplaçant le retard de la cible par sa distance (dans l'air), on écrit :

$$\Delta K \cdot \frac{2R}{c} < n \tag{II.50}$$

Etant donné que la non-linéarité de la rampe s'écrit $L\% = 100 \cdot \frac{\Delta K}{B}$, avec B la largeur de bande du radar, la non-linéarité (%) limite pour une distance donnée s'écrit finalement :

$$L(\%) < 100 \cdot n \cdot \frac{c}{2RB} \tag{II.51}$$

La figure II.55 donne les limites de la portée du radar pour étalement spectral maximum acceptable de 10% ($n = 0.1$) et pour différentes largeurs de bande de fréquence.

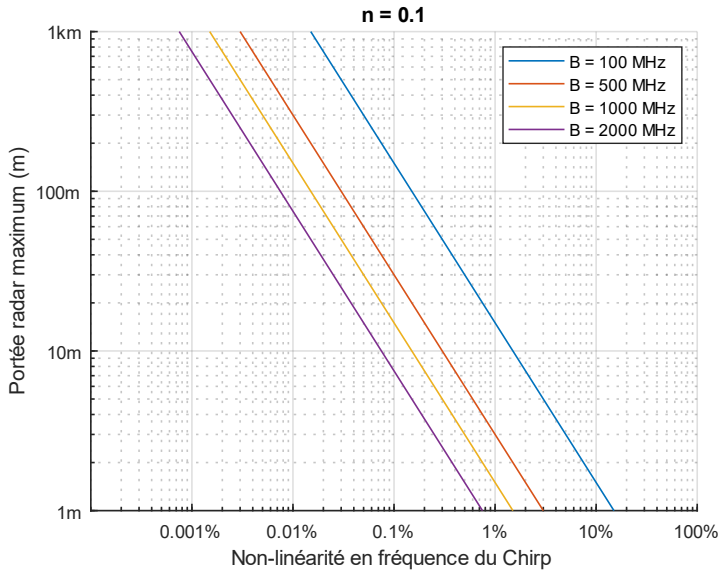


Figure II.55 – Limites en portée du radar pour un étalement maximum de 10% ($n = 0.1$).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Le radar GPR utilise une large bande de fréquence et même si la portée du radar est courte, la linéarité requise est très importante. L'effet est alors observable dès le premier mètre, pour de nombreux VCO large bande, dont la non-linéarité est comprise en 5 et 15% et pour un radar ayant une bande de fréquence > 500MHz.

Dans le but de simuler l'effet de la non-linéarité du Chirp sur le signal de battement, pour un radar courte portée, nous avons, dans un premier temps, implémenté le phénomène sous Matlab en se basant sur la modélisation d'un VCO du commerce.

Il s'agit de réaliser une simulation d'un système FMCW utilisant une rampe de fréquence non-linéaire. Le Chirp généré possède alors les caractéristiques d'un composant réel (VCO) et la chaine de réception homodyne (mélange) est implémentée afin d'observer le signal IF contenant l'information des cibles. Les cibles simulées ont été définies par une SER et un retard (position) fixe, ce sont des cibles ponctuelles.

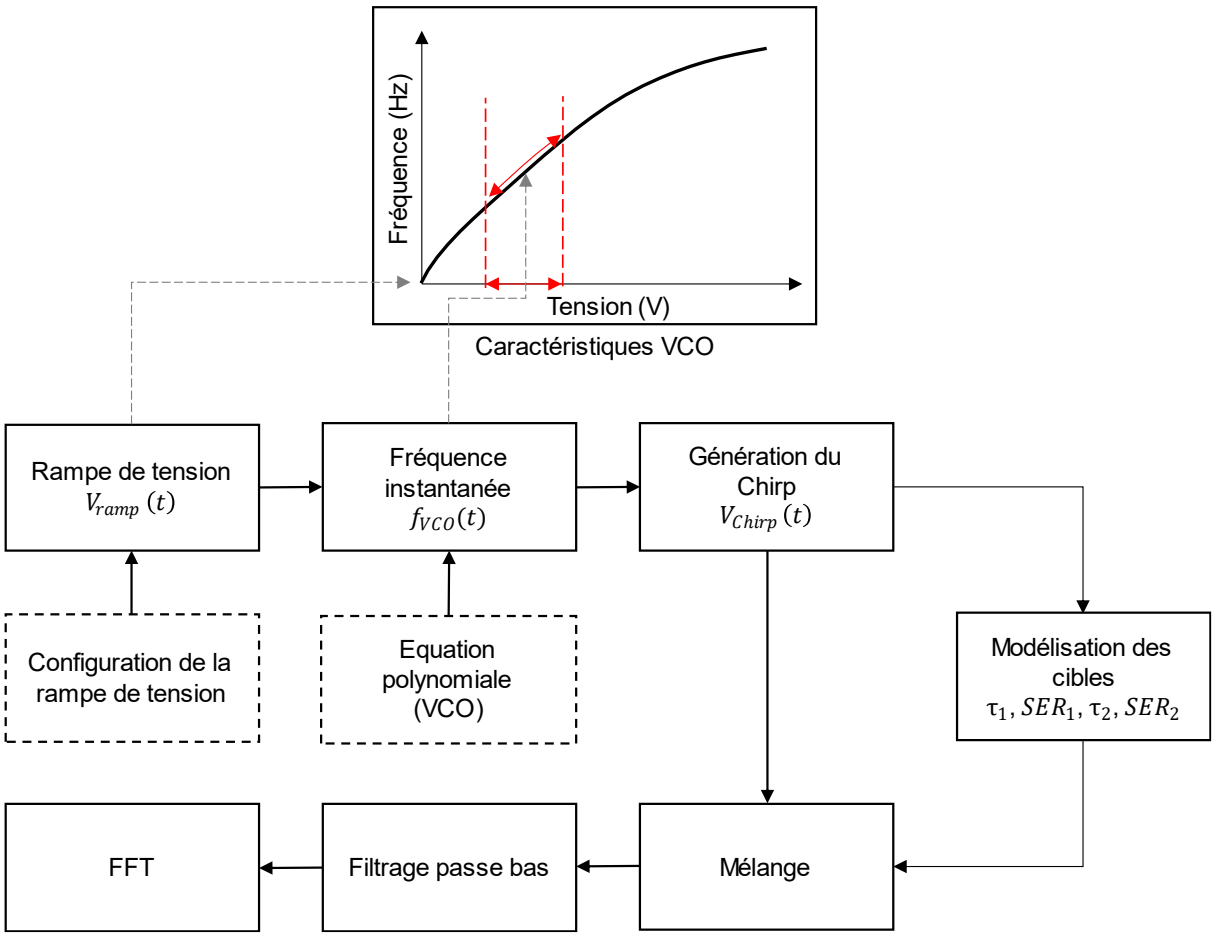


Figure II.56 – Schéma de la simulation analytique proposée.

Pour valider cette approche, un modèle de VCO du fabriquant Analog. Devices (HMC586LC4B) a été implémenté. Il s'agit d'un VCO large bande ayant une fréquence de fonctionnement spécifiée de 4 GHz à 8 GHz. La tension de réglage s'étend de 0 à 18V. La caractéristique fréquence/tension est donnée en figure II.57.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

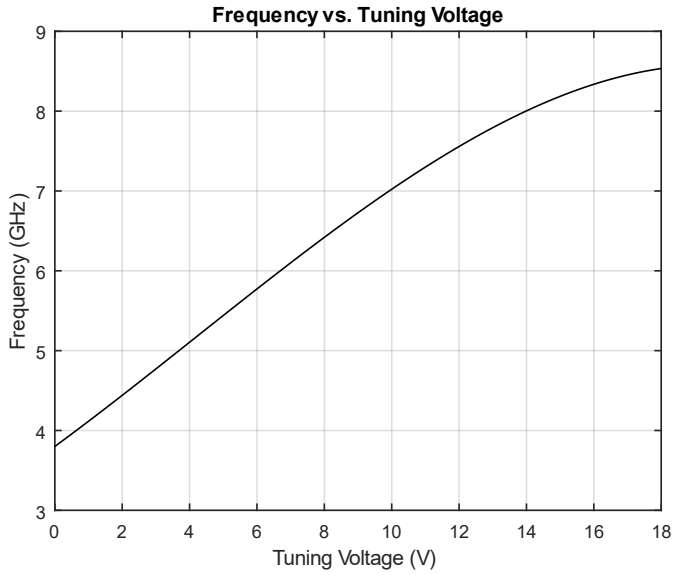


Figure II.57 – Caractéristique fréquence/tension du VCO HMC586LC4B (Analog. Devices).

Les mesures de la fréquence de sortie en fonction de la tension de commande, données par la documentation, ont été utilisées pour extraire une équation polynomiale caractéristique. En considérant une rampe de tension (commande) parfaite, la fréquence de sortie instantanée du VCO s'écrit :

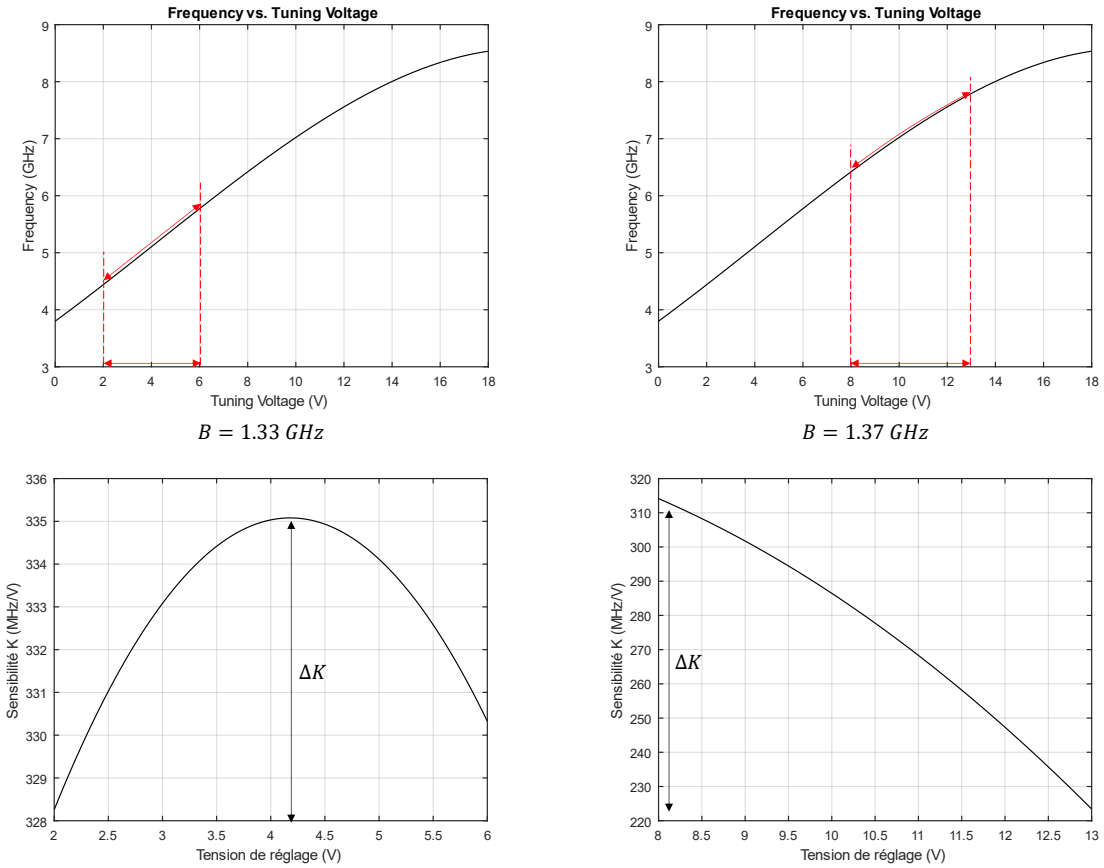
$$f_{VCO}(t) = c_3 \cdot V_{ramp}^3(t) + c_2 \cdot V_{ramp}^2(t) + c_1 \cdot V_{ramp}(t) + c_0 \qquad \text{(II.52)}$$

Avec $c_3 = -478469, \quad c_2 = 6e6, \quad c_1 = 0{,}31e9, \quad c_0 = 3{,}8e9$, les coefficients extraits de la caractéristique fréquence/tension du VCO et $V_{ramp}(t)$, la rampe de tension linéaire (configurée dans la plage de 0 à 18V) de durée T. En utilisant la fréquence instantanée qui est définie par l'équation (II.52), la forme temporelle du signal Chirp s'écrit :

$$V_{Chirp}(t) = A \cdot \sin\left(2\pi \frac{\left(f_{VCO}(0) + f_{VCO}(t)\right)}{2} t\right) \qquad \text{(II.53)}$$

Dans le but d'estimer l'effet de la non-linéarité provoquée par le VCO sur la réponse du radar, deux zones de fonctionnement du VCO ont été sélectionnées et sont représentées sur la figure II.58. Il s'agit des tensions de commande de 2 à 6 Volts et de 8 à 13 Volts. Les deux zones sélectionnées permettent d'obtenir une résolution en distance du radar similaire car la largeur de bande de fréquence est proche de 1.35 GHz dans les deux cas.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



$B = 1.33\ GHz$

$\Delta K = 6.82\ MHz$

Non-linéarité du Chirp : 0.51 %

(a)

$B = 1.37\ GHz$

$\Delta K = 90.72\ MHz$

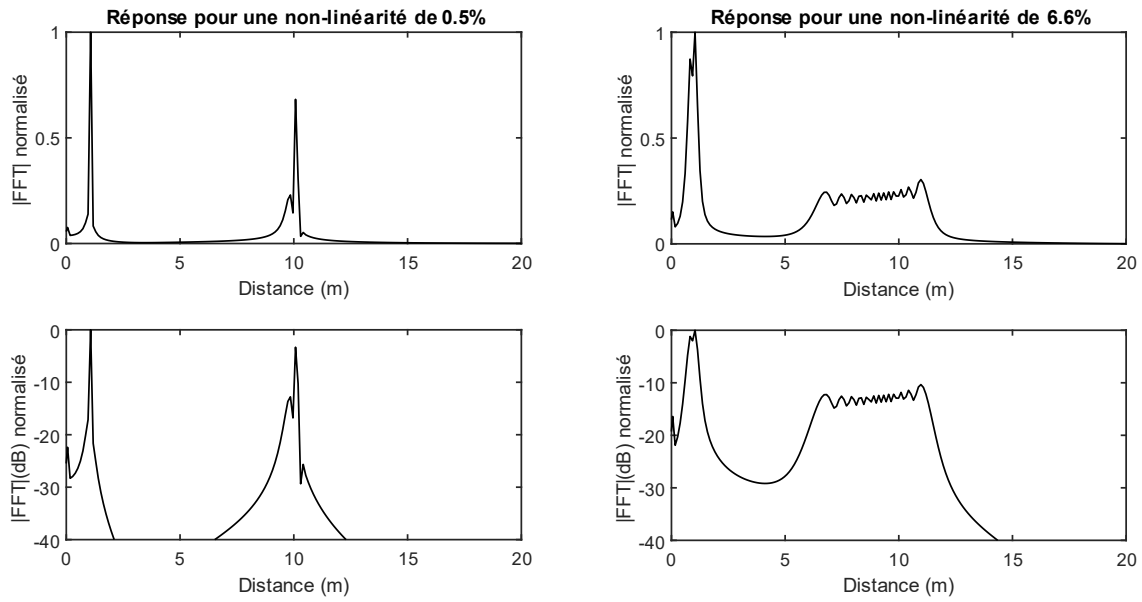
Non-linéarité du Chirp : 6.60 %

(b)

Figure II.58 – Plage de fréquences et sensibilité du VCO HMC586LC4B (Analog. Devices) pour une tension de 2 à 6V (a) et 8 à 13V (b).

Dans le premier cas, la non-linéarité du Chirp est de 0.5% et dans le second cas de 6.6%. Pour comparer l'effet de la non-linéarité, deux cibles ayant la même SER ont été configurées à une distance de 1 et 10 mètres. Les résultats de simulation sont donnés en figure II.59.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a) (b)

Figure II.59 – Spectre du signal de battement obtenu pour deux cibles configurées à 1 et 10 mètres et une non-linéarité Chirp de 0.5% (a) et 6.6% (b).

La non-linéarité de la rampe de fréquence cause de fortes dégradations sur la réponse du radar, notamment en termes de résolution. Dans le cadre du radar ULB, il est nécessaire d'avoir une bonne linéarité et cela même en courte portée.

Pour réaliser la simulation du système complet et étendre la simulation du phénomène sur des imageries radar, le modèle de VCO précédent a été intégré sur la plateforme de simulation. Il s'agit de simuler la chaine RF du radar en utilisant comme source le VCO d'Analog. Devices précédemment modélisé. Pour cela un modèle similaire a été implémenté sous ADS. Il s'agit d'un générateur de tension ayant pour paramètres la forme polynomiale définie précédemment. Le modèle prend en entrée les différents coefficients du polynôme ainsi que la plage de tension linéaire (commande), sa durée (durée du Chirp, T) et son amplitude en tension.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

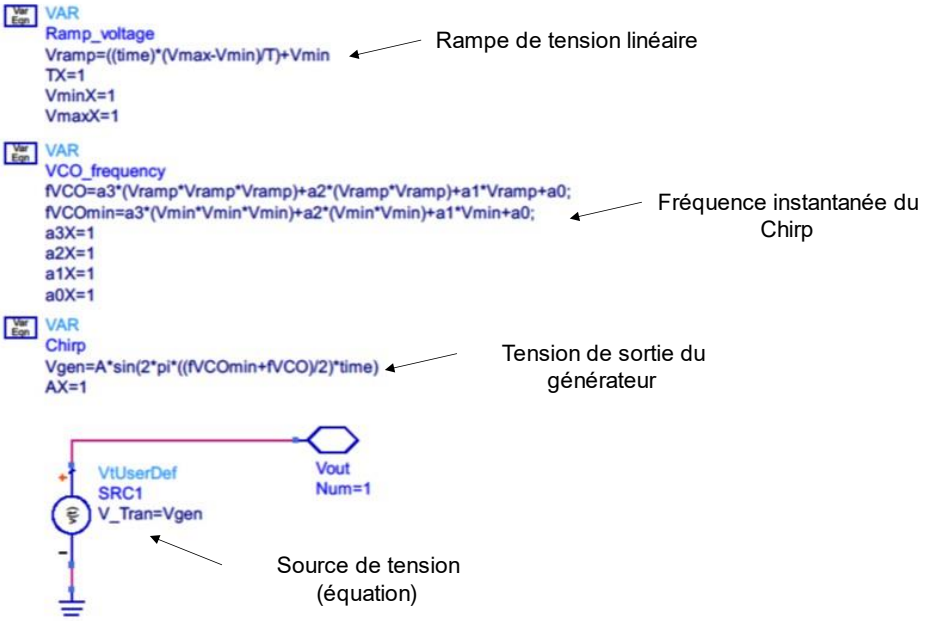
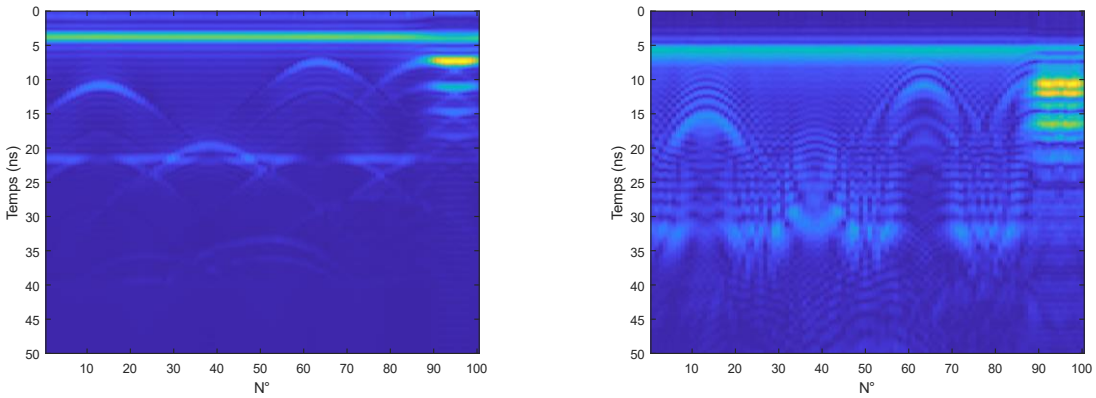


Figure II.60 – Modèle de VCO paramétrable implémenté sous ADS.

Le VCO industriel est alors utilisé pour simuler l'imagerie d'une scène GPR. La rampe de tension est configurée de 8 à 13V. Pour obtenir une bande de fréquence de 300 MHz à 1.6 GHz, un mélange est utilisé pour abaisser les fréquences générées par le VCO. Pour obtenir un B-SCAN, une scène simulée avec gprMax a été intégrée sous ADS. Les résultats de simulation sont donnés en figure II.61.



(a) (b)

Figure II.61 – Résultats B-SCAN obtenus pour une linéarité idéale (a) et une non-linéarité de 6.6% (b) et pour une bande de fréquence configurée de 0.3 à 1.6 GHz.

Sur l'image de gauche de la figure II.61, le Chirp utilisé est linéaire, les échos provenant du sol et les hyperboles de migration sont nets. En prenant en compte la caractéristique du VCO, on observe une forte dégradation et étalement des réponses, rendant bien moins lisible l'imagerie. Comme c'est visible sur l'image de droite, plus les échos sont lointains, plus la fréquence du signal de battement correspondante s'étale.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

L'intégration de la non-linéarité de rampe de fréquence permet de simuler plus rigoureusement les signaux de battements obtenus et, dans le cadre de cette simulation, rend compte de l'impact d'une source VCO en oscillation libre sur les images obtenues.

2.4.2. Correction de la non-linéarité fréquence-temps de la source

L'utilisation d'un VCO en oscillation libre (ou « free running »), c'est-à-dire sans asservissement (PLL), est une solution intéressante car bas cout et peu complexe. Aussi, l'utilisation d'un mélange de fréquence permet de générer de larges bandes de fréquence tout en débutant dans les basses fréquences. La génération et la configuration d'une rampe de tension pour commander le VCO permet une certaine sélection de la plage de fréquence utilisée.

Toutefois, même si le radar est utilisé en courte portée, limitant les effets d'étalement de fréquence sur le signal de battement, la non-linéarité provoque de forte dégradation sur la réponse obtenue. L'idée d'utiliser un VCO en oscillation libre et de choisir la fréquence d'émission du Chirp en sélectionnant une plage de tension adéquate est alors difficile en l'état.

Dans le but de limiter cette forte contrainte de linéarité, nous nous sommes intéressés aux différentes méthodes de correction existantes.

2.4.2.1. Méthodes de corrections de la linéarité du Chirp

La méthode la plus basique consiste à réaliser une distorsion de la tension de commande du VCO [CHIZH2017]. Pour cela, une mesure de la caractéristique du VCO est nécessaire. L'évolution du signal de commande peut être alors implémentée sur le générateur de tension à l'aide d'une table de correspondance (Lookup Table). Cela implique une bonne connaissance des caractéristiques du VCO et induit une certaine sensibilité aux variations en températures du composant ou à tout écart de tension.

Comme évoqué précédemment, l'utilisation d'une boucle à verrouillage de phase (PLL) est une solution largement employée et permet généralement une meilleure linéarité. Mais cette solution demeure difficile ou couteuse à implémenter pour de larges bandes de fréquence.

Les techniques présentées précédemment consistent à améliorer la source de fréquence du radar. Dans une optique inverse, il est possible de corriger cette linéarité, non pas sur le générateur, mais sur le signal du battement obtenu.

Dans [VOSSIEK1996] et [FUCHS1996], pour corriger les variations de fréquence sur signal de battement, une seconde voie est ajoutée au radar FMCW. Cette voie est munie d'une ligne à retard fixe, qui sert de référence. Deux signaux de battement sont alors numérisés, l'un contenant l'information des cibles et l'autre généré à partir de la ligne à retard. A l'aide d'un algorithme, les variations de la phase du signal de battement de la voie de référence sont extraites. Ce signal étant soumis au phénomène de dispersion, lié à la non-linéarité de la source FMCW, il est ainsi possible d'en extraire la variation de fréquence ou de phase à l'aide de cet algorithme. Enfin, un rééchantillonnage non-uniforme est effectué sur le signal de battement utile. Pour ce type de correction, le principe de l'architecture du radar est donné en figure II.62.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

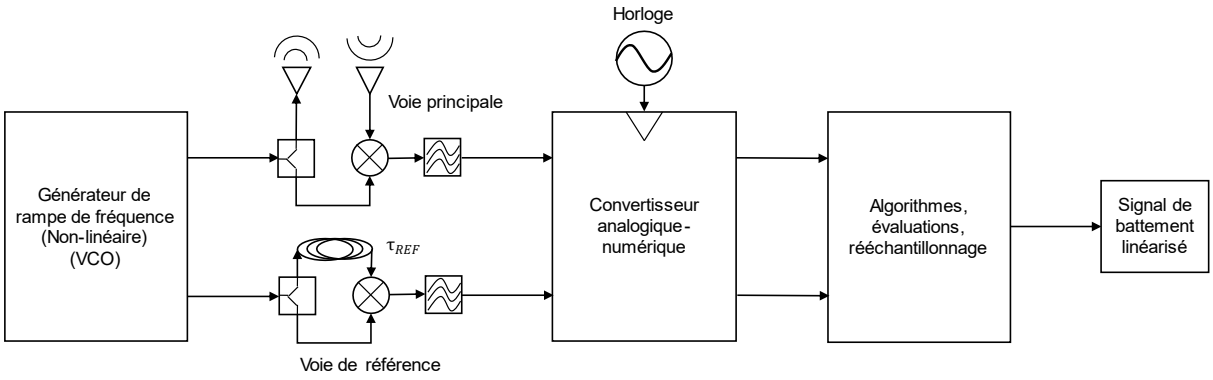


Figure II.62 – Architecture du radar FMCW pour la correction de la non-linéarité du Chirp à l'aide d'une voie de référence, de l'évaluation de linéarité en fréquence du signal de battement et d'un rééchantillonnage non-uniforme.

Concernant l'algorithme d'extraction de la variation de fréquence ou de phase du signal de référence, plusieurs méthodes sont possibles. Dans [ANGHEL2013] et [ANGHEL2014] la méthode employée consiste à extraire des coefficients de phase (polynomiale) à l'aide d'une méthode itérative basée sur une fonction HAF (High-order Ambiguity Function). Dans [WANGYING2010] le signal de battement de référence est analysé par sous-bandes de fréquence (FFT) pour l'extraction de ces coefficients.

2.4.2.2. Correction par échantillonnage non-uniforme direct

Pour corriger les effets de dispersions en fréquence du signal de battement, la technique courante consiste à utiliser une seconde voie avec une ligne à retard, comme si l'architecture du radar FMCW était dupliquée. Le signal de battement provenant de cette voie, appelée voie de référence, est alors numérisé et stocké. Il s'agit de retrouver, à l'aide de cette mesure, la variation de la fréquence instantanée du signal. Cette variation, au travers d'algorithmes, est utilisée pour effectuer un rééchantillonnage du signal de battement provenant de la voie principale du radar, utilisée pour détecter les cibles. Ce traitement est effectué logiciellement. Cela implique d'utiliser une seconde voie pour le convertisseur analogique numérique et un stockage supplémentaire des signaux. Pour un système embarqué, les traitements proposés dans la littérature peuvent être complexes à implémenter car ils nécessitent une unité de traitement numérique, ajoutant un temps de calcul supplémentaire.

Pour limiter le traitement numérique à effectuer sur le signal, l'idée proposée dans cette thèse est d'utiliser la fonction fréquence-temps brute du signal de battement, provenant de la voie de référence, pour directement générer l'horloge utilisée pour l'échantillonnage du signal radar.

La méthode proposée consiste alors à utiliser le signal issu du mélange de la voie de référence directement sur le convertisseur analogique numérique, en tant qu'horloge. Une illustration de l'architecture de correction analogique proposée est donnée en figure II.63.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

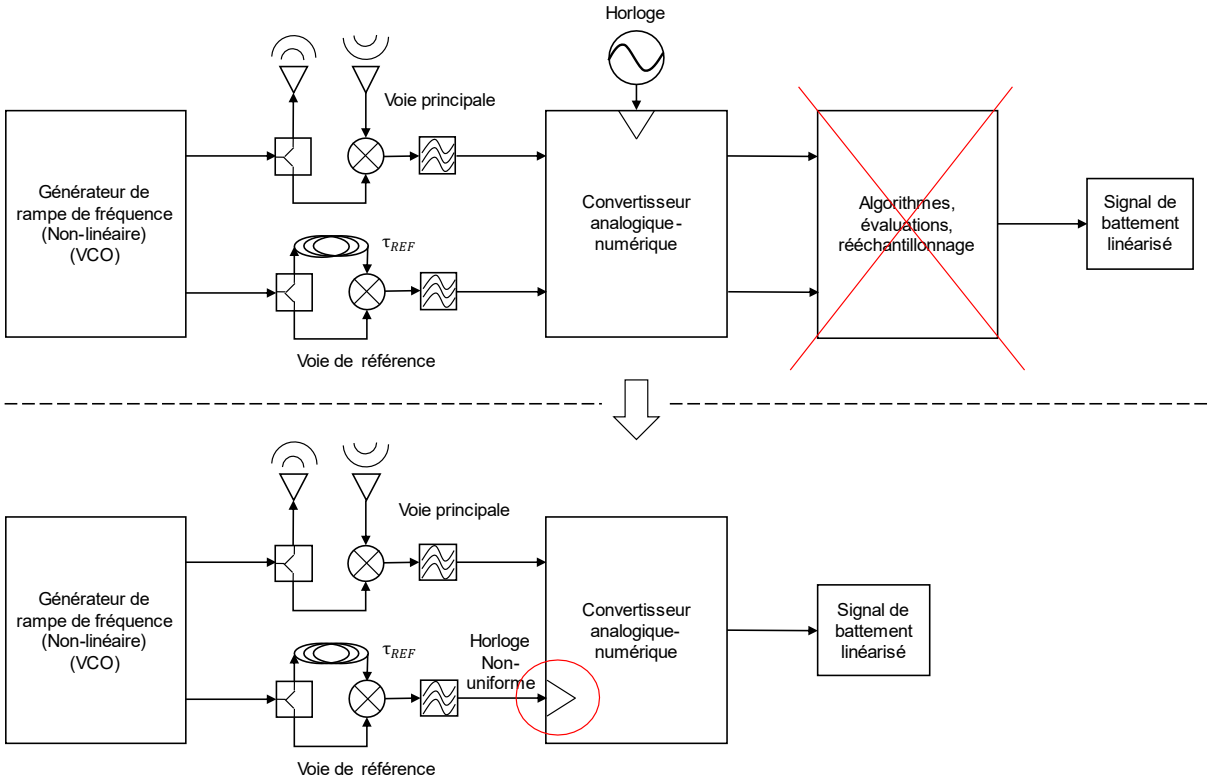


Figure II.63 – Modification des architectures de correction de la non-linéarité du Chirp existantes pour un rééchantillonnage analogique du signal de battement.

Sachant que l'évolution de la fréquence instantanée du signal de battement est dépendante du temps d'aller-retour sur la cible (équation II.44), un rapport constant de fréquence peut être obtenu, au cours du temps, entre deux signaux de battement.

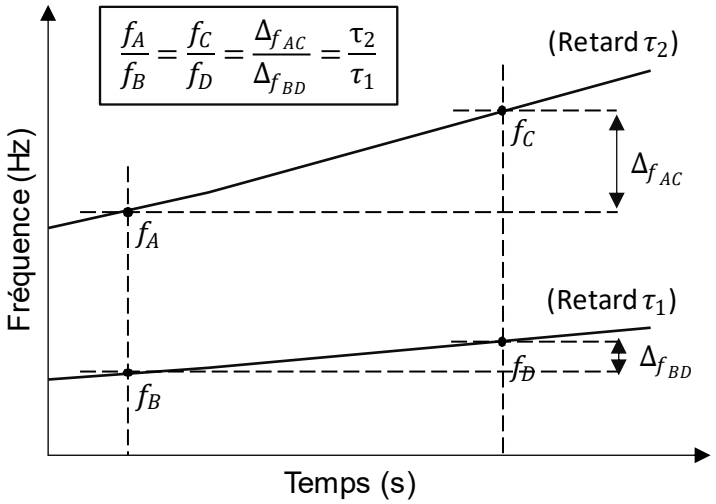


Figure II.64 – Evolution de la fréquence instantanée d'un signal de battement obtenu avec une source de fréquence (Chirp) non-linéaire et pour deux temps d'aller-retour sur la cible différents ($\tau_2 > \tau_1$).

Dans l'exemple donné par la figure II.64, si la fréquence instantanée obtenue pour le second retard (τ_2), est utilisée en tant que fréquence d'échantillonnage, pour numériser le premier signal (pour un retard τ_1), le rapport constant entre les deux fréquences instantanées au cours

Licence CC BY-NC-ND 3.0

du temps permet la correction de la dispersion. Le signal de battement est alors linéarisé car la base de temps pour laquelle il a été numérisé suit la même évolution. Une illustration du concept de l'échantillonnage non-uniforme direct est donné figure II.65.

Pour respecter le critère de Nyquist-Shannon concernant la fréquence d'échantillonnage, ce rapport doit être supérieur à 2. En d'autres termes, le retard apporté par la voie de référence, servant à générer l'horloge, doit être deux fois supérieur au temps de trajet le plus long du radar, soit :

$$\tau_{clk} > 2 \cdot \tau_{max} \tag{II.54}$$

Avec τ_{clk} le retard de la voie de référence et τ_{max} le temps aller-retour sur la cible maximum. Ainsi, le radar est limité en portée par la valeur de ce retard. La portée maximum en mètre, s'écrit :

$$R_{max} = \frac{\tau_{clk} \cdot c}{4} \tag{II.55}$$

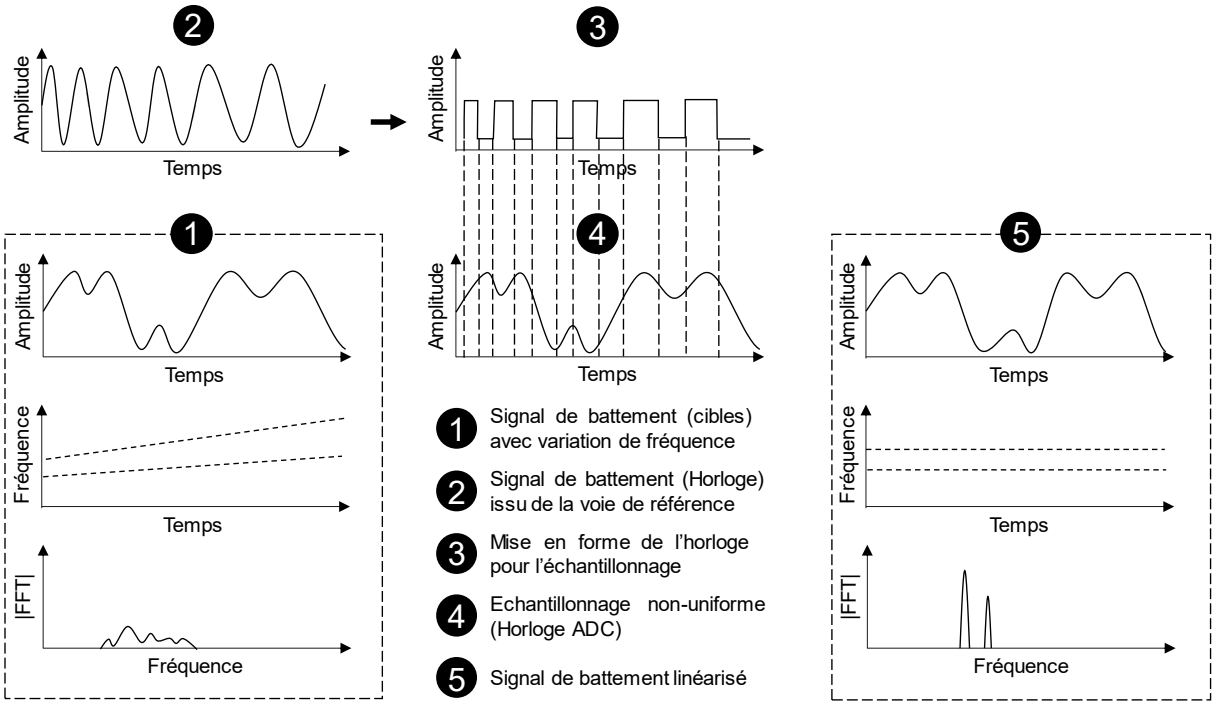


Figure II.65 – Illustration du concept de l'échantillonnage non-uniforme direct.

Les avantages de cette méthode sont :

- Contrairement à l'utilisation d'une rampe de tension pré-distordue, qui doit épouser la caractéristique du VCO, l'uniformité du signal d'échantillonnage généré par la voie supplémentaire dépend directement de la source de fréquence employée. Cette dépendance facilite grandement le changement de la plage de fréquence balayée et permet un changement de source (VCO) sur l'architecture du radar.
- L'utilisation d'une source bas cout.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Pas de stockage en mémoire supplémentaire, le signal de battement de la seconde voie est directement utilisé comme horloge d'échantillonnage sur le convertisseur analogique-numérique.
- Pas de traitement numérique du signal ou d'algorithmes nécessaires. Le signal de battement est alors directement rééchantillonné par l'opération.

Les inconvénients de cette méthode sont :

- La nécessité d'une seconde voie du radar, incluant une ligne à retard et un étage de traitement analogique pour la génération d'un signal d'horloge adéquat.
- La limitation en distance causée par la ligne à retard.

Pour simuler la méthode d'échantillonnage non-uniforme proposée, l'architecture a été implémentée sous ADS. Pour générer l'horloge servant à l'échantillonnage du convertisseur, une seconde voie est ajoutée au système radar FMCW. Le schéma de l'architecture est donné en figure II.66. Le model de VCO configurable (forme polynomiale), présenté précédemment, a été utilisé.

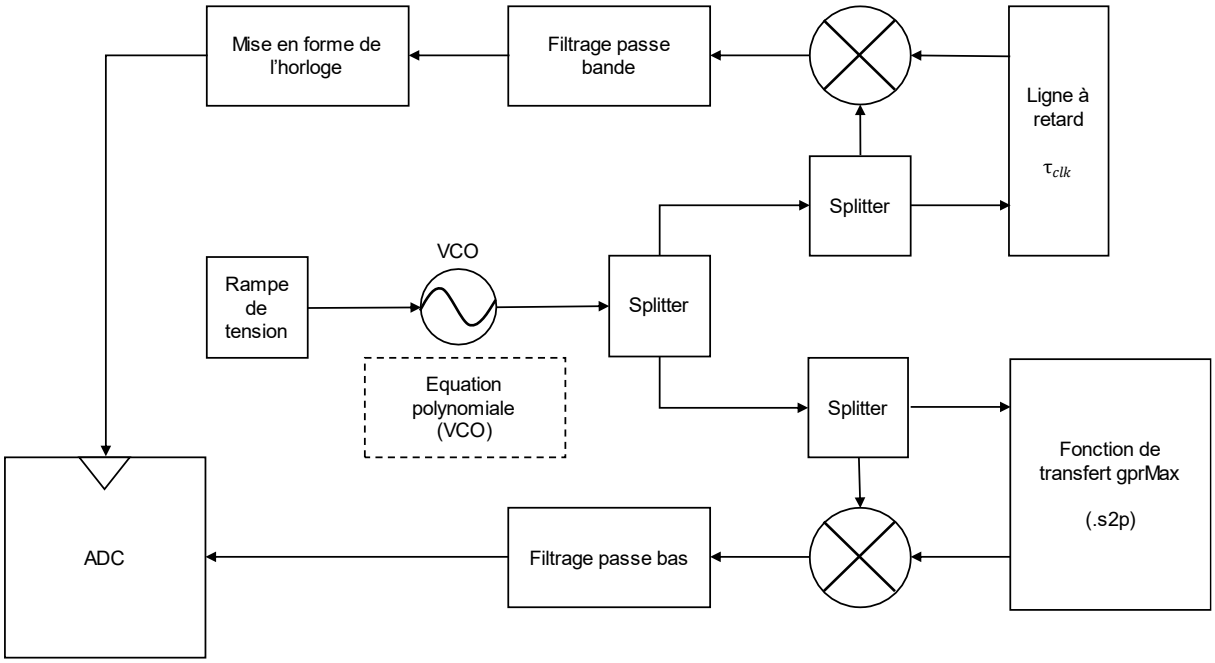


Figure II.66 – Architecture proposée pour la simulation de l'échantillonnage non-uniforme.

Dans cette simulation, la largeur de bande de fréquence du radar est configurée à 1.3 GHz, la non-linéarité de la rampe de fréquence est de 6.6% et la durée du Chirp est de 100 µs. Le retard apporté par la voie de référence est configuré à 85 ns (τ_{clk}). La scène gprMax présentée précédemment est utilisée en tant que canal de propagation. Les signaux de battements et le signal d'horloge obtenus provenant de la voie de référence sont donnés en figure II.67 pour un échantillonnage standard (uniforme).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

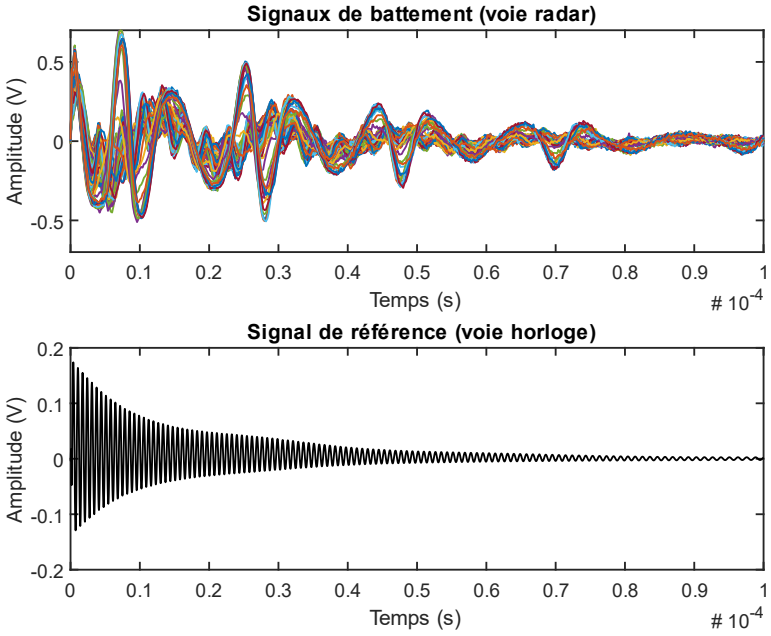


Figure II.67 – Signaux de battement simulés sur avec un échantillonnage régulier.

Pour échantillonner correctement les signaux de battement, le signal d'horloge est mis en forme pour piloter le convertisseur analogique numérique. Cette mise en forme consiste à transformer le signal de battement de la voie de référence en un signal d'horloge (signal carré) à l'aide d'un comparateur de tension. L'horloge générée ainsi que les signaux de battement rééchantillonnés sont donnés en figure II.68.

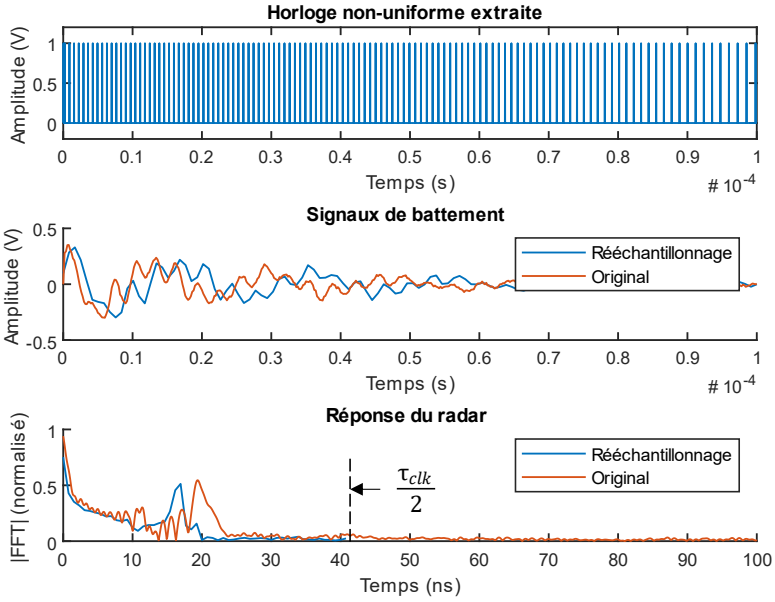


Figure II.68 – Signal d'horloge non-uniforme, comparaison du signal de battement orignal et rééchantillonné et réponse radar obtenue.

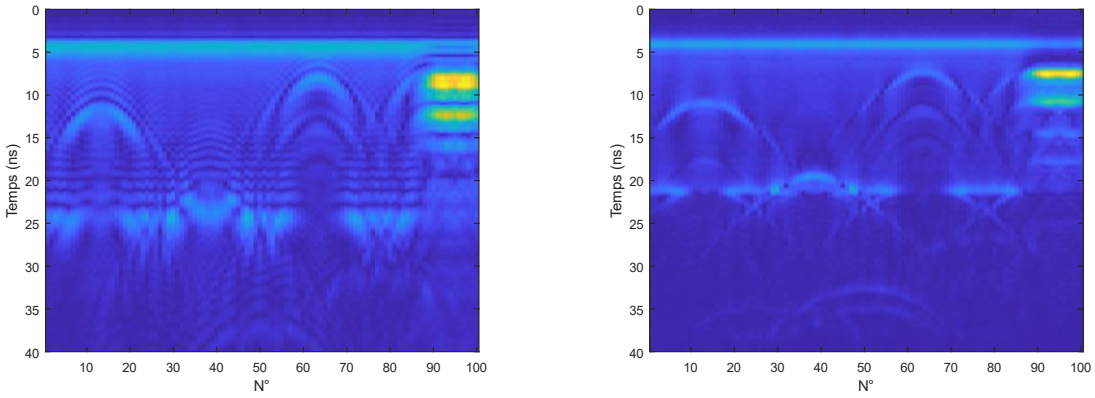
Comme décrit par l'équation (II.54), la limite en portée du radar est donnée par le retard de la voie de référence. Pour un tracé de la réponse temporelle du radar, comme c'est le cas sur la

Licence CC BY-NC-ND 3.0

figure II.68, la limite est donnée par $\tau_{clk}/2$. Une fois le signal échantillonné de manière non-uniforme, la fréquence d'échantillonnage effective peut être calculée par :

$$f_{ech_{eff}} = \frac{N_{ech}}{T} = \frac{120}{10^{-4}} = 1.2\,MS/s \tag{II.56}$$

Avec T la durée du Chirp (en secondes) et N_{ech} le nombre d'échantillons capturés. Les B-SCAN pour une imagerie brute et résultant de la méthode de correction sont données en figure II.69.



(a) (b)

Figure II.69 – B-SCAN obtenus pour une non-linéarité de Chirp de 6.6% par un échantillonnage régulier (a) et un échantillonnage non-uniforme direct (b) des signaux de battement.

L'échantillonnage non-uniforme permet une correction instantanée des variations du signal de battement. Sur la figure II.69, les hyperboles de migration et les différents échos sont beaucoup plus nets car la dispersion a été corrigée durant l'échantillonnage.

Concernant la ligne à retard utilisée, idéalement celle-ci ne doit pas apporter d'effets dispersifs sur les fréquences du signal RF. Plus généralement, les effets dispersifs des différents composants de la voie de référence doivent être limités au maximum. La voie de référence doit être représentative de la source VCO non-linéaire.

Pour un échantillonnage sans repliement de spectre, un filtrage adapté (passe bas) doit être fait sur les signaux de battement échantillonnés de sorte que la fréquence maximum du signal de battement soit deux fois inférieure à la fréquence d'échantillonnage effective.

Par ailleurs, pour une architecture de radar utilisant des composants large bande, cette méthode permet une agilité en fréquence de la source, par le choix de la plage de tension balayée et autorise également le changement d'oscillateur.

2.4.3. Analyse expérimentale pour la correction de la non-linéarité

2.4.3.1. Rééchantillonnage non-uniforme logiciel

Pour valider la technique proposée, nous avons dans un premier temps implémenté la méthode de correction par échantillonnage non-uniforme de manière logicielle. Pour cela, un générateur de signaux arbitraires a été utilisé en tant que source de fréquence, pour modéliser

Licence CC BY-NC-ND 3.0

le VCO. L'architecture FMCW implémentée pour l'expérimentation est donnée en figure II.70. Pour simuler une cible ponctuelle unique, un câble RF est utilisé en tant que canal de propagation. Une seconde voie, contenant une ligne à retard (câble RF) est utilisée pour produire un signal de battement de référence, qui servira d'horloge. Les signaux de battement provenant des deux voies sont numérisés à l'aide d'un oscilloscope. Les données numérisées sont transmises sur un ordinateur pour effectuer la correction.

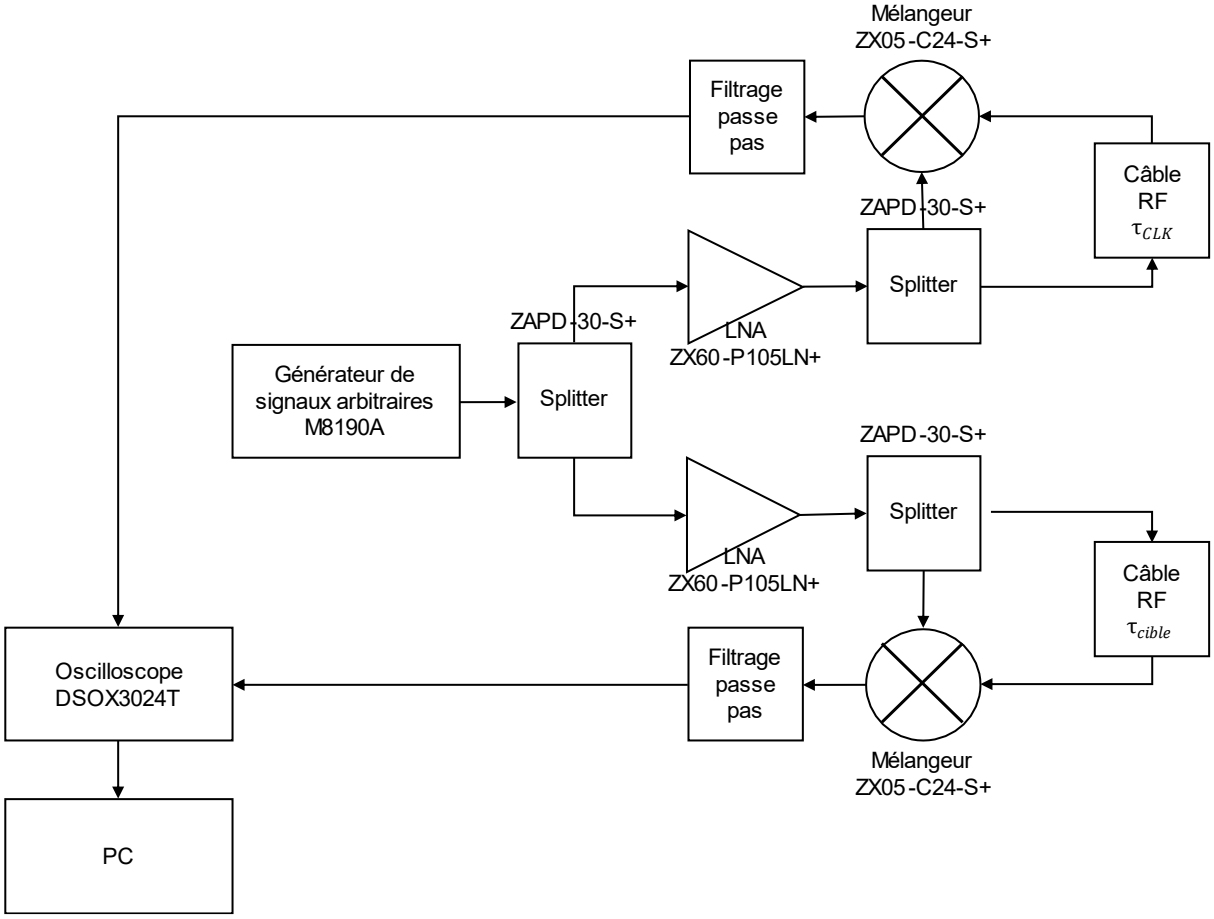


Figure II.70 – Architecture du radar pour les essais de correction de non-linéarité du Chirp.

Les signaux sont numérisés et transmis sur l'ordinateur par une liaison USB. Le signal provenant de la voie de référence, qui est généré par le retard (noté τ_{CLK} sur la figure II.70), est transformé en un signal d'horloge (binaire) à l'aide d'une comparaison numérique (comparateur de tension). En effet, pour chacune des périodes du signal, une impulsion binaire est ainsi générée. Pour plus de robustesse, une comparaison à double seuillage est réalisée pour la génération du signal d'horloge :

$$S_{CLK}(t) = \begin{cases} 1 & si\ V_{clk}(t) > S_H \\ 0 & si\ V_{clk}(t) < S_B \\ état\ précédent & sinon \end{cases} \quad \text{(II.57)}$$

Avec $S_{CLK}(t)$ le signal d'horloge (binaire), V_{clk} la tension (en volts) du signal de battement de la voie de référence, S_H le seuil de tension haut (en volts) et S_B le seuil de tension bas (en volts).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Par la suite et pour chaque front de montée du signal de l'horloge, la valeur numérique du signal de battement de la voie principale est conservée (échantillonnage) et le spectre du signal rééchantillonné est ainsi tracé.

Le premier essai réalisé concerne le rééchantillonnage du signal de battement pour une non-linéarité < 0.1% de la source de fréquence. La durée du Chirp est fixée à 3.3 ms et la bande de fréquence est de 0.4 à 1.1 GHz. La cible est placée à une distance de 2 mètres (émulée à l'aide d'un câble RF). Le retard sur la voie de référence est d'environ 75 ns (τ_{clk}). Les signaux issus des deux mélanges sont capturés par l'oscilloscope. La figure II.71 donne les résultats de mesure du signal de battement original, le signal d'horloge généré, le signal rééchantillonné ainsi que les spectres du signal original et du signal rééchantillonné.

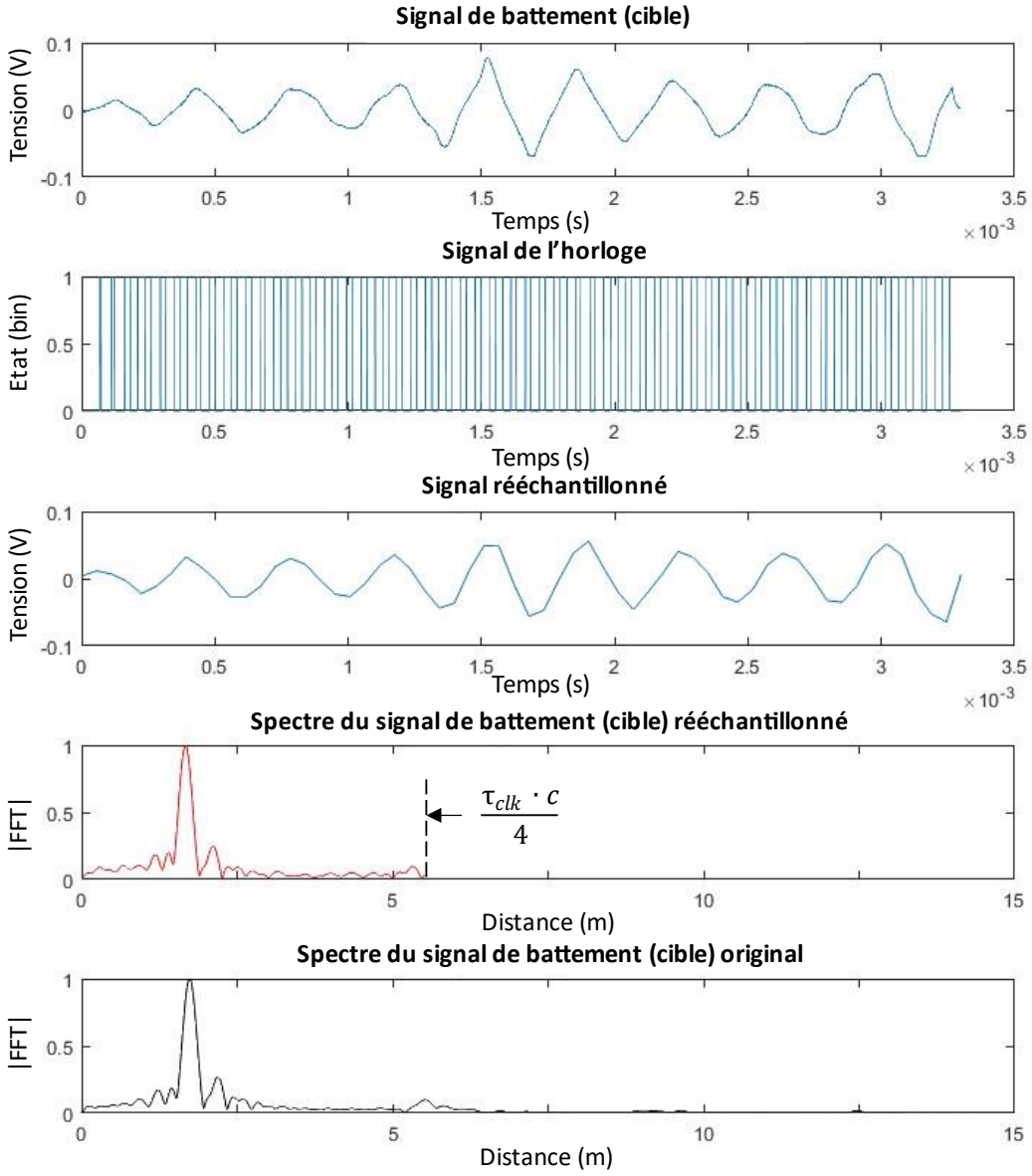


Figure II.71 – Résultats de mesure de la correction pour une non-linéarité très faible.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Etant donné le niveau de non-linéarité faible, la correction appliquée ne modifie pas l'allure du signal de battement reçu. Le signal d'horloge réduisant la fréquence d'échantillonnage du signal de battement, une limite en portée est alors visible ($\frac{\tau_{clk} \cdot c}{4}$).

Pour valider la méthode avec des signaux dispersifs, un second test concerne le rééchantillonnage du signal de battement pour une non-linéarité d'environ 6.6%. Le signal Chirp non-linéaire est configuré sur le générateur, via un modèle polynomial. La cible est placée à une distance de 4 mètres (émulée à l'aide d'un câble RF). Le retard sur la voie de référence a été augmenté à 180 ns (τ_{clk}). Les signaux issus des deux mélanges sont capturés par l'oscilloscope. La figure II.72 donne les résultats de mesure du signal de battement original, le signal d'horloge généré, le signal rééchantillonné ainsi que les spectres du signal original et du signal rééchantillonné.

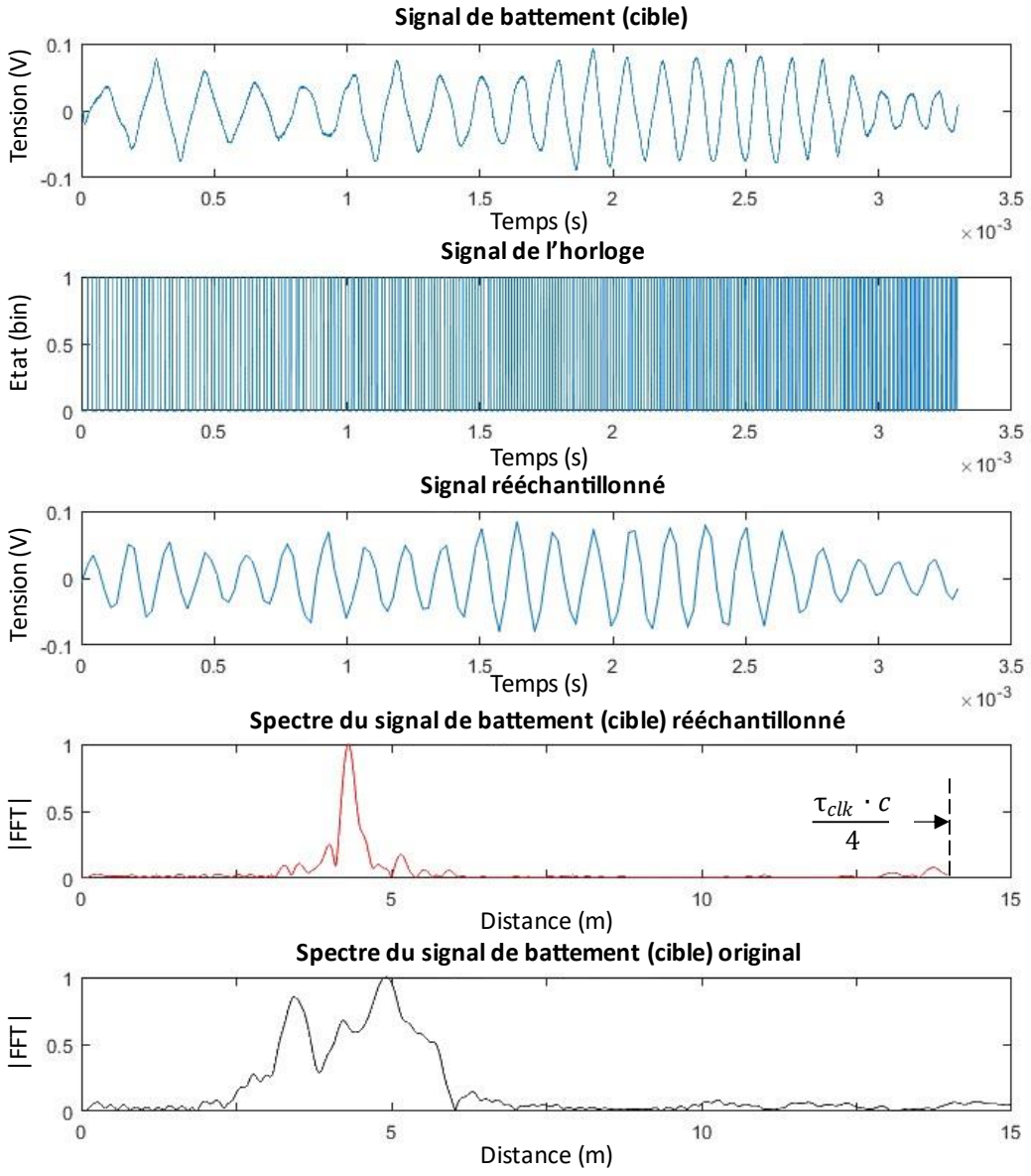


Figure II.72 – Résultats de mesure de la correction pour une non-linéarité de 6.6% et une cible configurée à 4 mètres.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Une fois la correction appliquée, visible en rouge sur la figure II.72, le signal de battement est alors corrigé, limitant les effets de dispersion.

En configurant la non-linéarité à 6.8 % et en plaçant la cible à une distance de 6 mètres (émulée à l'aide d'un câble RF), l'effet de dispersion est alors augmenté. Le retard sur la voie de référence a été configuré à 200 ns (τ_{clk}). Les signaux issus des deux mélanges sont capturés par l'oscilloscope. La figure II.73 donne les résultats de mesure du signal de battement original, le signal d'horloge généré, le signal rééchantillonné ainsi que les spectres du signal original et du signal rééchantillonné.

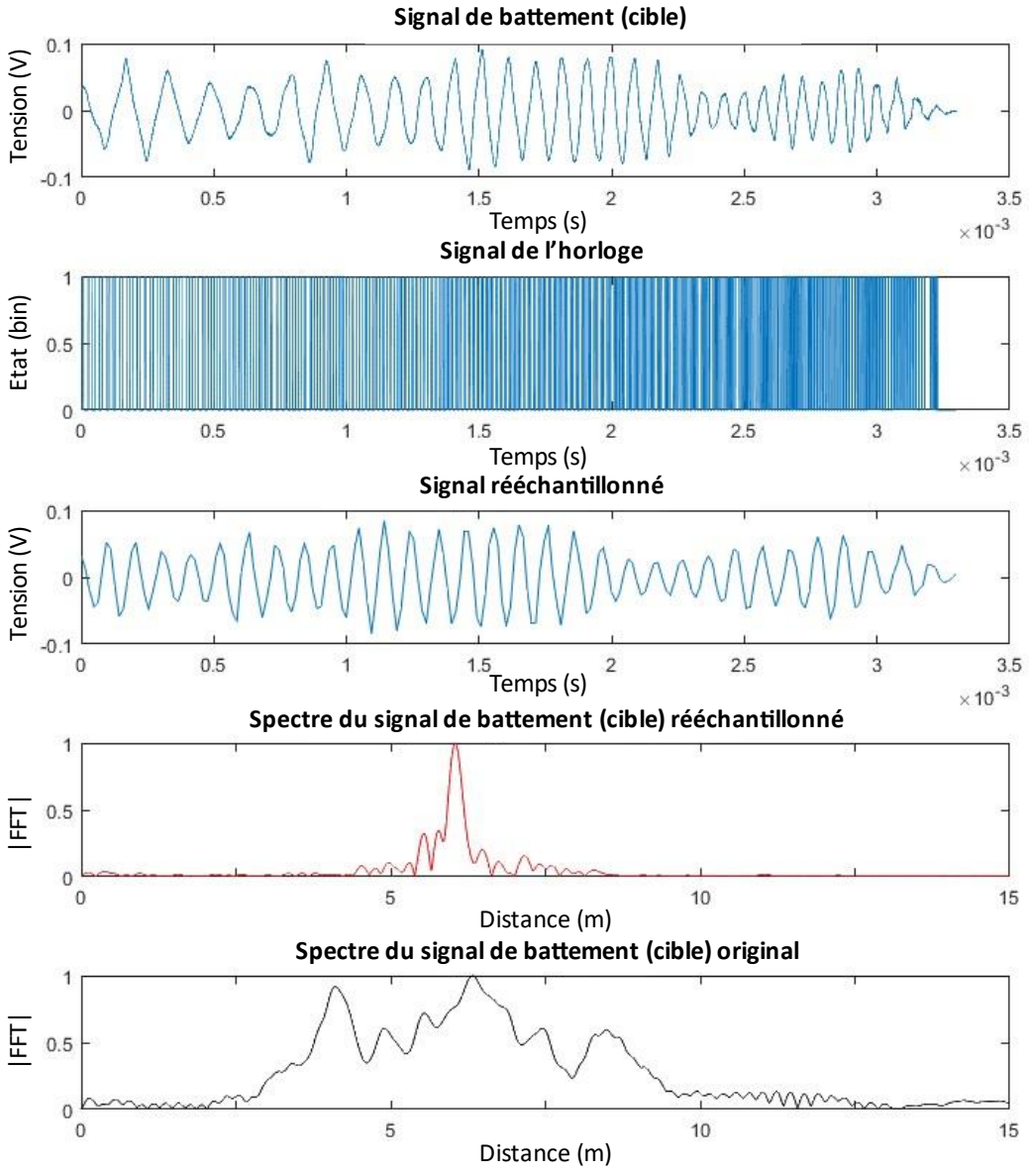


Figure II.73 – Résultats de mesure de la correction pour une non-linéarité de 6.8% et une cible configurée à 6 mètres.

Pour cette mesure, la cible étant plus lointaine, la dispersion de fréquence sur le signal de battement est accentuée. Malgré la forte non-linarite du VCO, le signal de battement est corrigé.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un point important concerne la mise en forme de l'horloge. Sur les mesures présentées (figure II.72 et II.73) avec une non-linéarité importante, le signal d'horloge généré à l'aide de la fonction numérique « comparateur de tension » subit des dérives et des décrochages. Ces effets apparaissent à cause la composante basse fréquence du signal de référence. Cela génère des parasites sur le signal de battement corrigé. Pour obtenir un signal d'horloge correct, il est nécessaire de filtrer ces composantes.

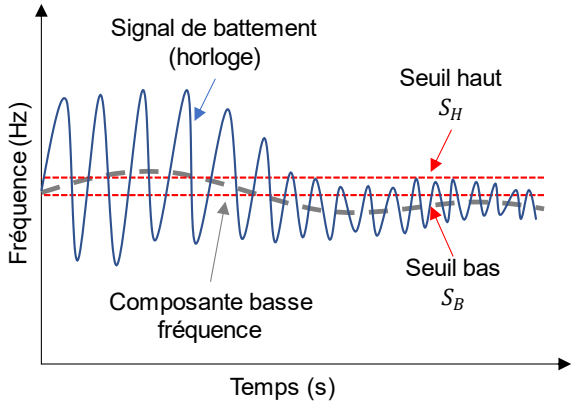


Figure II.74 – Illutation du seuillage difficile pour un signal de battement brut, utilisé pour la génération de l'horloge non-uniforme.

Pour mettre en œuvre cette méthode sur un système radar, le signal de battement de référence (horloge) doit alors être filtré à l'aide d'un filtre passe bande pour éliminer les composantes fréquentielles non-désirées, telles que les signaux basses fréquences issus des défauts d'isolation du mélangeur, comme illustré en figure II.74.

Toutefois, les essais ont permis de valider le principe de fonctionnement de l'échantillonnage non-uniforme direct. En effet, en utilisant un retard suffisant (ligne à retard) sur la voie de référence, un échantillonnage du signal de battement utile peut alors être directement fait à partir du signal généré par cette voie. L'échantillonnage non-uniforme permet ainsi de corriger les effets dispersifs et améliore la capacité de détection, dans le cas d'une source de fréquence non-linéaire.

Pour une implémentation complète de la méthode de correction par échantillonnage direct, des essais ont été réalisés en appliquant le signal de référence en tant qu'horloge sur un convertisseur analogique-numérique.

2.4.3.2. Echantillonnage non-uniforme matériel

Pour implémenter la méthode de correction proposée, une maquette réalisant une fonction d'acquisition du signal de battement a été réalisée. Le convertisseur analogique-numérique utilisé (ADS8505, Texas Instruments) possède une résolution de 16 bits et permet une fréquence d'échantillonnage de 250 kS/s au maximum. Pour mettre en œuvre la technique et l'échantillonnage non-uniforme, le port d'entrée de l'horloge de l'ADC intégré sur la carte a été externalisé. Ce port est accessible l'aide d'un connecteur SMA. Une photographie de la carte d'acquisition est donnée en figure II.75.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

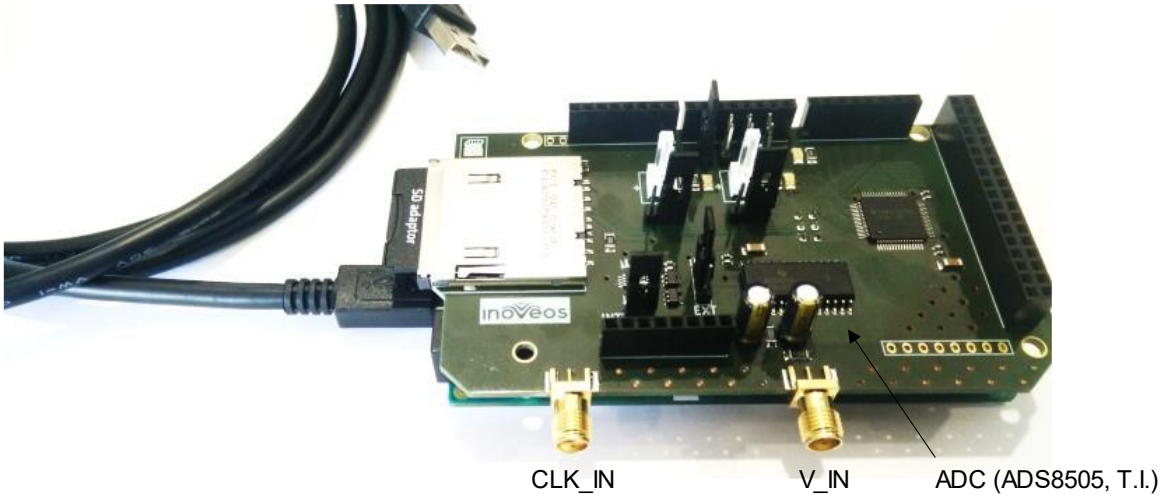


Figure II.75 – Carte d'acquisition avec la voie de l'horloge de l'ADC externalisée (CLK_IN).

Pour simuler une cible ponctuelle unique, un câble RF est utilisé en tant que canal de propagation. Une seconde voie, contenant une ligne à retard (câble RF) est utilisée pour produire un signal de battement de référence, qui servira d'horloge. Le signal de battement de la voie principale et l'horloge générée sont alors appliqués sur les entrées correspondantes de la carte d'acquisition. Les données numérisées sont enregistrées sur une carte mémoire (SD). Le schéma du montage est donné en figure II.76 et une photographie de l'expérimentation en figure II.77.

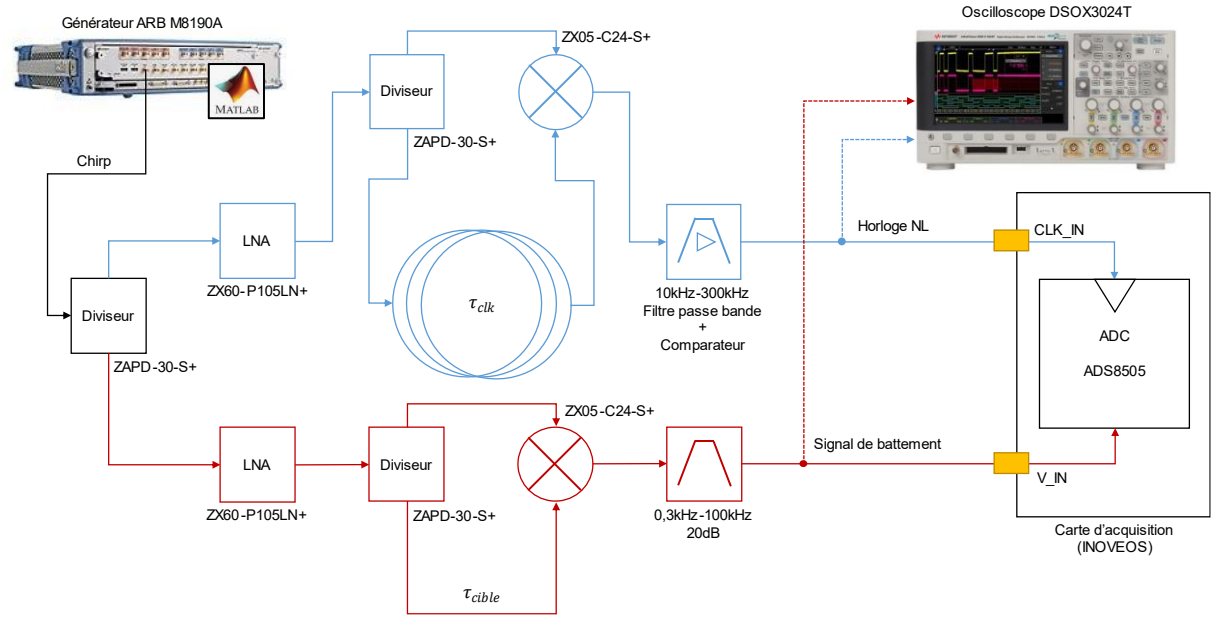


Figure II.76 – Schéma de l'architecture pour la correction de la non-linéarité par échantillonnage non-uniforme direct.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

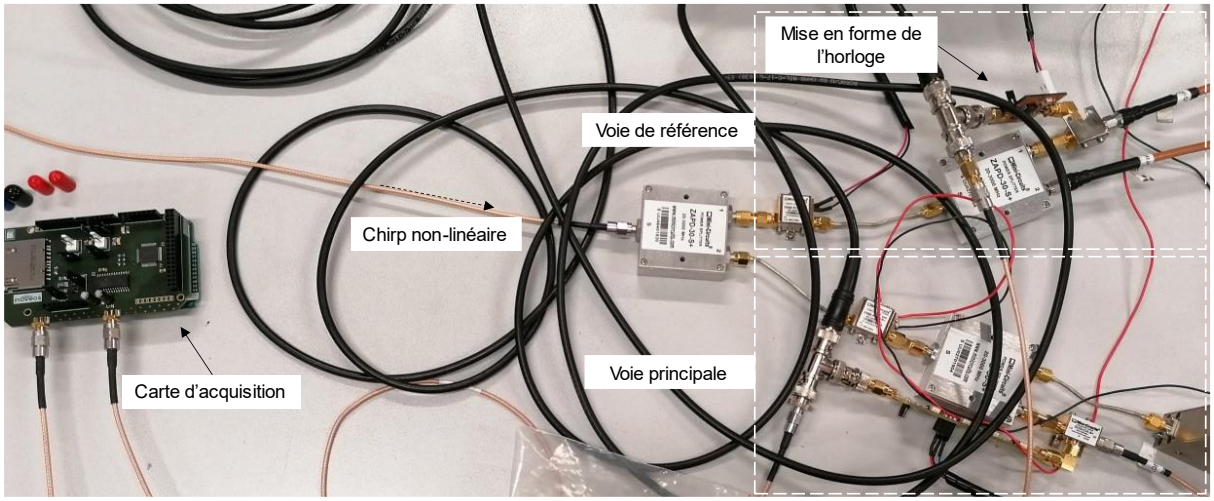


Figure II.77 – Photographie du montage pour la mesure de la correction de la non-linéarité par échantillonnage non-uniforme direct.

Un étage de mise en forme, contenant un comparateur de tension à double seuils réglables est utilisé pour obtenir un signal d'horloge compatible avec l'ADC (0 ou 5V). Cet étage est placé en sortie du mélangeur de la voie de référence. Les signaux capturés par l'oscilloscope sont présentés en figure II.78. Pour chaque front de monté du signal d'horloge, un échantillon numérique du signal de battement est stocké. La nature non-uniforme du signal d'échantillonnage généré, visible sur l'oscilloscope, épouse la variation de fréquence du signal de battement.

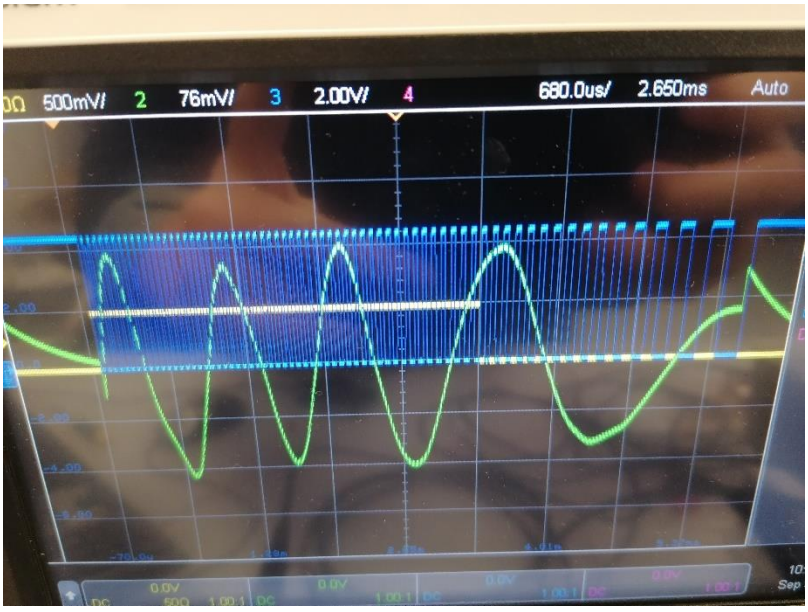


Figure II.78 – Signaux capturés par l'oscilloscope numérique : Trigger (jaune), signal de battement (vert) et signal d'horloge généré (bleu), cas N°1.

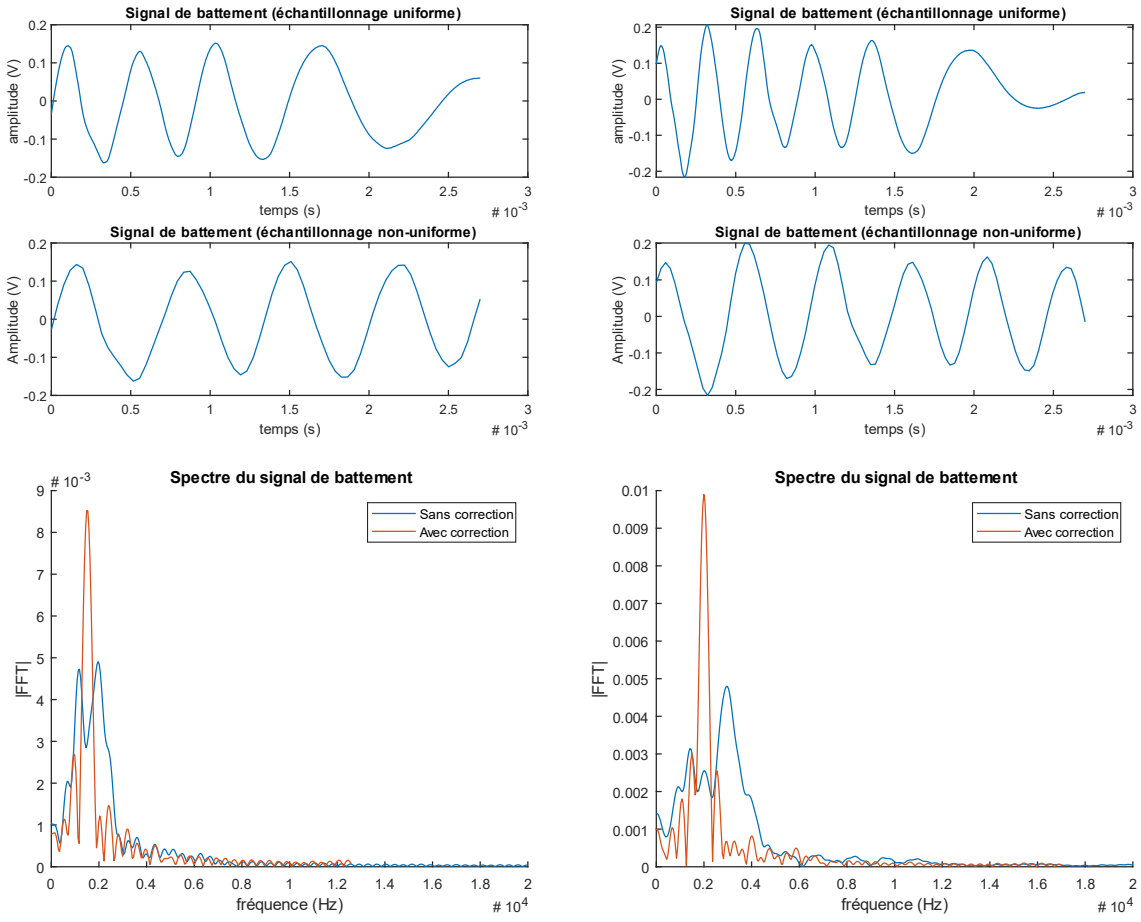
Les figure II.79 et II.80 sont les résultats de mesure du signal de battement avec un échantillonnage uniforme, de fréquence fixe, et un échantillonnage à l'aide du signal d'horloge non-uniforme généré. Pour observer l'impact de la méthode de correction pour la détection de la cible, les spectres associés ont été tracés. Plusieurs cas sont présentés et correspondent à différentes positions de la cible, soit des retards différents obtenus à l'aide de câbles RF. Pour

Licence CC BY-NC-ND 3.0

chacun des essais, plusieurs configurations de non-linéarité ont été employées. Le détail des essais est donné dans le tableau ci-dessous :

Tableau II.4 – Essais réalisés pour la correction de la non-linéarité par échantillonnage non-uniforme.

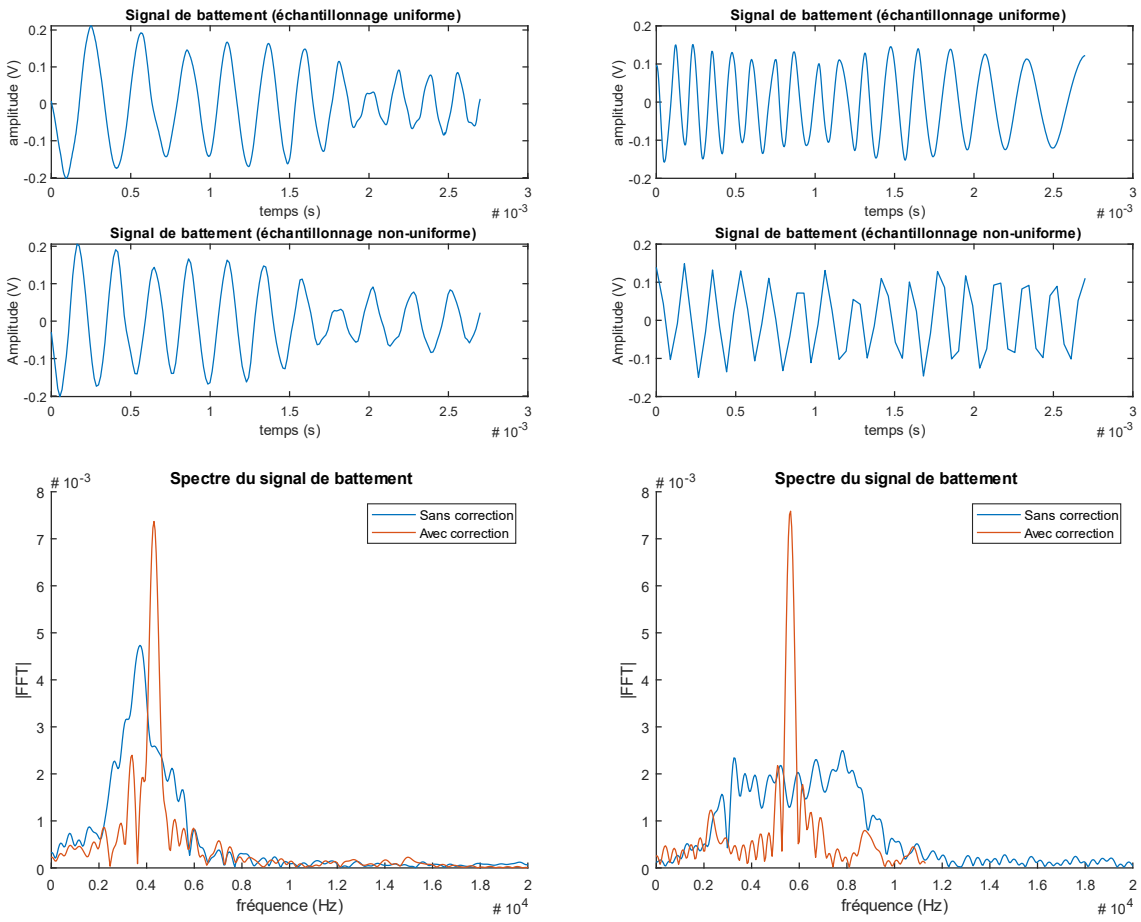
Cas	N°1	N°2	N°3	N°4
Largeur de bande de fréquence du radar	500 MHz	500 MHz	1000 MHz	500 MHz
Durée du Chirp	2.65 ms	2.65 ms	2.65 ms	2.65 ms
Non-linéarité	20%	20%	20%	40%
Position de la cible (Retard)	8 ns	11 ns	11 ns	31 ns



Cas N°1 Cas N°2

Figure II.79 – Comparaisons des signaux de battements bruts et échantillonnés de manière non-uniforme à l'aide de la méthode de correction analogique proposée (Cas N°1 et N°2).

Licence CC BY-NC-ND 3.0



Cas N°3 Cas N°4

Figure II.80 – Comparaisons des signaux de battements bruts et échantillonnés de manière non-uniforme à l'aide de la méthode de correction analogique proposée (Cas N°3 et N°4).

Sur les résultats N°1, N°2 et N°4, la caractéristique du VCO configurée provoque une fréquence du signal de battement décroissante au cours du temps. Pour le cas N°3, la variation de fréquence occasionnée par la non-linéarité a été inversée dans la configuration du modèle de VCO (coefficients). Cette configuration est visible sur la figure, la fréquence du signal de battement non corrigé augmente au cours du temps.

Même si la non-linéarité a été configurée à des valeurs élevées (20%), les résultats de tests montrent le bon fonctionnement de l'architecture de correction. Malgré la non-linéarité critique, causant une réponse difficilement interprétable, l'échantillonnage non-uniforme permet une correction satisfaisante du signal.

2.5. Bilan des choix technologiques pour la génération de la forme d'onde

Plusieurs solutions sont possibles pour la génération de la forme d'onde FMCW. De plus, pour répondre au besoin de la largeur de bande visée, un mélange peut être utilisé pour redescendre en fréquence le Chirp.

Pour concevoir la source du radar, deux aspects de la génération FMCW ont été étudiés : le bruit de phase et la non-linéarité de la rampe de fréquence.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Concernant le bruit de phase, la différence de performance obtenue pour un montage en oscillation libre et un montage en asservissement (PLL) est faible en courte portée. Pour ne pas noyer les cibles dans le bruit, il est tout de même important de sélectionner une source ayant un bruit de phase acceptable.

Pour une simplicité de génération, nous avons privilégié l'utilisation d'un oscillateur commandé en tension (VCO) en oscillation libre. Cependant, la non-linéarité de la caractéristique tension-fréquence de l'oscillateur cause une forte dégradation des signaux de battement du radar.

Plusieurs méthodes ont été étudiées et une nouvelle méthode a été proposée pour corriger cet effet. Il s'agit d'un échantillonnage non-uniforme basé sur une voie de référence, cette correction est obtenue sans algorithme de traitement. Des expérimentations ont permis de valider la méthode de correction. Toutefois, la voie de référence limite la portée du radar et le signal d'horloge doit être correctement filtré et mis en forme.

Finalement, les avantages de la méthode de correction sont l'utilisation de sources bas cout et qui peuvent être fortement non-linéaires. Ces sources sont faciles à mettre en œuvre et leur fréquence de fonctionnement peut facilement varier à l'aide d'une commande en tension réglable.

Cette méthode de correction sera intégrée dans l'architecture du radar pour l'implémentation d'un démonstrateur.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques

[KESTER2009] W. Kester, « Understand SINAD, ENOB, SNR, THD, THD + N, and SFDR so You Don't Get Lost in the Noise Floor », MT-003, Analog Devices, p. 8, 2009.

[ETSI_EN302065] ETSI EN 302 065-1, Short Range Devices (SRD) using Ultra Wide Band technology (UWB), ETSI, 2016

[ADSWEB] Page web du logiciel ADS, Keysight Technologies, https://www.keysight.com/us/en/products/software/pathwave-design-software/pathwave-advanced-design-system.html (consultée le 25/10/2020)

[SHAHDAN2010] I. S. Shahdan, M. Roslee, et K. S. Subari, « Simulation of frequency modulated continuous wave ground penetrating radar using Advanced Design System (ADS) », in Applied Electromagnetics (APACE), 2010 IEEE Asia-Pacific Conference on, nov. 2010, p. 1-5, doi: 10.1109/APACE.2010.5720096.

[ISLAM2012] M. Islam, M. U. Afzal, M. Ahmad, et T. Tauqeer, « Simulation and modeling of ground penetrating RADARs », in Emerging Technologies (ICET), 2012 International Conference on, 2012, p. 1–6.

[WARREN2016] C. Warren, A. Giannopoulos, et I. Giannakis, « gprMax: Open source software to simulate electromagnetic wave propagation for Ground Penetrating Radar », Computer Physics Communications, vol. 209, p. 163-170, déc. 2016, doi: 10.1016/j.cpc.2016.08.020.

[BALSI2010] M. Balsi et al., « GPR measurements and FDTD simulations for landmine detection », in Ground Penetrating Radar (GPR), 2010 13th International Conference on, 2010, p. 1–5.

[ALVAREZ2017] J. K. Alvarez, S. Sutjipto, et S. Kodagoda, « Validated Ground Penetrating Radar Simulation Model for Estimating Rebar Location in Infrastructure Monitoring », 2017 12th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2017.

[GPRMAX_INPUT] Page web, Documentation du logiciel gprMax, « Input » http://docs.gprmax.com/en/latest/input.html (consultée le 25/10/2020)

[YUEHONG2016] M. Yuehong, L. Qiusheng, et Z. Xiaolin, « Research on carrier leakage cancellation technology of FMCW system », in 2016 18th International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT), Pyeongchang Kwangwoon Do, South Korea, janv. 2016, p. 1-1, doi: 10.1109/ICACT.2016.7423251.

[KHAN1991] R. H. Khan et D. K. Mitchell, « Waveform analysis for high-frequency FMICW radar », IEE Proceedings F Radar and Signal Processing, vol. 138, nº 5, p. 411, 1991, doi: 10.1049/ip-f-2.1991.0054.

[MCGREGOR1994] J. A. McGregor, « Switching system for single antenna operation of an S-band FMCW radar », IEE Proceedings - Radar, Sonar and Navigation, vol. 141, nº 4, p. 241, 1994, doi: 10.1049/ip-rsn:19941231.

[HAMRAN2008] S.-E. Hamran, T. Berger, L. Hanssen, et M. J. Oyan, « Gated FMCW SAR System », 2008 European Radar Conference, oct. 2008, p. 1644-1647, doi: 10.1109/EUMC.2008.4751788.

[FIORANELLI2014] F. Fioranelli, S. Salous, et X. Raimundo, « Frequency-Modulated Interrupted Continuous Wave as Wall Removal Technique in Through-the-Wall Imaging », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, nº 10, p. 6272-6283, oct. 2014, doi: 10.1109/TGRS.2013.2295835.

[IVANOV2018] D. V. Ivanov, V. V. Ivanov, A. A. Elsukov, et N. V. Ryabova, « Pseudorandom Switching Sequences for FMICW Signal in Vertical Sounding of Ionospheric HF Channels », in 2018 Wave Electronics and its Application in Information and Telecommunication Systems (WECONF), St. Petersburg, nov. 2018, p. 1-6, doi: 10.1109/WECONF.2018.8604456.

[GONZALEZ2009] P. Almorox-Gonzalez, J.-T. Gonzalez-Partida, M. Burgos-Garcia, B. P. Dorta-Naranjo, et J. Gismero, « Millimeter-Wave Sensor With FMICW Capabilities for Medium-Range High-Resolution Radars », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, nº 6, p. 1479-1486, juin 2009, doi: 10.1109/TMTT.2009.2019991.

[GODARD2008] A. Godard et al., « Size reduction and radiation optimization on UWB antenna », in 2008 IEEE Radar Conference, Rome, Italy, mai 2008, p. 1-5, doi: 10.1109/RADAR.2008.4720911.

[WEYER2019] D. Weyer et al., « Design Considerations for Integrated Radar Chirp Synthesizers », IEEE Access, vol. 7, p. 13723-13736, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2893313.

[SHENNAWY2015] M. El-Shennawy, N. Joram, et F. Ellinger, « Fractional-N PLL optimization for highly linear wideband chirp generation for FMCW radars », 2015 German Microwave Conference, mars 2015, p. 248-251, doi: 10.1109/GEMIC.2015.7107800.

[RAMASAMI2003] V. Ramasami et al., « A low frequency wideband depth sounder for sea ice », in IGARSS 2003. 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Proceedings (IEEE Cat. No.03CH37477), Toulouse, France, 2003, vol. 4, p. 2811-2813, doi: 10.1109/IGARSS.2003.1294594.

[MOHRING2019] B. Mohring, C. Moroder, U. Siart, et T. Eibert, « Broadband, Fast, and Linear Chirp Generation Based on DDS for FMCW Radar Applications », in 2019 IEEE Radar Conference (RadarConf), Boston, MA, USA, avr. 2019, p. 1-4, doi: 10.1109/RADAR.2019.8835542.

[EUVIS_DSM309] Page web du produit DSM309, Euvis, http://www.euvis.com/products/mod/dsm/dsm309/index.html (consultée le 25/10/2020)

[PANZER2013] B. Panzer et al., « An ultra-wideband, microwave radar for measuring snow thickness on sea ice and mapping near-surface internal layers in polar firn », J. Glaciol., vol. 59, nº 214, p. 244-254, 2013, doi: 10.3189/2013JoG12J128.

[WIJAYA2016] R. I. Wijaya, P. Adhi, A. Y. Hercuadi, D. Muliawandana, et R. Sariningrum, « Radar Penembus Dinding UWB-FMCW 500-3000 MHz », Jurnal Elektronika dan Telekomunikasi, vol. 14, nº 1, p. 1, juin 2016, doi: 10.14203/jet.v14.1-7.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[TAYLOR2019] R. A. Taylor et al., « A Prototype Ultra-Wideband FMCW Radar for Snow and Soil-Moisture Measurements », in IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Yokohama, Japan, juill. 2019, p. 3974-3977, doi: 10.1109/IGARSS.2019.8899024.

[BURR2019] R. Burr, M. Schartel, W. Mayer, T. Walter, et C. Waldschmidt, « A broadband UAV-Based FMCW GPR and the Influence of Vegetation », in 2019 12th German Microwave Conference (GeMiC), Stuttgart, Germany, mars 2019, p. 210-213, doi: 10.23919/GEMIC.2019.8698145.

[SIDDIQ2015] K. Siddiq, R. J. Watson, S. R. Pennock, P. Avery, R. Poulton, et B. Dakin-Norris, « Phase noise analysis in FMCW radar systems », in 2015 European Radar Conference (EuRAD), Paris, France, sept. 2015, p. 501-504, doi: 10.1109/EuRAD.2015.7346347.

[SIDDIQ2019] K. Siddiq, M. K. Hobden, S. R. Pennock, et R. J. Watson, « Phase Noise in FMCW Radar Systems », IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 55, nº 1, p. 70-81, févr. 2019, doi: 10.1109/TAES.2018.2847999.

[BUDGE1993] M. C. Budge et M. P. Burt, « Range correlation effects in radars », in The Record of the 1993 IEEE National Radar Conference, Lynnfield, MA, USA, 1993, p. 212-216, doi: 10.1109/NRC.1993.270463.

[BAKTIR2012] C. Baktir, E. Sobaci, et A. Donmez, « A guide to reduce the phase noise effect in FMCW Radars », in 2012 IEEE Radar Conference, Atlanta, GA, mai 2012, p. 0236-0239, doi: 10.1109/RADAR.2012.6212143.

[DHAR2017] D. Dhar, P. T. M. van Zeijl, D. Milosevic, H. Gao, et A. H. M. van Roermund, « Modeling and analysis of the effects of PLL phase noise on FMCW radar performance », in 2017 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), Baltimore, MD, USA, mai 2017, p. 1-4, doi: 10.1109/ISCAS.2017.8050525.

[MATLAB_PN] Page web, Documentation Matlab, Phase Noise, https://fr.mathworks.com/help/comm/ref/phasenoise.html (consultée le 25/10/2020)

[STOICA2005] P. Stoica et R. L. Moses, Spectral analysis of signals. Upper Saddle River, N.J: Pearson/Prentice Hall, 2005.

[CHIZH2017] M. Chizh, A. Pietrelli, V. Ferrara, et A. Zhuravlev, « Development of embedded and user-side software for interactive setup of a frequency-modulated continuous wave ground penetrating radar dedicated to educational purposes », in 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems (COMCAS), Tel-Aviv, nov. 2017, p. 1-5, doi: 10.1109/COMCAS.2017.8244780.

[VOSSIEK1996] M. Vossiek, P. Heide, M. Nalezinski, et V. Magori, « Novel FMCW radar system concept with adaptive compensation of phase errors », in 26th European Microwave Conference, 1996, Prague, Czech Republic, oct. 1996, p. 135-139, doi: 10.1109/EUMA.1996.337536.

[FUCHS1996] J. Fuchs, K. D. Ward, M. P. Tulin, et R. A. York, « SIMPLE TECHNIQUES TO CORRECT FOR VCO NONLINEARITIES IN SHORT RANGE FMCW RADARS », 1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, p. 4, 1996.

[ANGHEL2013] A. Anghel, G. Vasile, R. Cacoveanu, C. Ioana, et S. Ciochina, « FMCW transceiver wideband sweep nonlinearity software correction », in 2013 IEEE Radar Conference (RadarCon13), Ottawa, ON, Canada, avr. 2013, p. 1-5, doi: 10.1109/RADAR.2013.6586032.

[ANGHEL2014] A. Anghel, G. Vasile, R. Cacoveanu, C. Ioana, et S. Ciochina, « Short-Range Wideband FMCW Radar for Millimetric Displacement Measurements », IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 52, nº 9, p. 5633-5642, sept. 2014, doi: 10.1109/TGRS.2013.2291573.

[WANGYING2010] W. Ying, L. Qingshan, G. Deyun, et Z. Guangyong, « Research on nonlinearity correction imaging algorithm of FMCW SAR », in 2010 2nd International Conference on Signal Processing Systems, Dalian, China, juill. 2010, p. V1-425-V1-429, doi: 10.1109/ICSPS.2010.5555530.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre III. Implémentation et mise en pratique d'un démonstrateur

Ce chapitre présente la conception et l'implémentation d'un démonstrateur radar FMCW monostatique intégré destiné à la pénétration de sol. Les enjeux concernent la conception et l'intégration d'une architecture de radar composée d'un dispositif à double commutation ainsi que d'un système de correction analogique de la non-linéarité de la source VCO. L'intérêt de ces deux approches est d'envisager une architecture embarquée monostatique (réduction du poids) et faible cout. L'aspect reconfigurable du démonstrateur est mis en avant dans sa conception pour permettre différentes expérimentations via un changement de la fréquence de fonctionnement. Les objectifs de performance sont l'obtention d'une dynamique de mesure et d'une sensibilité adéquates pour des expérimentations terrain. La bande de fréquence de fonctionnement maximum sélectionnée est de **300 à 2400 MHz** pour correspondre aux applications de sondage des sols tout en permettant l'essai de plusieurs sous-bandes de fréquences (UHF et L) notamment.

Dans une première section, la conception des différentes parties qui composent le démonstrateur sont présentées et détaillées. Une simulation de l'architecture du démonstrateur, son assemblage ainsi que sa caractérisation en termes de dynamique et de sensibilité sont réalisées. Dans une seconde section des essais terrain sont présentés dans le cadre de la prospection de réseaux enterrés. Enfin, les axes d'amélioration de l'architecture seront présentés, les travaux futurs concernant les aspects de montage sur drone et perspectives pour l'optimisation du radar seront définis.

3.1. Conception d'un démonstrateur opérant dans la bande 300 – 2400 MHz

3.1.1. Architecture du démonstrateur

L'architecture du radar proposée pour l'implémentation du démonstrateur fait appel aux techniques issues des travaux présentés dans le chapitre précédent, soit :

- L'intégration de la technique FMICW avec deux commutateurs pour l'utilisation d'une seule antenne en émission et réception.
- L'utilisation d'une source VCO large bande en oscillation libre et l'implémentation d'une correction analogique de la non-linéarité.

Cette architecture consiste en deux voies FMCW homodynes conventionnelles. La voie principale est composée de deux commutateurs RF servant à aiguiller les signaux vers l'antenne. L'objectif de leur configuration est de permettre une absorption du signal provenant du coefficient de réflexion de l'antenne. Le signal de battement issu de cette voie contient les informations du milieu sondé.

Une voie supplémentaire, qualifiée de référence, est équipée d'une ligne à retard utilisée pour fournir un signal de battement servant d'horloge pour l'échantillonnage du signal de la voie principale. Cet échantillonnage, non-uniforme lorsqu'une source de rampe de fréquence présentant une mauvaise linéarité au cours du temps est utilisée, permet une correction instantanée du signal de mesure. Une carte d'acquisition du signal a été développée pour numériser le signal de battement de la voie principale à l'aide de l'horloge non-uniforme. De plus, des fonctions dédiées aux différents traitements analogiques, au stockage des données et à la génération d'une rampe de tension pour le pilotage du VCO sont intégrées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Un schéma de l'architecture proposée pour le démonstrateur est donné en figure III.1.

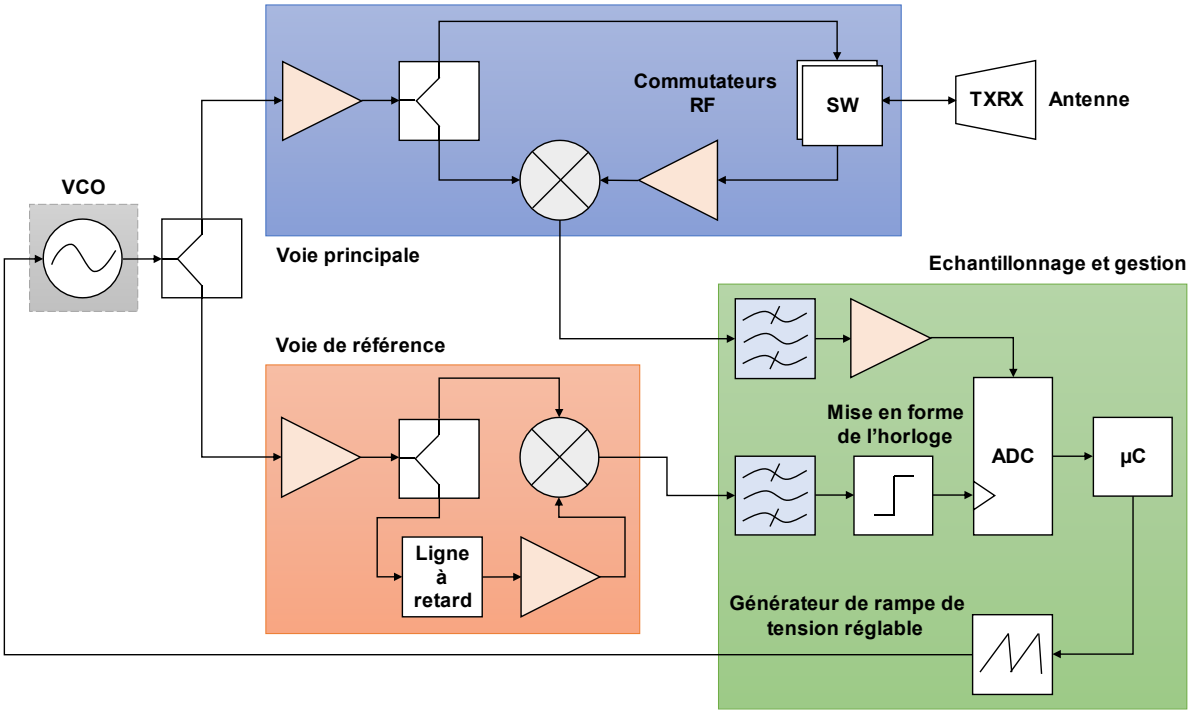


Figure III.1 – Architecture proposée pour le développement du démonstrateur.

3.1.1.1. Conception du module de commutation pour l'utilisation d'une seule antenne

Dans le but d'utiliser qu'une seule antenne d'émission et de réception, une architecture basée sur deux commutateurs a été développée et présentée au Chapitre II. Un dimensionnement des paramètres de commutation a été fait pour une plage de détection de 1 à 7 mètres (dans l'air). Pour cela, différentes fréquences de commutation ont ainsi été sélectionnées (56.25, 33.75, 20.25 et 12.15 MHz) pour couvrir cette gamme de distances.

Durant les études présentées précédemment, le commutateur ADRF5020 (Analog Devices) a été sélectionné pour sa performance et sera utilisé pour réaliser le module de commutation du démonstrateur. Le détail de l'architecture de la voie principale proposée pour le démonstrateur est donné en figure III.2.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

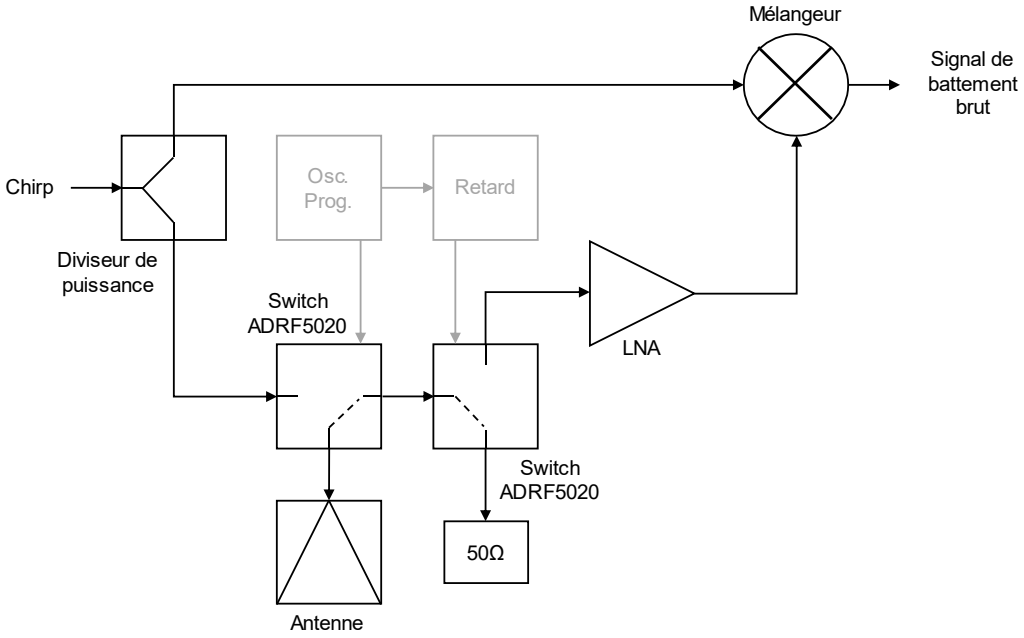


Figure III.2 – Architecture de la voie principale.

Pour plus de flexibilité, le développement d'un module de commutation pour le démonstrateur a été réalisé sous la forme d'une carte intégrée. Ce module intègre les deux switchs ainsi que les fonctions de pilotage associées. Le contenu du module est illustré en figure III.3.

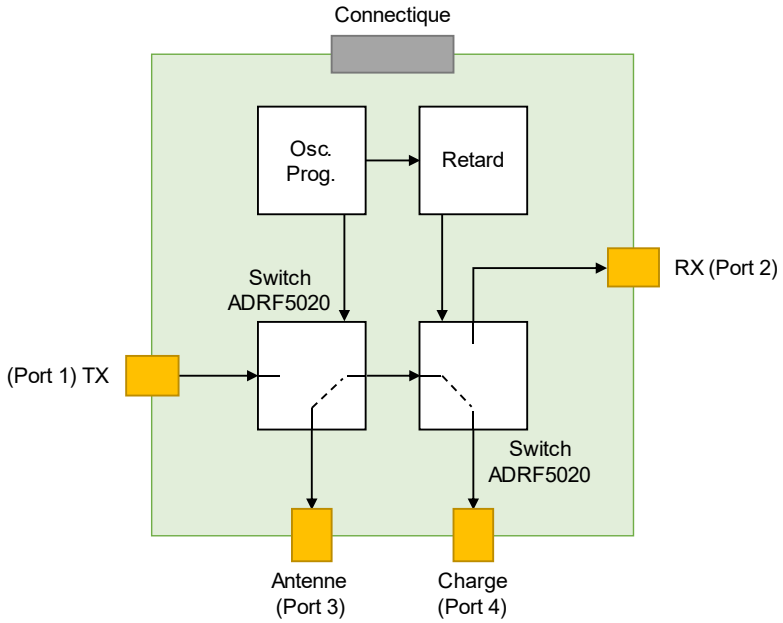
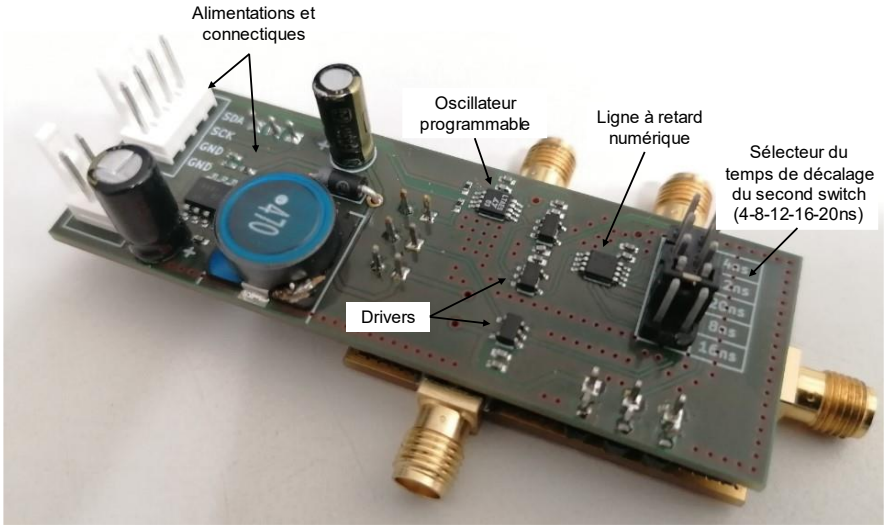


Figure III.3 – Module de commutation à deux switchs.

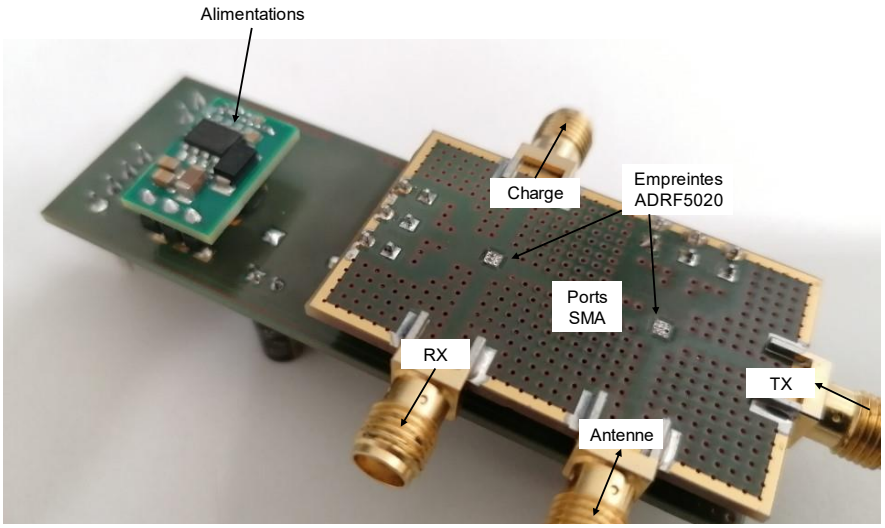
Pour sélectionner la fréquence de commutation, un composant générateur de signaux carrés programmable est utilisé. Une ligne à retard numérique est employée pour fournir un signal de commande décalée dans le temps pour le contrôle du second switch. Un sélecteur (jumpers) est présent sur la carte et permet le choix du décalage temporel (de 4 à 20 ns par pas de 4 ns). Le circuit a été réalisé sur un substrat FR4. Les lignes d'accès 50 ohms coplanaires avec

Licence CC BY-NC-ND 3.0

un plan de masse relient les différents ports des commutateurs. Des photographies du module de commutation assemblé sont données en figure III.4.



(a)



(b)

Figure III.4 – Photographies du module de commutation à deux switchs, vue de face avant (a) et arrière (b).

Dans le but de caractériser le module de commutation en tant que dispositif d'aiguillage, nous avons procédé à une mesure de paramètres S à l'aide d'un VNA (Vector Network Analyzer). Pour cela, le temps de balayage des fréquences a été configuré sur l'appareil pour que chacun des points de fréquence soit intégré sur un temps supérieur à celui de la période de commutation du switch. Les mesures ont été réalisées dans la bande 10 MHz à 5 GHz.

Compte tenu des pertes associées à une fréquence de commutation haute (56.25MHz) et l'utilisation d'une zone aveugle de 4 ns, nous avons finalement sélectionné les fréquences de commutation de 33.75 et 20.25 MHz correspondant à un maximum de détection de 2.2 mètres et 3.7 mètres pour la caractérisation.

Le port 1 correspond à la transmission du Chirp (TX), le port 2 à la réception du signal (RX) et le port 3 à la connexion vers l'antenne. Le quatrième port, destiné à l'absorption du signal de

Licence CC BY-NC-ND 3.0

retour de l'antenne, a été équipé d'une charge 50Ω. Le temps de décalage entre les switchs a été configuré à 4 ns.

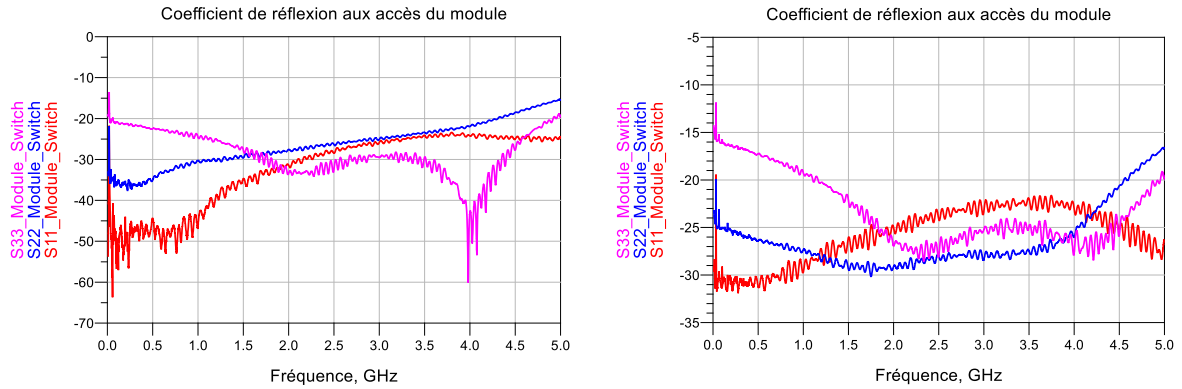


Figure III.5 – Mesure des paramètres S11, S22 et S33 du module pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b).

La mesure des coefficients de réflexion aux différents accès du module est donnée en figure III.5. La figure III.6 présente la mesure de transmission du signal de transmission (TX) vers l'antenne. Les pertes d'insertion obtenues sont le cumul des 6 dB théoriques issus de la commutation ainsi que les pertes d'insertion des lignes coplanaires et du premier switch.

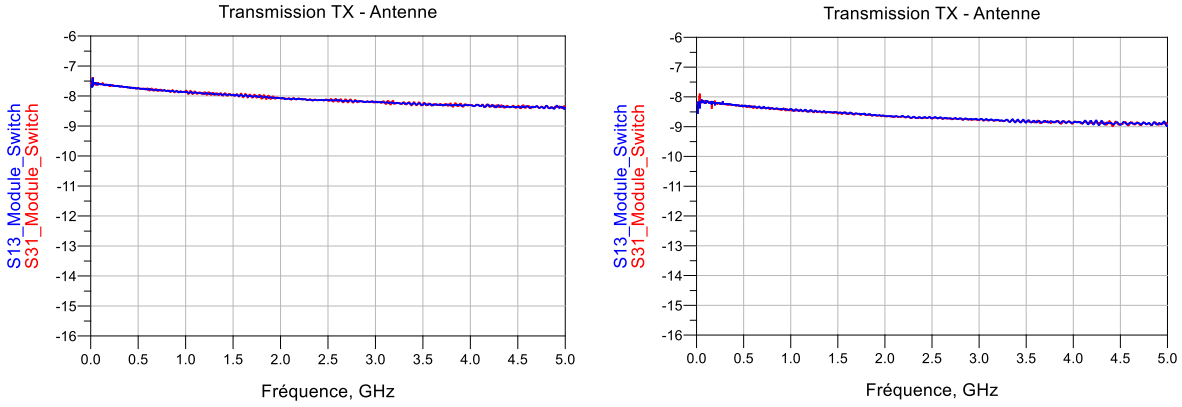


Figure III.6 – Mesure des paramètres S31, S13 du module pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b).

La figure III.7 présente la mesure de transmission du signal provenant du port antenne vers le récepteur (RX). Les pertes d'insertion obtenues sont le cumul des 6 dB théoriques issus de la commutation, des pertes causées par la réduction de la fenêtre de réception ainsi que les pertes d'insertion des lignes coplanaires et du second switch.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

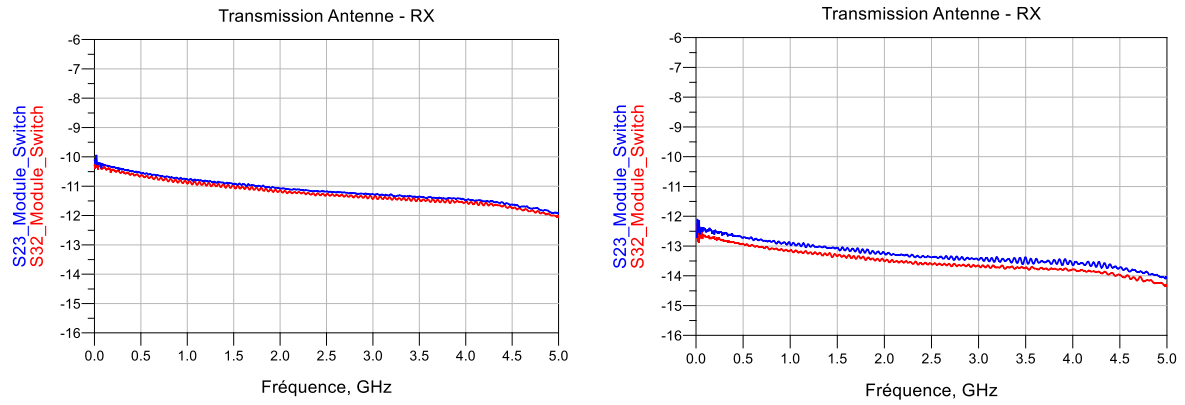


Figure III.7 – Mesure des paramètres S23, S32 du module pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b).

La figure III.8 présente la mesure effectuée entre le port de transmission et de réception correspondant à une distance nulle, le port de connexion antenne est en circuit ouvert. L'isolation est supérieure à 45 dB jusqu'à 3 GHz pour les deux fréquences de commutation.

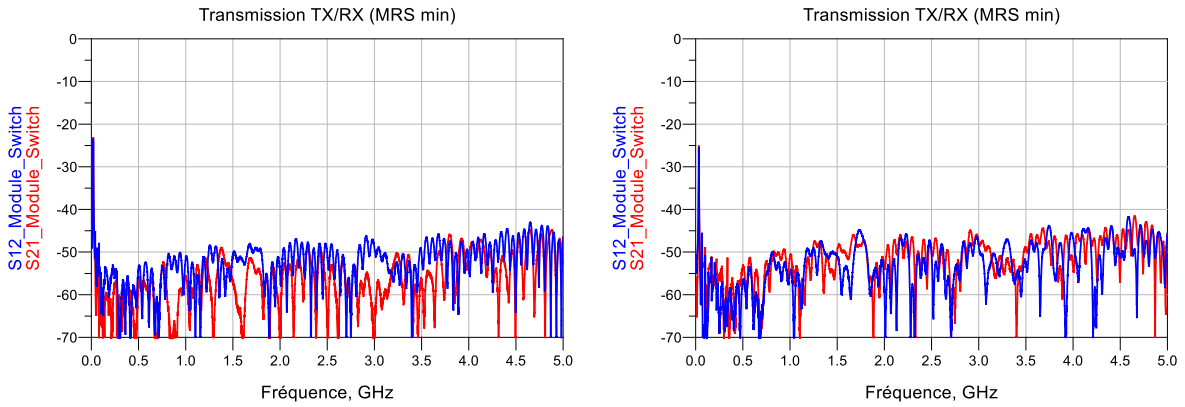


Figure III.8 – Mesure des paramètres S12, S21 du module pour une distance nulle et pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b).

La mesure de transmission dans le cas d'un écho se situant à la distance du MRS (Mean Received Signal) maximum est donnée en figure III.9. Pour cette mesure des câbles coaxiaux en circuit ouvert ont été utilisés pour produire un retard sur le port antenne.

Lors de la mesure du chainage des deux switchs, les pertes d'insertions totales pour une distance correspondant au MRS maximum sont le cumul des 6 dB théorique, des pertes d'insertion des deux switchs ainsi que les pertes causées par la réduction de la fenêtre de réception. Les résultats présentés contiennent les pertes apportées par les câbles coaxiaux qui sont employés pour générer le retard (port antenne), ces pertes doivent être retranchées aux résultats donnés en figure III.9.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

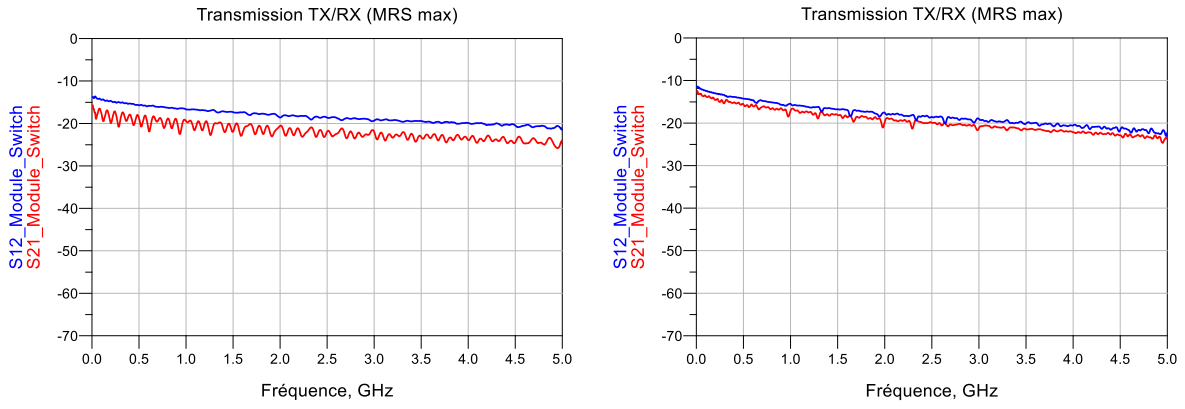


Figure III.9 – Mesure des paramètres S12, S21 du module pour une distance correspondant au MRS maximum et pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (a) et 33.75 MHz (b).

Finalement, les pertes d'insertion totales ont été évaluées pour une fréquence de 1 GHz à 12.5 dB et 17.5 dB pour une distance correspondant au MRS maximum et pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz et de 33.75 MHz respectivement.

Pour son intégration sur le démonstrateur, le module de commutation doit être directement connecté sur l'antenne, cela afin de réduire au maximum la distance module-antenne et pour optimiser l'absorption du signal provenant de la réflexion de celle-ci (premiers instants). Enfin, le signal de battement de la voie principale doit être filtré pour supprimer les fréquences HF issues de la commutation.

3.1.1.2. Intégration d'une voie de référence pour l'échantillonnage non-uniforme

Pour autoriser l'utilisation de sources VCO large bande bas cout et autoriser un changement de fréquence de fonctionnement du radar et/ou un changement de la source, la méthode de correction analogique de non-linéarité a été intégrée sur le démonstrateur radar. Cette méthode nécessite la génération d'un signal de battement, provenant de la même source VCO, sur une voie secondaire (référence). La fréquence de ce signal de battement correspond en théorie à une cible ponctuelle (retard) et sera utilisée pour numériser le signal de battement provenant de la voie principale.

L'architecture de la voie de référence est donnée en figure III.10.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

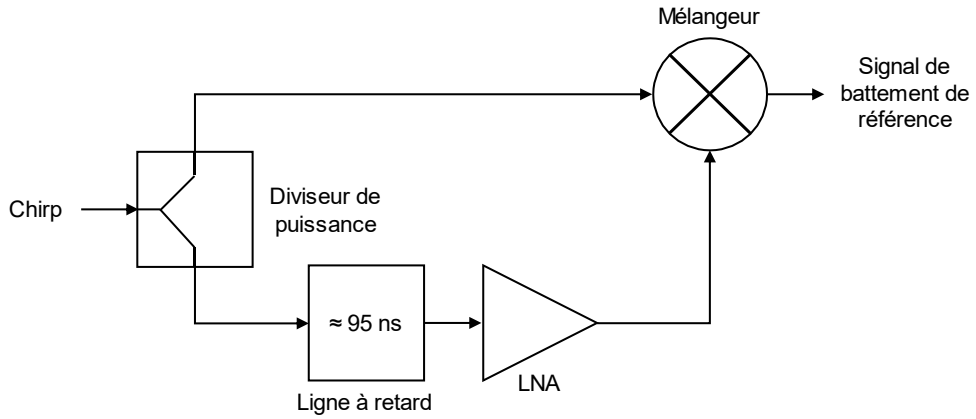


Figure III.10 – Architecture de la voie de référence.

Pour générer ce signal d'échantillonnage (horloge non-uniforme), une ligne à retard est utilisée. Dans le but d'obtenir une portée minimum de 7 mètres (aller-retour), une ligne à retard de 20 mètres (longueur physique) a été sélectionnée. Une photographie de la ligne à retard connectorisée est donnée en figure III.11.

Figure III.11 – Photographie de la ligne à retard coaxiale connectorisée de 20 mètres.

Il s'agit d'un câble coaxial souple ayant un diamètre extérieur (gaine) de 1.33mm, le câble possède une vélocité de 70% et un poids de 100 grammes. La mesure des paramètres S pour des fréquences variant de 10 MHz à 5 GHz montre une faible dispersion et une atténuation qui varie entre 2,3 dB et 66 dB sur la bande considérée.

Dans le cadre de la méthode de correction analogique, l'utilisation d'un signal de référence issu d'une ligne à retard limite la portée du radar. Dans ce cas, la portée maximale du radar dans l'air est donnée par :

$$R_{max} = \frac{\tau_{ref} \cdot c}{4} \ (m) \qquad \text{(III.1)}$$

Avec R_{max} la portée maximale (en mètres), τ_{ref} le retard apporté par la ligne (en secondes) et c la vitesse de la lumière (m/s). Le retard apporté par la ligne a été mesuré à 95 ns et permet,

Licence CC BY-NC-ND 3.0

en respectant le théorème d'échantillonnage, une portée radar maximale de 7.125 mètres dans l'air.

Concernant l'architecture de la voie de référence, une amplification RF faible bruit est utilisée pour compenser une partie des pertes d'insertion de la ligne. Le signal issu du mélange entre le Chirp provenant de la source VCO et celui provenant de la ligne à retard doit être filtré et mis en forme pour générer le signal d'échantillonnage. Ce traitement est détaillé dans la section suivante.

Pour connaitre la bande de fréquence occupée par le signal de battement et dimensionner le filtrage adéquat avant numérisation, les fréquences moyennes d'échantillonnages du signal d'horloge non-uniforme ont été calculées pour différentes largeurs de bande de fréquence du radar et durées de Chirp. Ces données sont renseignées dans le tableau III.1.

Tableau III.1 – Evaluation des fréquences moyennes d'échantillonnages en fonction de la largeur de bande et de la durée du Chirp.

Largeur de bande du radar / Durée du Chirp	$\boldsymbol{B = 400\ MHz}$	$\boldsymbol{B = 1\ GHz}$	$\boldsymbol{B = 2\ GHz}$
$T = 0.5\ ms$	76 kHz	190 kHz	380 kHz
$\boldsymbol{T = 1\ ms}$	**38 kHz**	95 kHz	190 kHz
$\boldsymbol{T = 2\ ms}$	19 kHz	**47.5 kHz**	95 kHz
$\boldsymbol{T = 4\ ms}$	9.5 kHz	23.75 kHz	**47.5 kHz**
...	...	...	...

Pour adapter la bande de fréquence occupée par le signal de battement en fonction de la bande de fréquence du radar, une configuration de la durée du Chirp est souhaitable. Les durées du Chirp en fonction de la largeur de la bande de fonctionnement du démonstrateur qui ont été sélectionnées sont donnés en gras dans le tableau III.1. Considérant les différentes fréquences d'échantillonnage, la bande de fréquence du signal de battement sera limitée au minimum à 20 kHz pour respecter la condition de Nyquist-Shannon avant la numérisation.

3.1.1.3. Développement d'une carte de gestion et d'acquisition du signal

Pour réaliser les traitements analogiques, l'acquisition du signal de battement et le pilotage des différentes fonctionnalités du radar, une carte intégrée a été développée. Elle contient les différents filtrages analogiques, le convertisseur analogique-numérique (ADC), un générateur de rampe de tension et est munie d'un microcontrôleur pour le pilotage de ces fonctionnalités.

La voie analogique dédiée à l'acquisition du signal de battement de la voie principale, montrée en figure III.12, est composée des éléments suivants :

- Un filtrage passe haut actif du second ordre et de fréquence de coupure 400 Hz utilisé pour réduire les différentes composantes basse fréquence du signal de battement, dues aux défauts d'isolation du mélangeur.
- Un second filtre passe haut d'ordre 1 et de fréquence de coupure 160 Hz utilisé pour éliminer la composante continue résiduelle provenant du filtrage actif précédent.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Un amplificateur faible bruit pilotable permettant une sélection de l'amplification du signal d'un facteur 1, 10, 100 ou 1000. Ce gain programmable permet d'ajuster le niveau du signal de battement à la plage d'entrée de l'ADC, au besoin. Il est à noter que le produit gain-bande de l'amplificateur contribue au filtrage des composantes RF résiduelles et HF issues de la commutation.
- Un driver pour ajouter une composante continue et servant à centrer le signal dans la plage de tension d'entrée de l'ADC (0 à 4.096V).
- Un filtre passe bas d'ordre 1 et de fréquence de coupure 15 kHz utilisé pour l'anti-repliement du spectre.

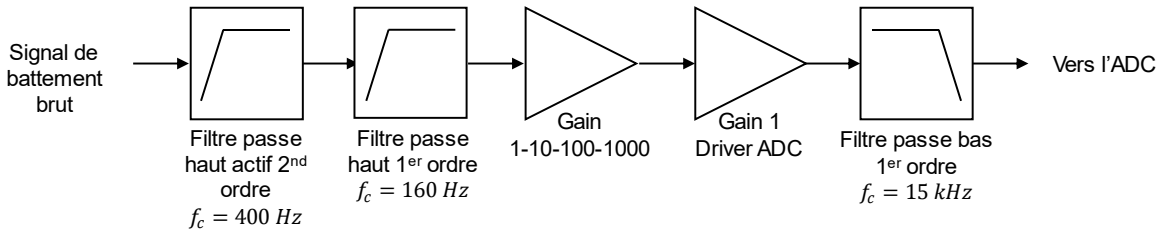


Figure III.12 – Composition de la voie de traitement analogique principale.

Le dimensionnement de la voie analogique dédiée au traitement de l'horloge non-uniforme, montrée en figure III.13, est composée des éléments suivants :

- Un filtrage passe haut actif du second ordre et de fréquence de coupure 1.8 kHz utilisé pour réduire les différentes composantes basse fréquence du signal de battement, dues aux défauts d'isolation du mélangeur.
- Un second filtre passe haut d'ordre 1 et de fréquence de coupure 160 Hz utilisé pour éliminer la composante continue résiduelle provenant du filtrage actif précédent.
- Un amplificateur faible bruit pilotable permettant une sélection de l'amplification du signal d'un facteur 1, 10, 100 ou 1000. Il est à noter que le produit gain-bande de l'amplificateur contribue là encore au filtrage des composantes RF résiduelles et HF issues de la commutation.
- Un comparateur de tension utilisé pour générer le signal d'horloge (impulsions) en fonction des alternances du signal de battement de la voie de référence. Un potentiomètre permet le réglage manuel du seuil.
- Un driver utilisé pour adapter la plage de tension issue du comparateur à celle de l'entrée horloge de l'ADC.

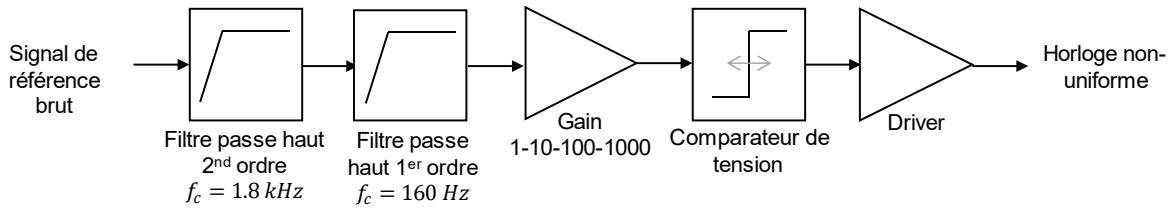


Figure III.13 – Composition de la voie de traitement analogique de référence (horloge non-uniforme).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour garantir une dynamique de mesure suffisante, le convertisseur analogique-numérique ADS8381 (Analog Devices) a été sélectionné. Il s'agit d'un ADC ayant 18 bits de résolution et une fréquence maximum d'échantillonnage de 580 kHz. L'horloge non-uniforme est alors appliquée sur l'ADC pour numériser le signal de battement utile.

Les échantillons provenant de l'ADC sont ensuite stockés dans une mémoire FIFO (First In First Out) asynchrone de 4096 échantillons x 18 bits. Cette fonction permet une écriture à l'aide de l'horloge non-uniforme et une lecture après stockage par le microcontrôleur via un cadencement uniforme, d'où l'attribut d'asynchrone (double horloge). L'architecture de la partie échantillonnage est présentée en figure III.14. Les données sont par la suite directement transférées sur un PC ou stockées sur une carte mémoire SD pour une lecture ultérieure.

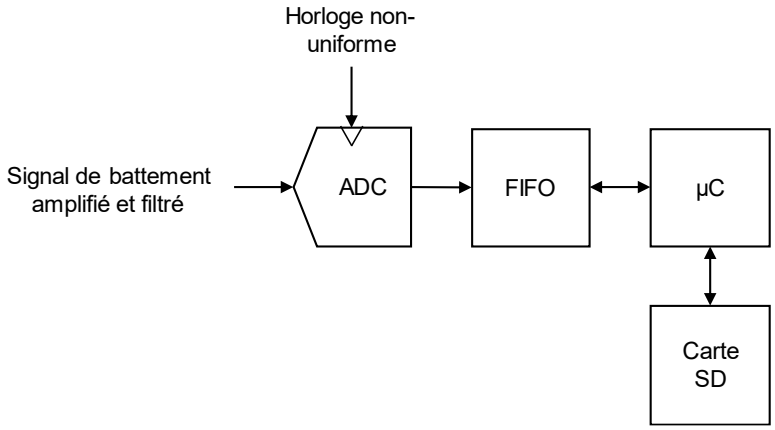


Figure III.14 – Montage pour la conversion analogique numérique et le stockage des données.

Concernant la génération du Chirp, deux VCO du fabriquant Crystek ont été sélectionnés pour effectuer des essais sur le démonstrateur et utilisent une tension de commande de 0 à 12V : le modèle CVCO55BE-1200-2300 fonctionnant dans la bande de 1 à 2 GHz et le modèle CVCO55BE-0400-0800 fonctionnant dans la bande de 400 à 800 MHz pour cette plage de tension de commande.

Pour générer une rampe de fréquence à l'aide du VCO en oscillation libre, un générateur de rampe de tension linéaire a été développé. Il consiste en un compteur binaire relié à un convertisseur numérique-analogique (DAC, Digital to Analog Converter) permettant le balayage du niveau de tension de sortie de manière linéaire. L'architecture du générateur de tension est donnée en figure III.15.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

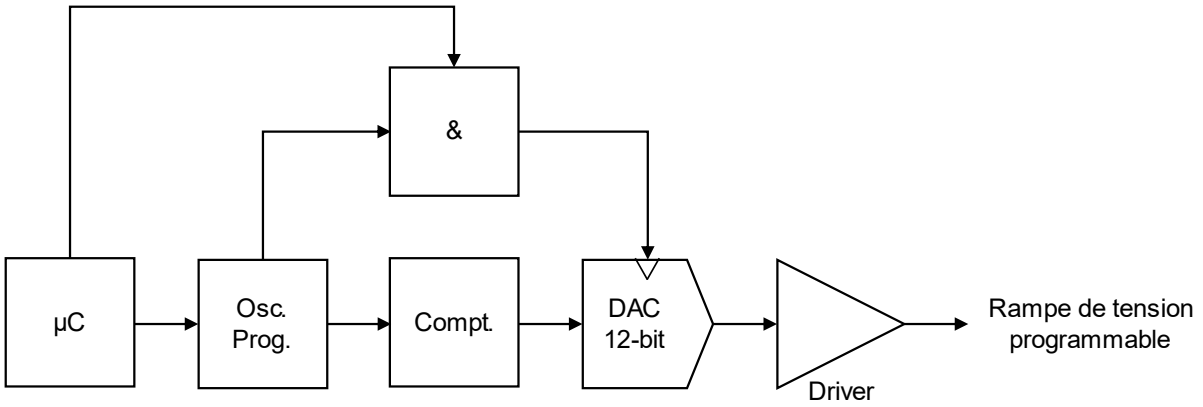


Figure III.15 – Montage du générateur de rampe de tension linéaire.

Une horloge programmable est utilisée pour incrémenter le compteur binaire. La pente de la rampe de tension (en valeur numérique) est alors liée à la fréquence de l'horloge f_{clk}. La durée de la rampe T pour une pleine échelle du DAC s'écrit :

$$T = \frac{2^{n_{DAC}}}{f_{clk}} \ (s) \qquad \text{(III.2)}$$

Avec n_{DAC} la résolution du DAC. Le DAC choisi pour la maquette est le modèle AD5445, possédant une résolution de 12-bit, permettant ainsi une rampe de tension faiblement échelonnée et une fréquence d'échantillonnage supérieure à 20MS/s.

La pleine échelle de sortie du DAC est de 12V. L'horloge programmable sélectionnée fournit une fréquence de 1 kHz à 20 MHz, ce qui permet une durée de rampe en pleine échelle d'environ 200 µs jusqu'à 4s. Deux commandes supplémentaires sont utilisées par le microcontrôleur (µC) pour d'une part, mettre à zéro le compteur, et d'autre part, bloquer le DAC à la valeur numérique actuelle (à la volée). Cette dernière commande est réalisée au travers d'une porte logique (ET) agissant sur l'activation de l'horloge du DAC. La combinaison de ces commandes permet la génération de rampes de tension configurable en durée et amplitude.

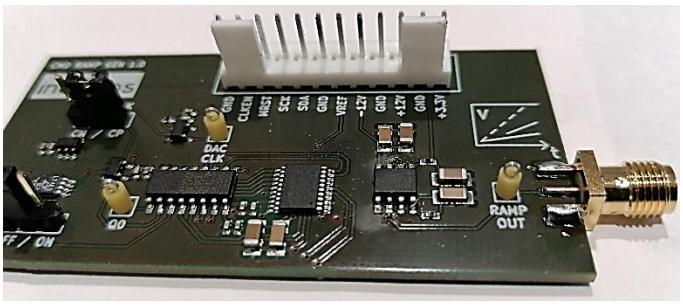


Figure III.16 – Maquette du générateur de rampe de tension.

Pour valider le montage du générateur de tension, une maquette de la fonction a été réalisée. Une photographie de la maquette ainsi qu'un exemple de mesure d'un signal de sortie sont donnés en figure III.16 et III.17.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

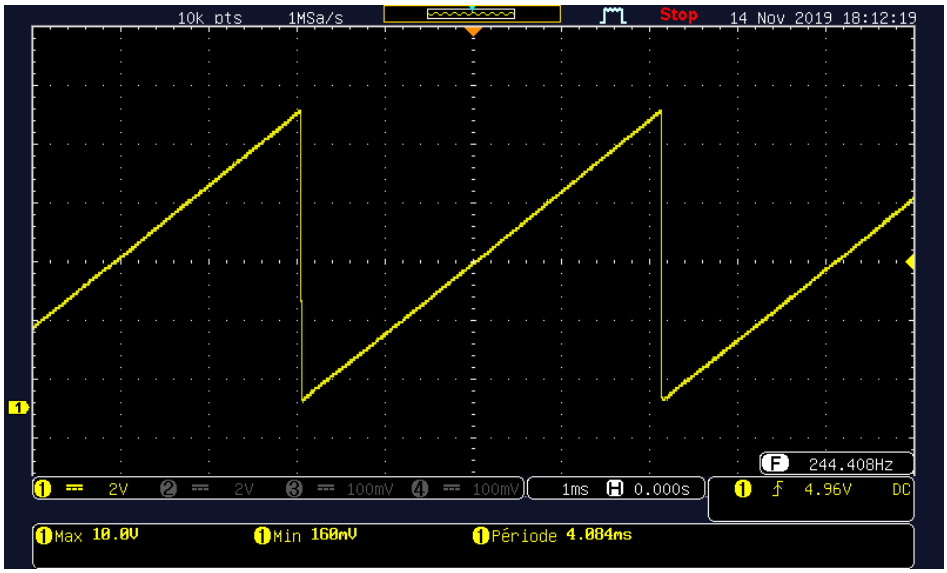


Figure III.17 – Mesure à l'oscilloscope d'une rampe de tension générée d'amplitude de 10V et d'une durée de 4 ms.

Après validation, le générateur de rampe de tension ainsi que les voies analogiques sont intégrés à la carte de traitement. Un aperçu de la carte de traitement développée, intégrant les différentes parties est donné en figure III.18.

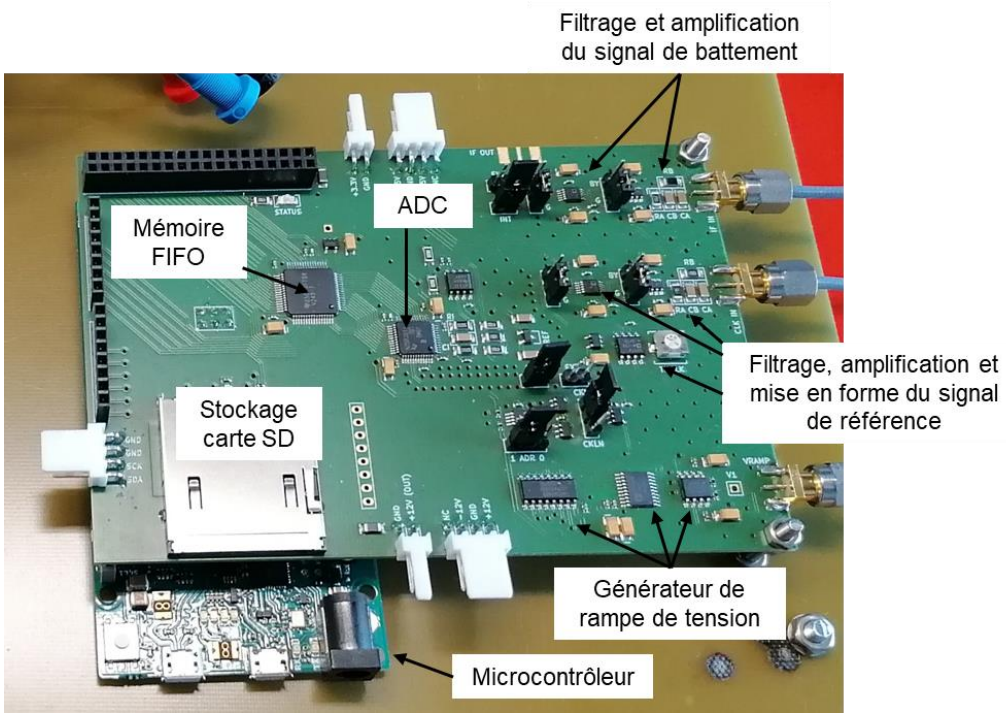


Figure III.18 – Photographie de la carte d'échantillonnage et de gestion intégrant les différentes fonctionnalités pour la capture du signal de battement et la génération de la rampe de tension.

Enfin, la carte dispose d'une liaison USB et un logiciel d'interface a été développé pour configurer les paramètres du radar tels que la durée du Chirp, les niveaux de tension de la rampe ou la configuration du gain des amplificateurs. Le logiciel est utilisé pour effectuer et sauvegarder des mesures.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

3.1.2. Caractérisation du démonstrateur

3.1.2.1. Simulation du démonstrateur

L'objectif de la simulation du démonstrateur est de déterminer les performances du radar, notamment en termes de dynamique et de sensibilité. La simulation temporelle des signaux du démonstrateur est réalisée sous ADS (Advanced Design System).

Un premier dimensionnement de la chaine de réception de la voie principale a été réalisé, deux amplificateurs faible bruit (LNA) ont été sélectionnés et permettent un gain cumulé de 35 dB. Le gain de l'amplificateur reconfigurable de la voie principale sur la carte de traitement est fixé à 10. La puissance d'émission est de 10 dBm. Les détails de l'architecture complète proposée pour l'implémentation du démonstrateur sont donnés en figure III.19 et III.20.

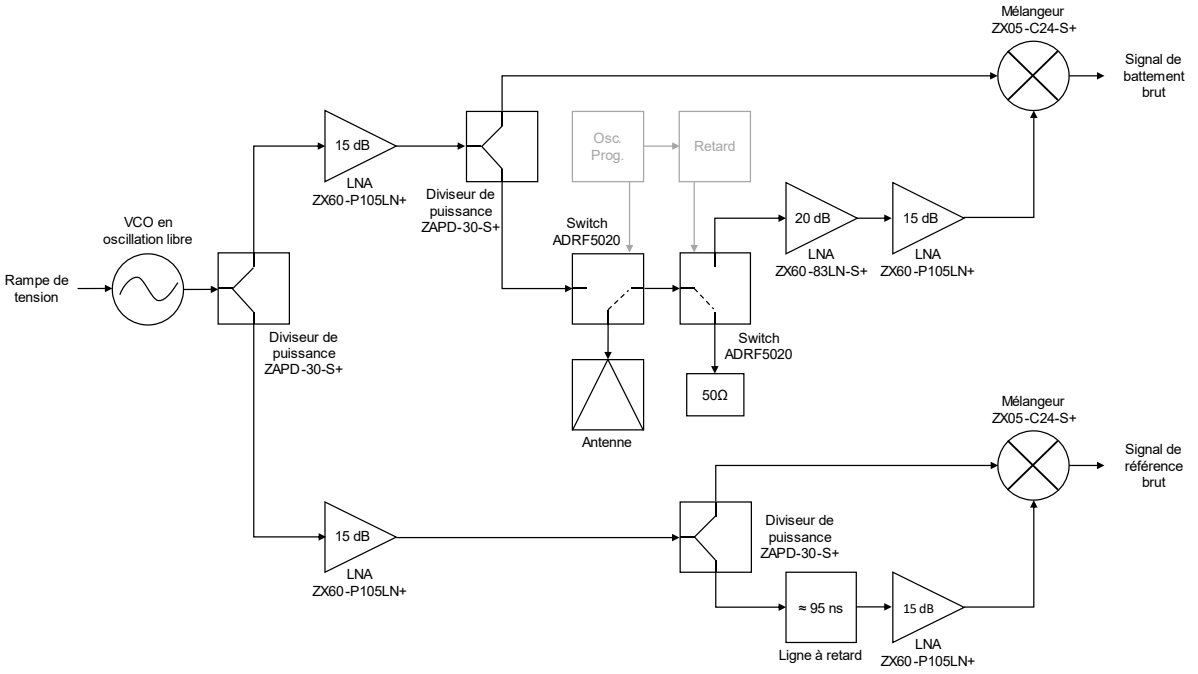


Figure III.19 – Détails de l'architecture RF du démonstrateur.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

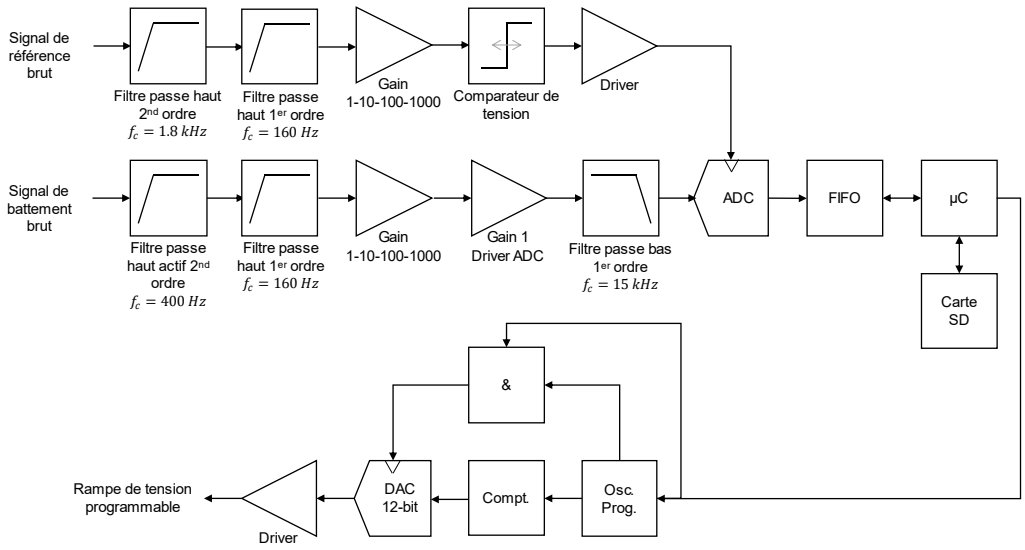


Figure III.20 – Détails de l'architecture BF du démonstrateur (carte d'échantillonnage et de gestion).

Pour évaluer les performances de l'architecture FMCW du démonstrateur, le module de commutation n'a dans un premier temps pas été inclus dans la simulation. Il s'agit de simuler les signaux de battement obtenus pour différents niveaux d'atténuation afin de déterminer la capacité du radar à détecter des échos faibles (atténuation du canal). Des données de caractérisation des composants ont été utilisées. Ces données proviennent de mesures en paramètres S (fichiers « *Touchstone* ») ou de modélisations. La dynamique de réception (ADC) est également simulée.

Un exemple de simulations de l'architecture est donné en figure III.21, il s'agit de la réponse du radar pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre de celui-ci avec une atténuation (canal) de 90 dB. La bande de fréquence du radar est configurée de 1 à 2 GHz (CVCO55BE-1200-2300) et la durée du Chirp de 2 ms. Pour montrer l'impact de l'isolation du mélangeur sur la mesure, deux simulations ont été effectuées, l'une avec un mélange idéal, l'autre avec les niveaux d'isolation provenant des données de caractérisation du mélangeur ZX06-C24-S+ (Mini-Circuits).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

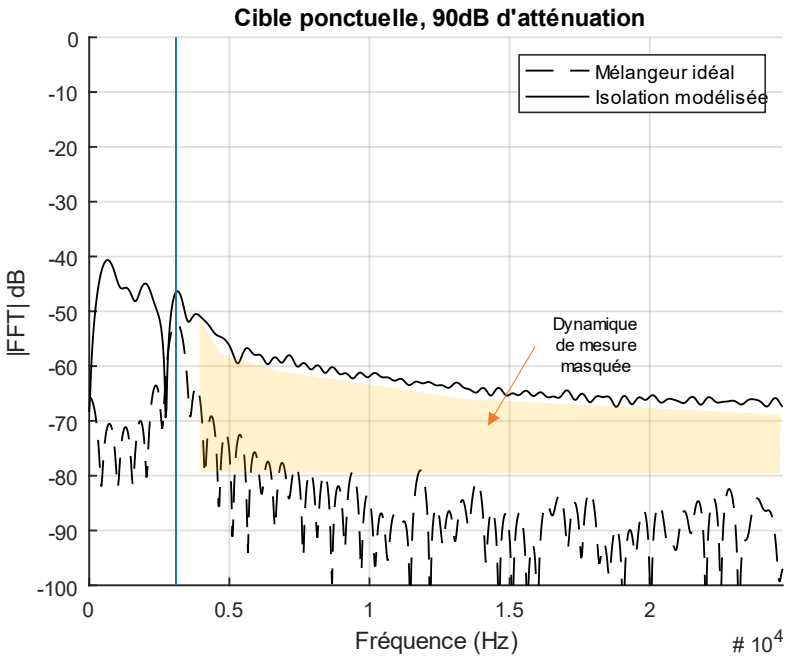


Figure III.21 – Réponse simulée pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec une atténuation de 90 dB, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

L'architecture homodyne du radar FMCW a l'avantage d'être peu couteuse et simple à mettre en œuvre. Cependant, la faible isolation (vis-à-vis de la dynamique de mesure du radar) entre les accès du mélangeur génèrent un fort signal DC ou quasi-DC (effet appelé self-mixing) [JANKIRAMAN2018]. Ce signal, également appelé signal de fuite, apparait sur la réponse du radar et est susceptible de limiter la dynamique de mesure et de masquer les cibles les plus faibles [ZHAOLONG2008]. Cet effet est d'autant plus visible pour un tracé avec un fenêtrage rectangulaire.

Pour évaluer les performances de l'architecture du démonstrateur, un retard unique (cible ponctuelle) ainsi que plusieurs niveaux d'atténuation ont été simulés entre le port d'émission et de réception du radar. Les signaux de battement simulés, en sortie de l'ADC, sont donnés en figure III.22.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

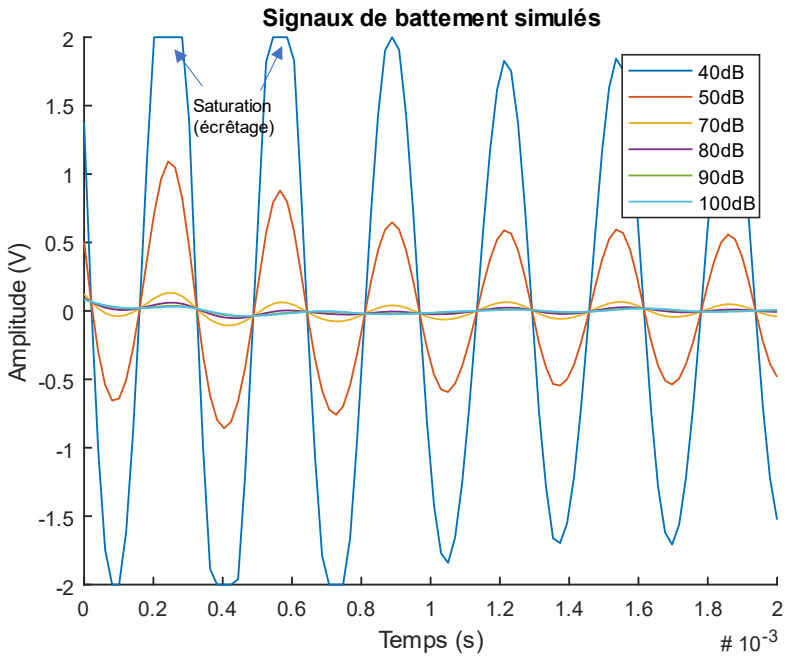


Figure III.22 – Signaux de battement simulés pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

Les réponses obtenues par les opérations de FFT (Fast Fourier Transform) sont données figure III.23. Ces réponses ont été normalisées par rapport au niveau maximum des spectres, obtenu pour une atténuation de 40 dB. Deux phénomènes sont visibles sur les signaux de battement simulés. Le premier concerne l'écrêtage (Clipping) du signal de battement pour une atténuation de 40 dB, introduisant des fréquences supplémentaires sur la réponse et témoignant d'une première limite (dynamique ADC). Le second effet concerne le masquage de la dynamique de mesure du radar causé par les isolations du mélangeur.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

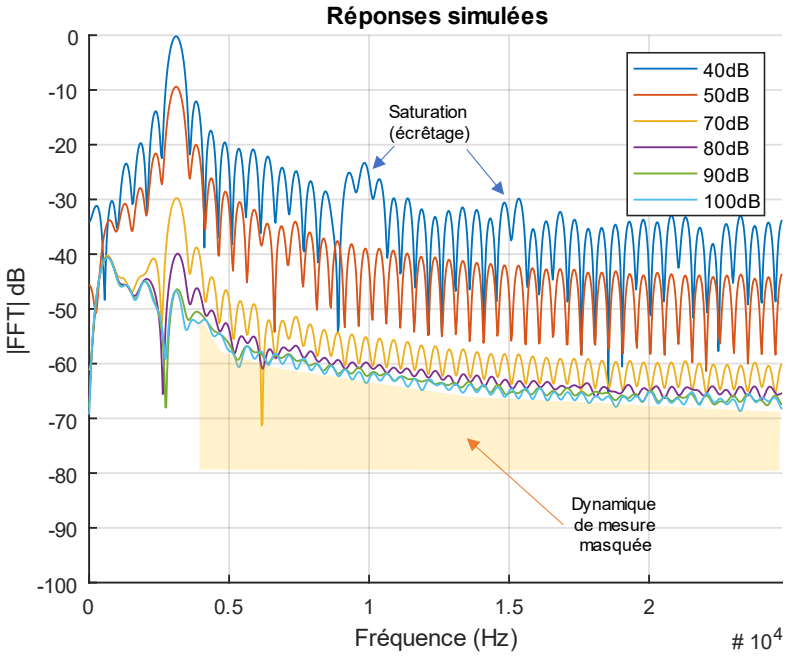


Figure III.23 – Réponses simulées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

Comme le montrent les simulations en figure III.23, à partir de 90 dB, la réponse de la cible au radar est indissociable du signal de fuite du mélangeur.

Pour améliorer la dynamique du récepteur, une stratégie de calibration a été mise en place. Il s'agit de mesurer le signal de battement issu du mélangeur lorsque les voies de transmission et de réception du radar sont chargées. Pour cela, une charge de 50 Ohms est utilisée (VSWR de 1.20:1). La configuration de l'architecture est donnée en figure III.24 et le signal issu de la mesure à vide est donné en figure III.25.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

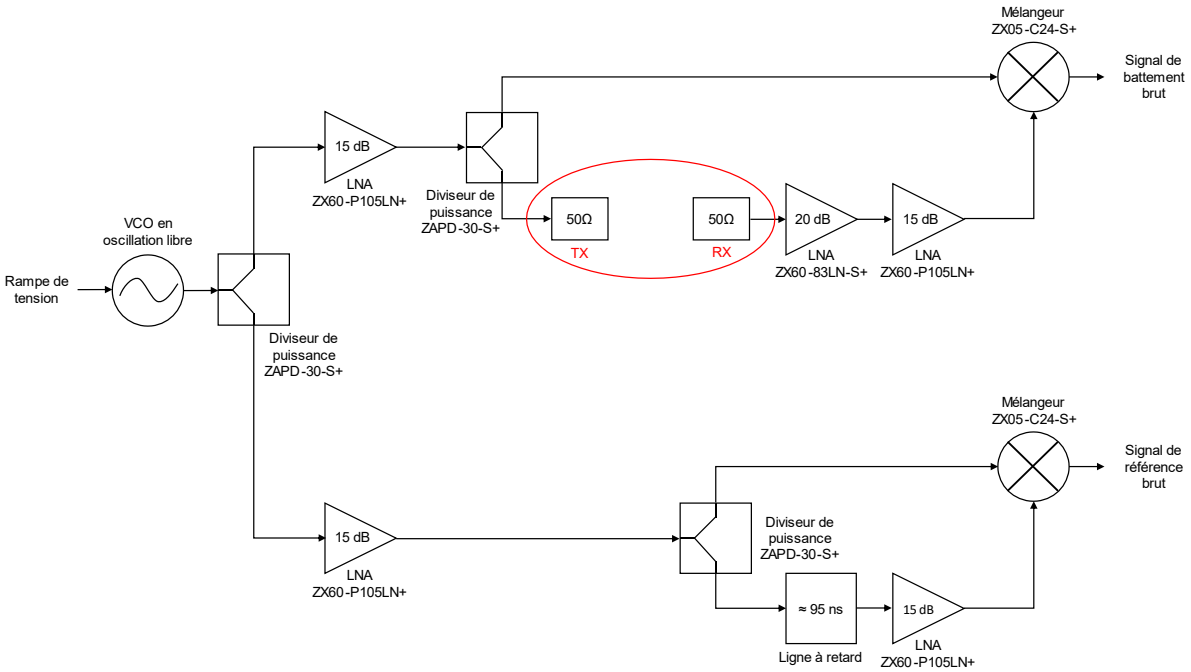
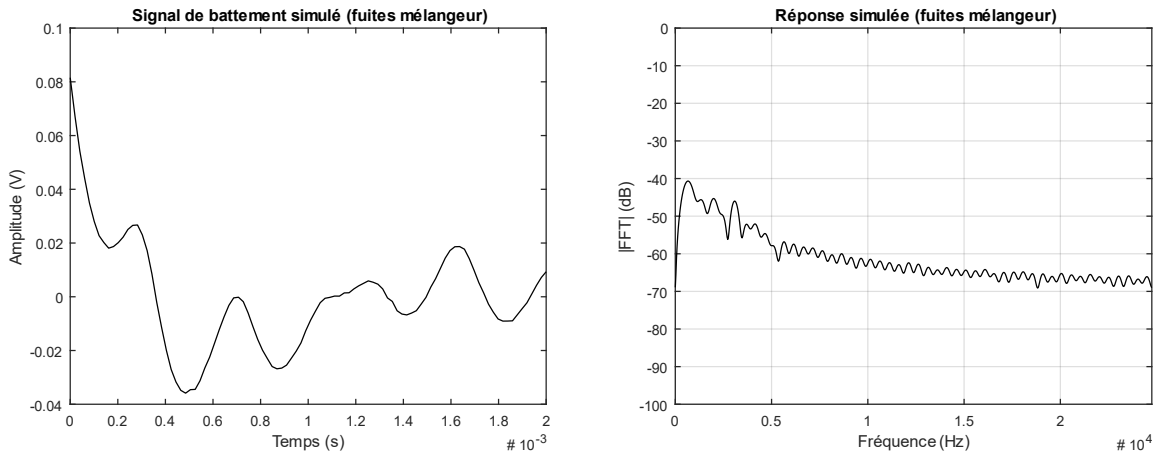


Figure III.24 – Configuration de l'architecture simulée pour la calibration.



(a) (b)

Figure III.25 – Signal de battement (a) et réponse (dB) (b) simulés provenant des fuites du mélangeur (dB) pour une mesure à vide, avec une bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

Le signal de battement numérisé provenant de la mesure à vide est alors enregistré. Ce signal est ensuite retranché aux mesures du radar soit :

$$V_i(t) = V_{MES_i}(t) - V_{CAL}\ (t) \qquad \text{(III.3)}$$

Avec $V_i(t)$ le signal de battement issu de la calibration, $V_{CAL}\ (t)$ le signal de battement mesuré à vide et $V_{MES_i}(t)$ le signal de battement issu de la mesure avec cibles. Les réponses simulées avec la calibration sont données en figure III.26.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

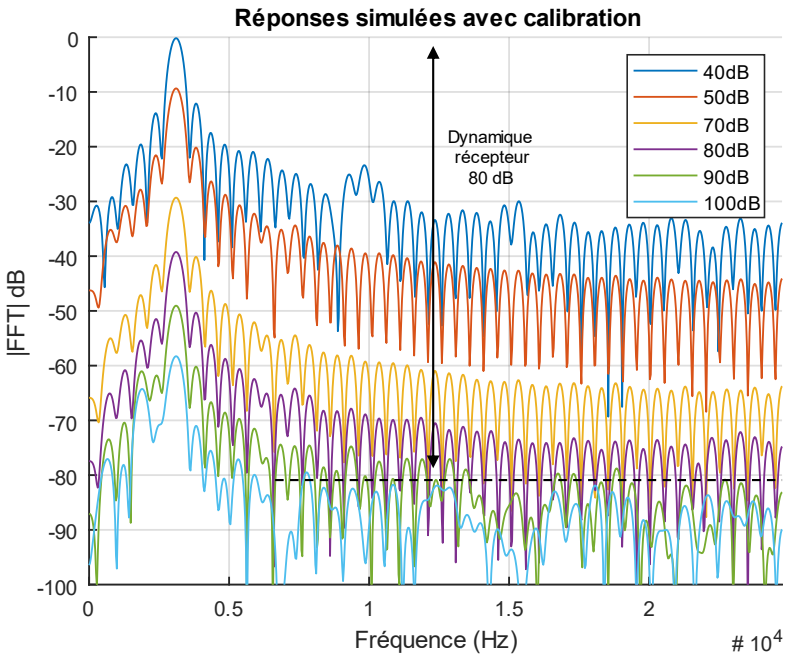


Figure III.26 – Réponses simulées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

En dehors de l'influence du choix du fenêtrage lors du tracé du spectre il est possible de constater pour un fenêtrage rectangulaire que la dynamique, lorsque le niveau de la cible est faible, n'est plus masquée par le signal issu du mélangeur.

Par ailleurs, du fait de la dynamique de mesure importante et de la courte portée du radar, le choix du fenêtrage est délicat. En effet, lorsqu'un écho de niveau élevé est détecté, les cibles plus faibles, adjacentes, peuvent être difficiles à détecter. Dans ce cas, il est possible d'avoir recourt à un fenêtrage réduisant les lobes secondaires, au détriment de la résolution.

La procédure de la calibration a également été simulée pour la bande de fréquence de 400 à 800 MHz (CVCO55BE-0400-0800). La durée du Chirp a été configurée à 1 ms pour respecter la plage de fréquence du signal de battement (Nyquist). Les réponses brutes et calibrées sont données en figure III.27 et III.28.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

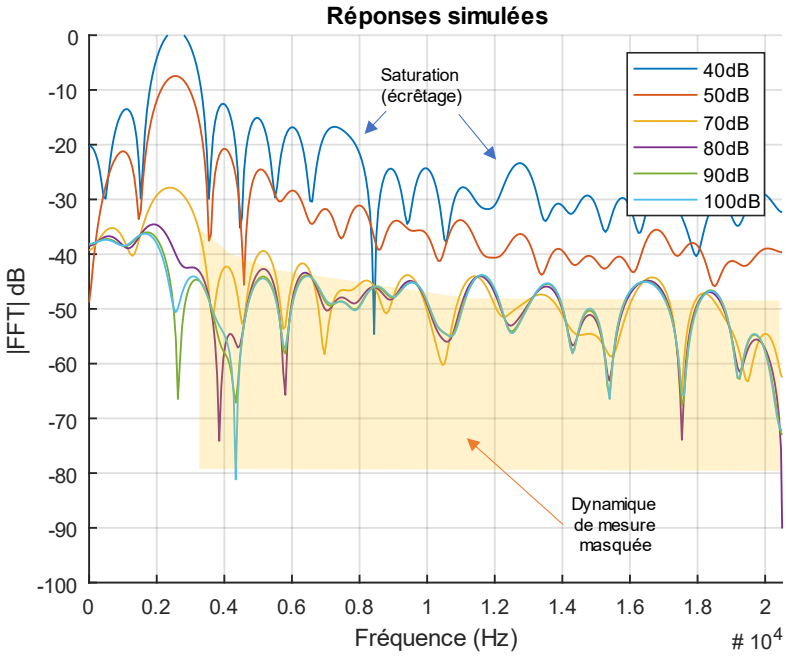


Figure III.27 – Réponses simulées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

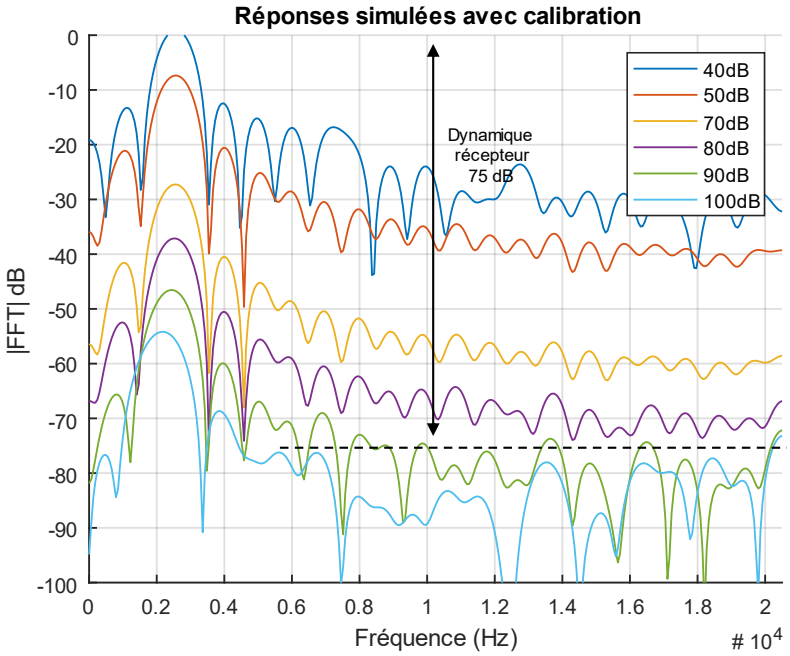


Figure III.28 – Réponses simulées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1 mètre du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

Une synthèse de la dynamique de récepteur ainsi que la valeur d'atténuation maximale acceptée entre le port de transmission et de réception du radar sont données en tableau III.2.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau III.2 – Synthèse des niveaux de dynamique simulés et attendus pour le démonstrateur avec calibration.

Configuration	Dynamique du récepteur (ADC)	Dynamique (Atténuation maximum du canal, SNR = 10)	Sensibilité
VCO 1-2 GHz, sans switchs	80 dB	110 dB	-100 dBm
VCO 400-800 MHz, sans switchs	75 dB	110 dB	-100 dBm

Pour observer l'impact du module de commutation sur les mesures du démonstrateur, une simulation d'image B-SCAN a été faite en intégrant le module de commutation à l'architecture et en utilisant les deux fréquences de commutation précédemment fixées (20.25 MHz et 33.75 MHz). Avec cette configuration, le signal de calibration est obtenu lorsque le port antenne du module de commutation est chargé, avec une longueur électrique courte (MRS minimum) comme illustré en figure III.29.

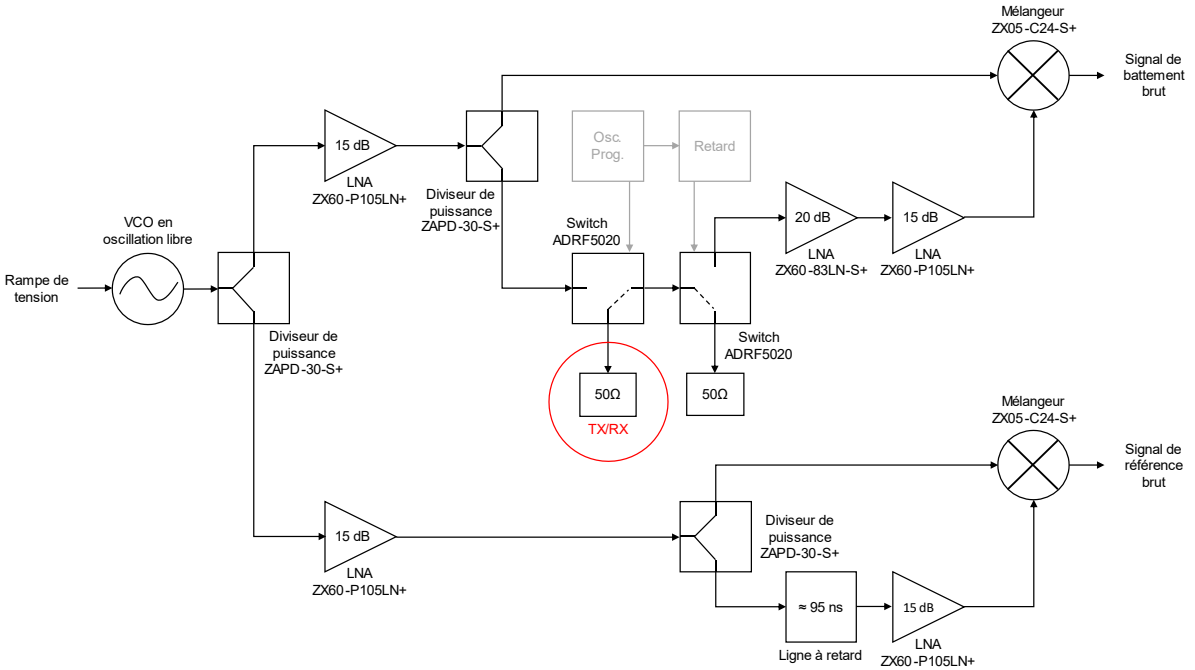


Figure III.29 – Configuration de l'architecture pour la mesure du signal de calibration avec le module de commutation.

Les résultats de simulation de l'architecture du démonstrateur pour une imagerie GPR sont donnés en figure III.30. Plusieurs configurations ont été définies, la première concerne l'imagerie obtenue pour l'architecture du démonstrateur sans le module de commutation (cas idéal), les deux dernières sont les résultats de simulation avec module de commutation pour une fréquence de 20.25 MHz et de 33.75 MHz. La bande de fréquence du radar est configurée de 1 à 2 GHz et la durée Chirp est de 2 ms. Le décalage du second switch sur le module de commutation est configuré à 4 ns.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

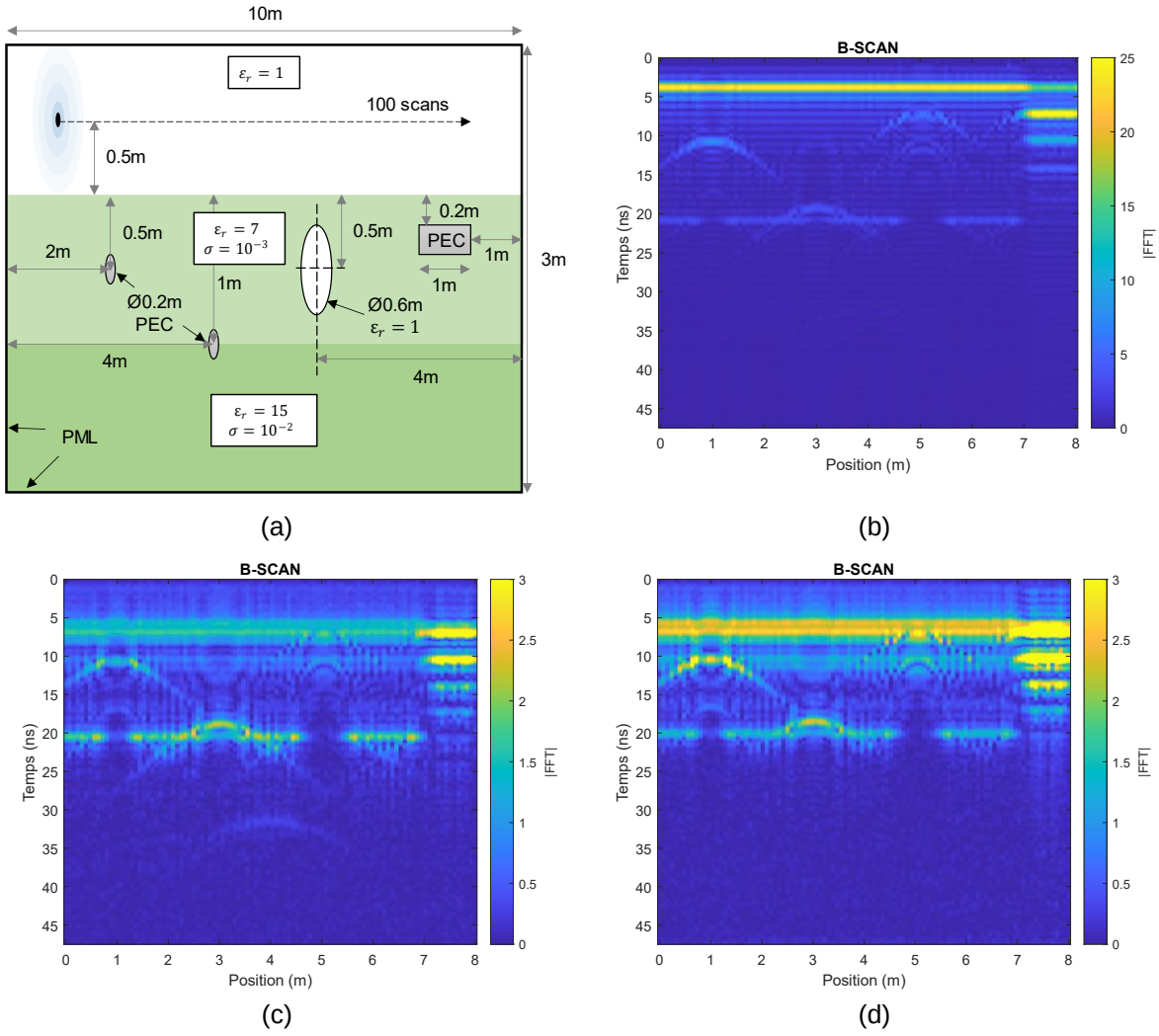


Figure III.30 – B-SCAN simulés et calibrés, scène configurée (a), résultats sans le module de commutation (b), avec module de commutation pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz (c) et 33.75 MHz (d). La bande de fréquence du radar est configurée de 1 à 2 GHz et la durée Chirp est de 2 ms. Le décalage du second switch sur le module de commutation est configuré à 4 ns.

Sur les images obtenues avec le module de commutation il est possible d'observer la zone aveugle en début de portée (4 ns), permettant une atténuation du coefficient de réflexion de l'antenne. Dans cet exemple, les cibles apparaissent avec un plus fort niveau que l'écho du sol qui est alors atténué et difficilement repérable sur les images.

Toutefois, certains résidus provenant de la réflexion de l'antenne sont présents sur les images et sont provoqués par le coefficient de réflexion de l'antenne, observables à 6 et 12 ns notamment. De plus, les échos causés par les ondes stationnaires entre les composants RF entrainent une dégradation de la qualité des imageries.

La simulation de l'architecture a permis l'évaluation des performances et la validation du choix des composants pour l'implémentation d'un démonstrateur. Une méthode de calibration a été mise en place pour améliorer la dynamique de mesure. La section suivante présente le montage et la caractérisation du démonstrateur.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

3.1.2.2. Présentation du démonstrateur assemblé

Pour effectuer des essais sur l'architecture du radar, les différentes parties du démonstrateur présentées dans les précédentes sections ont été assemblées. L'antenne utilisée pour le démonstrateur est l'antenne K [GODARD2008], fonctionnant dans la bande de 300 MHz à 3 GHz. Le module de commutation est placé directement à l'arrière de l'antenne et est déporté du reste de l'architecture à l'aide de câble coaxiaux souples. Pour plus de compacité, la ligne à retard coaxiale a été bobinée et les différents composants et cartes du radar ont été fixés sur deux panneaux au format A4 pour faciliter l'accès. La partie RF, comprenant les amplificateurs, diviseurs de puissance, mélangeurs et la ligne à retard, a été fixée sur le panneau du dessus. La carte d'échantillonnage ainsi que les alimentations ont été fixées sur la partie inférieure.

Le démonstrateur est équipé de batteries lithium-ion rechargeables et la consommation totale du radar s'élève à moins de 10 Watts. Une photographie du démonstrateur assemblé est donnée en figure III.31.

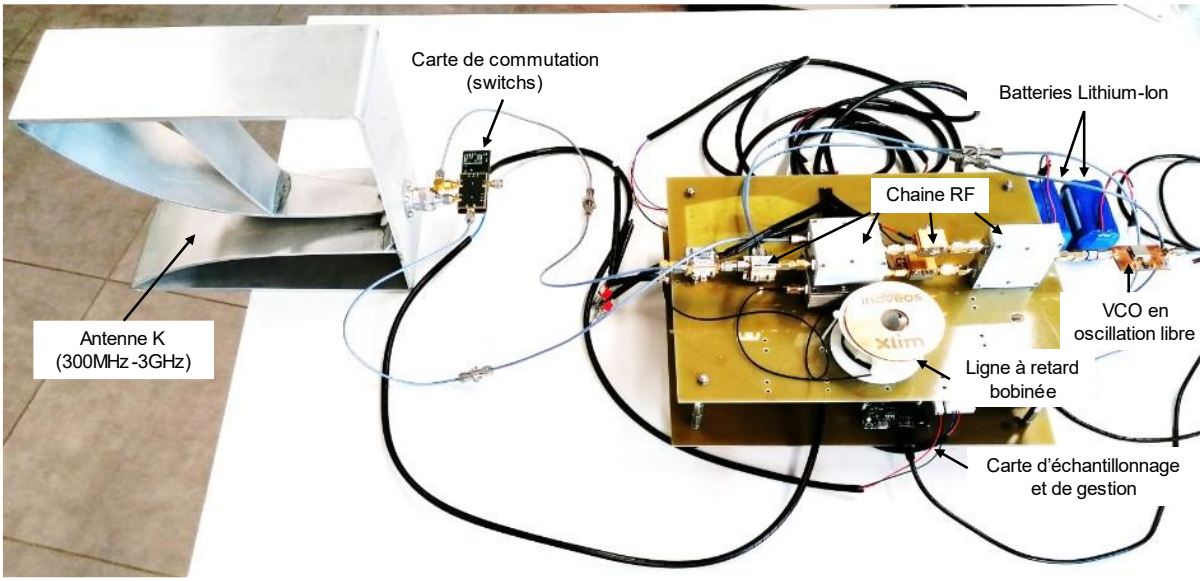


Figure III.31 – Photographie du démonstrateur assemblé.

3.1.2.3. Mesure de la dynamique du démonstrateur

Des mesures de la dynamique et de la sensibilité du démonstrateur ont été réalisées. Pour cela, plusieurs valeurs d'atténuation ont été fixées entre le port d'émission et de réception du radar à l'aide d'un jeu d'atténuateurs RF. Comme proposé dans la section précédente pour les simulations, la mesure du signal de battement causé par l'isolation du mélangeur est réalisée pour effectuer une calibration sur les mesures.

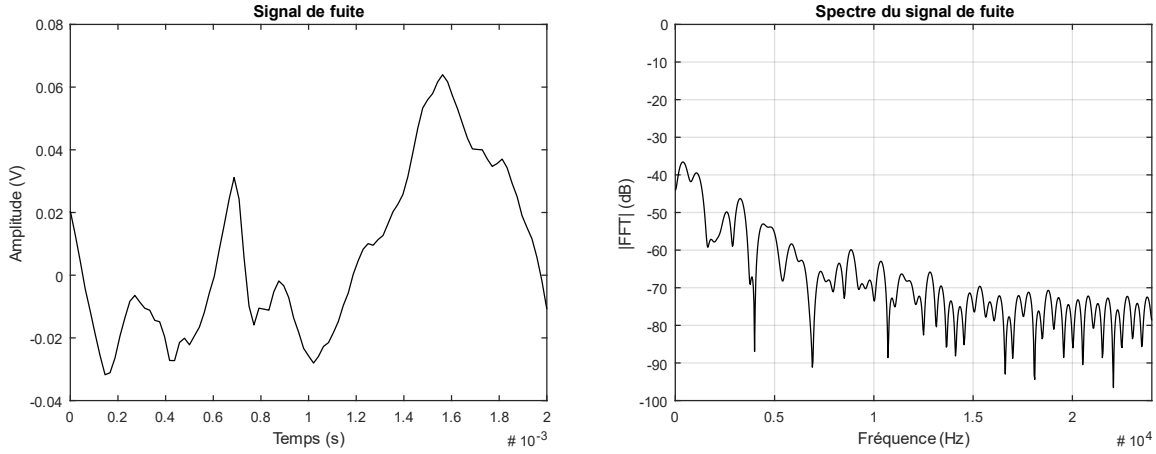
Un câble RF est utilisé pour provoquer un retard de 9 ns et permet de générer un signal de battement correspondant à une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar. Deux configurations de fréquence ont été employées à l'aide des deux VCO :

- Bande de 1 à 2 GHz (CVCO55BE-1200-2300, Crystek), avec une durée Chirp de 2 ms.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Bande de 400 à 800 MHz (CVCO55BE-0400-0800, Crystek), avec une durée Chirp de 1 ms.

Pour chacune des mesures une acquisition est réalisée, les données issues de l'ADC sont stockées dans la mémoire FIFO et transmises à l'ordinateur à l'aide de la communication série (USB). Le signal de battement mesuré à vide (calibration) et son spectre sont donnés en figure III.32 pour la première bande de fréquence.



(a) (b)

Figure III.32 – Signal de calibration (a) et réponse (dB) (b) mesurés provenant des fuites du mélangeur (dB) avec une bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

La comparaison des spectres du signal de battement à vide simulé et mesuré montre une bonne concordance.

Les signaux de battement bruts mesurés pour chaque niveau d'atténuation sont donnés en figure III.33.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

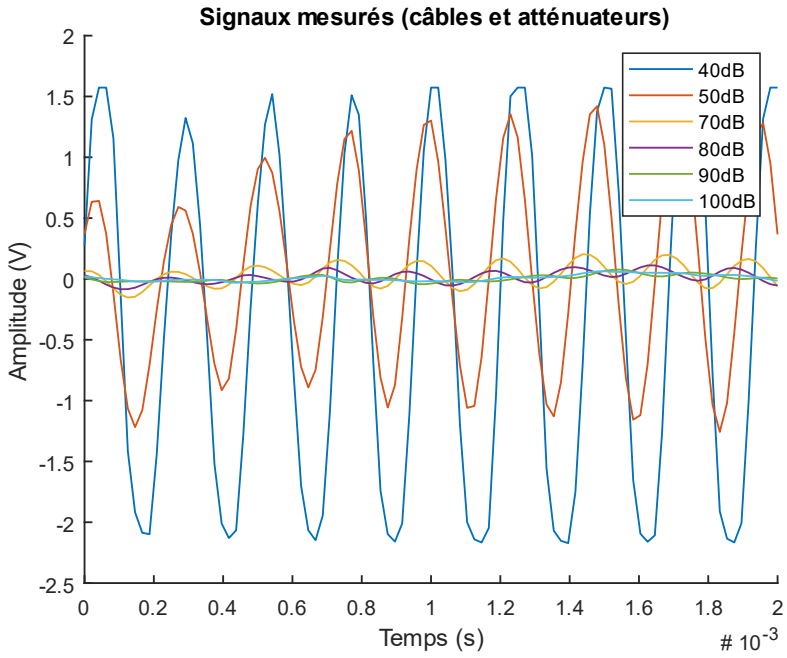


Figure III.33 – Signaux de battement mesurés pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

Les réponses brutes mesurées pour chaque niveau d'atténuation sont données en figure III.34. Les signaux calibrés sont donnés en figure III.35.

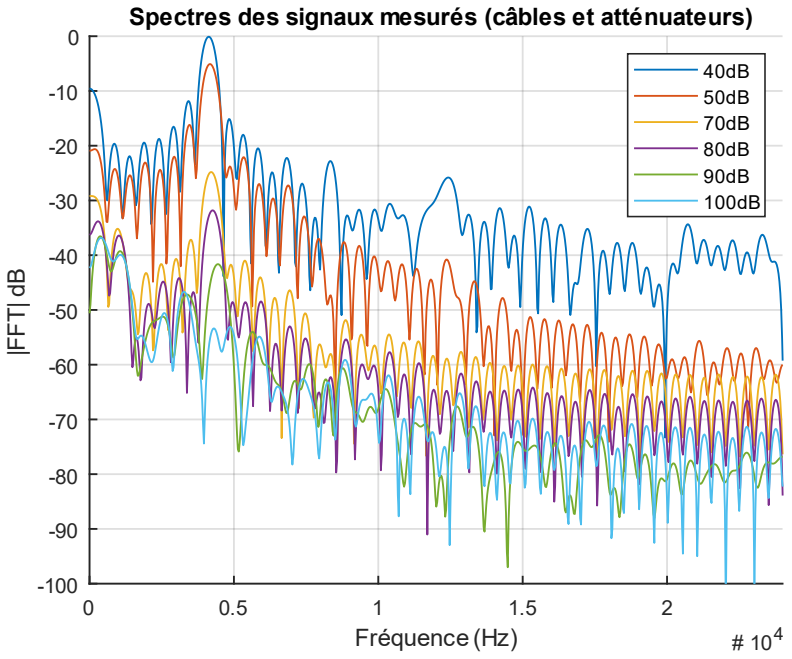


Figure III.34 – Réponses mesurées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

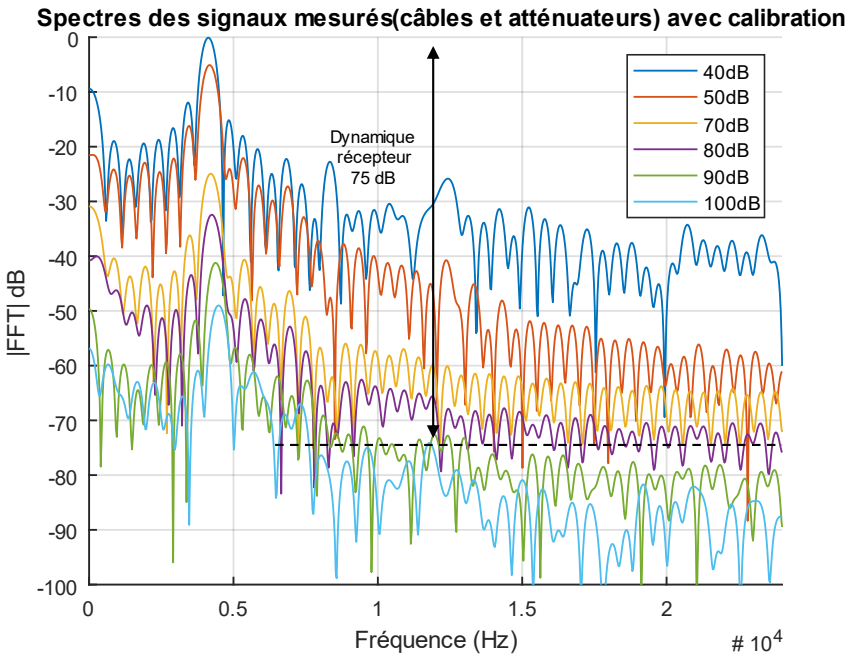
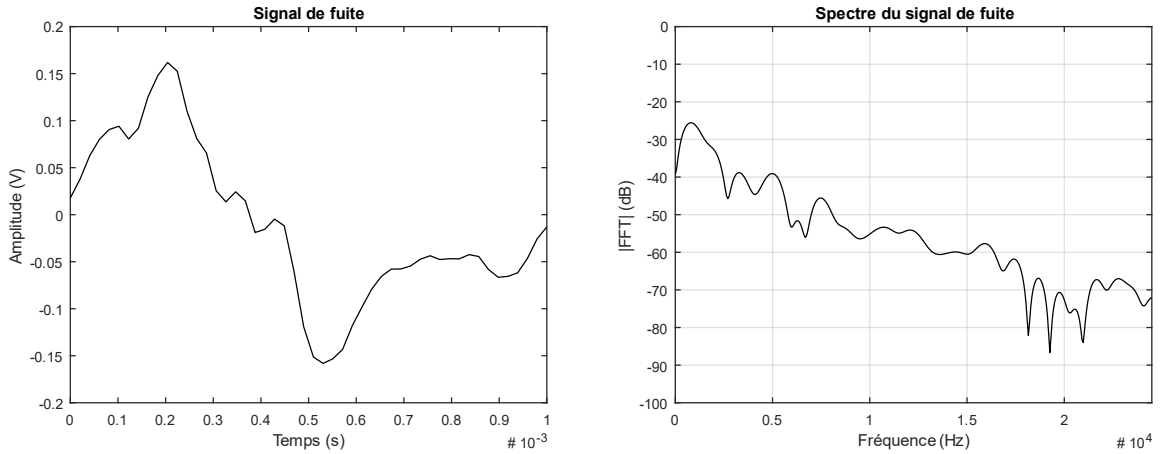


Figure III.35 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

Les résultats présentés en figure III.35 montrent l'intérêt de la calibration notamment pour la détection de la cible avec une atténuation de 100 dB, alors initialement confondue dans le signal provenant des défauts d'isolation du mélangeur.

Ces mesures ont également été réalisées pour la bande de fréquence de 400 à 800 MHz. Le signal de battement mesuré à vide (calibration) et son spectre sont donnés en figure III.36 pour cette bande de fréquence.



(a) (b)

Figure III.36 – Signal de calibration (a) et réponse (dB) (b) mesurés provenant des fuites du mélangeur (dB) avec une bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

Les signaux de battement bruts mesurés pour chaque niveau d'atténuation sont donnés en figure III.37.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

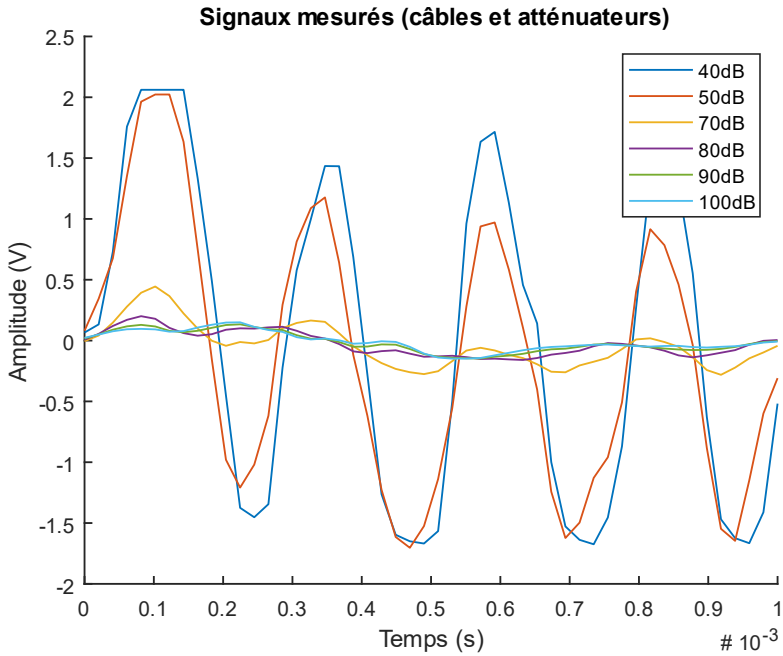


Figure III.37 – Signaux de battement mesurés pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

Les réponses brutes et calibrées mesurées pour chaque niveau d'atténuation sont données en figure III.38 et III.39 respectivement.

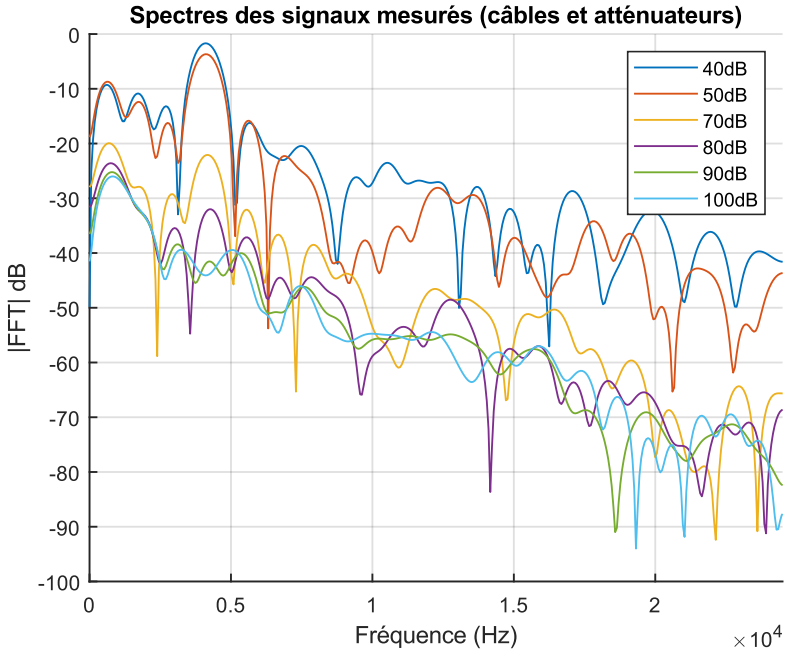


Figure III.38 – Réponses mesurées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

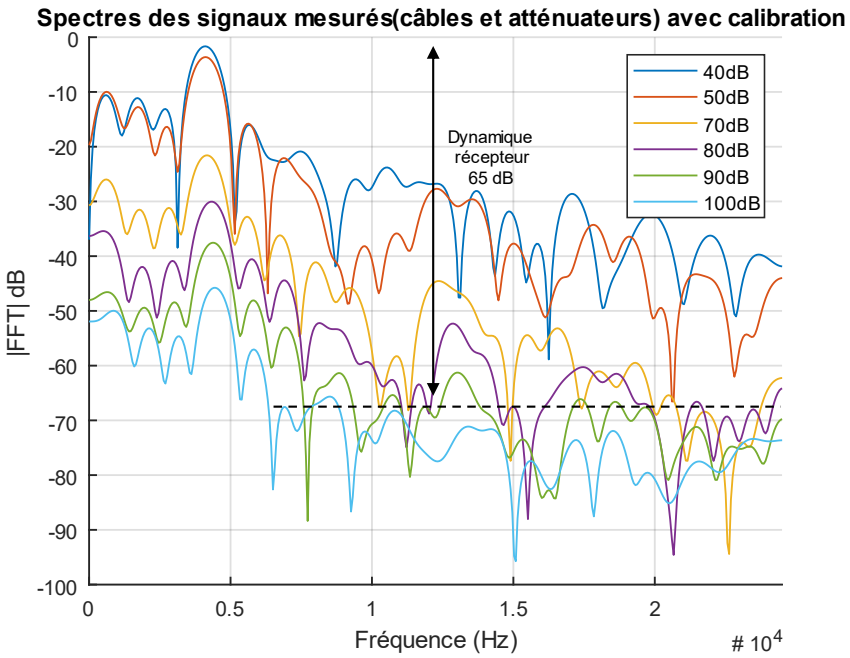


Figure III.39 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 1.35 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

Par la suite, des mesures ont été réalisées avec le module de commutation pour les deux VCO et pour deux fréquences de commutation : 20.25 MHz (MRS maximum à 3.7 mètres) et 33.75 MHz (MRS maximum à 2.2 mètres). Le retard pour le pilotage du second switch est de 4 ns.

Les réponses calibrées mesurées dans la bande 1 à 2 GHz pour chaque niveau d'atténuation sont données en figure III.40 et III.41 pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz et de 33.75 MHz respectivement.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

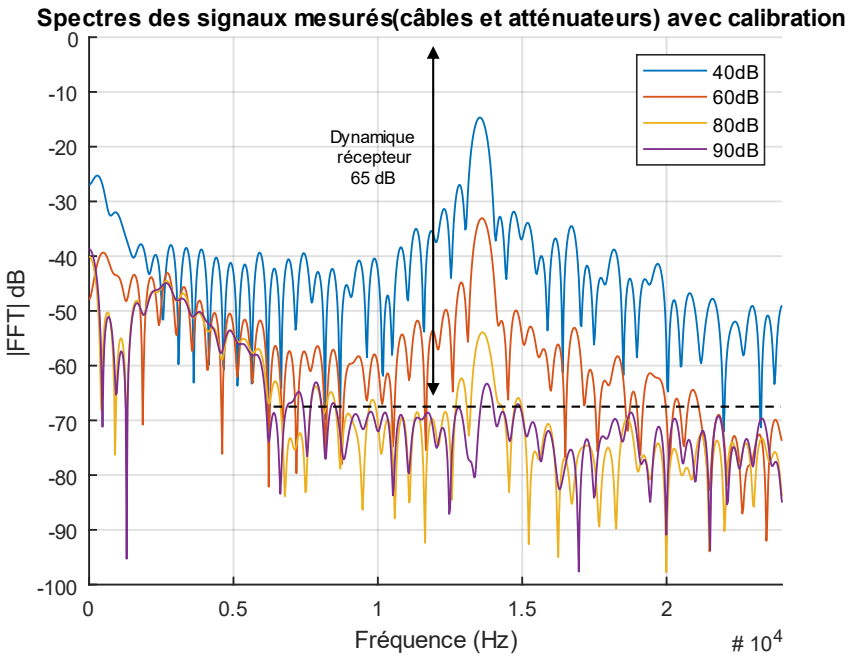


Figure III.40 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 3.7 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

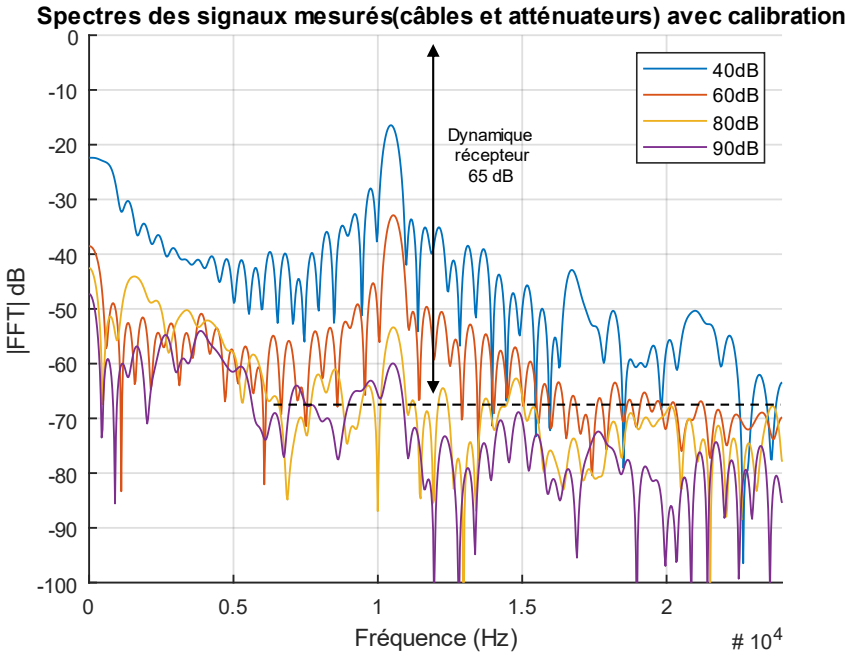


Figure III.41 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 2.2 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 1 à 2 GHz et une durée Chirp de 2 ms.

Les figures III.42 et III.43 correspondent aux mesures dans la bande 400 à 800 MHz pour une fréquence de commutation de 20.25 MHz et de 33.75 MHz également.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

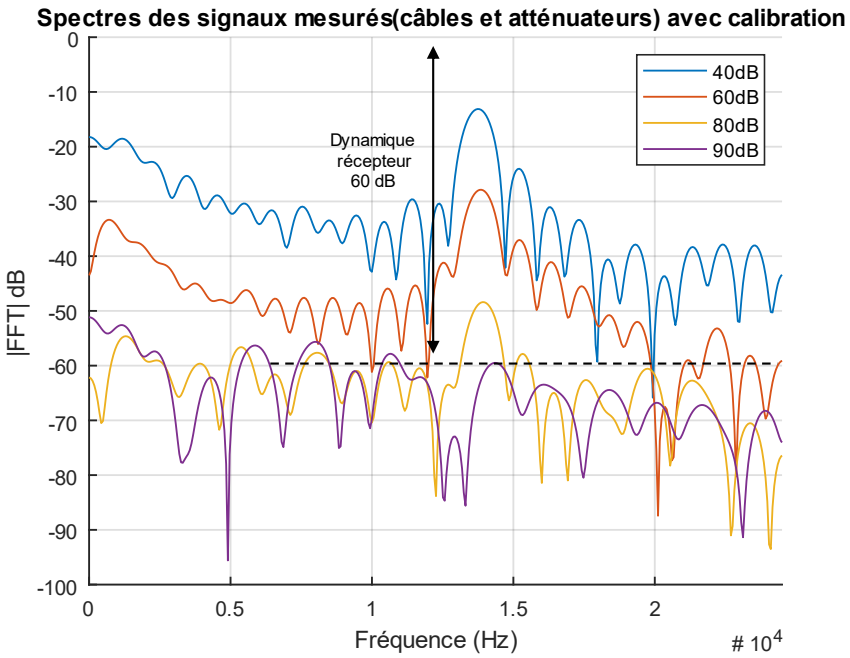


Figure III.42 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 3.7 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

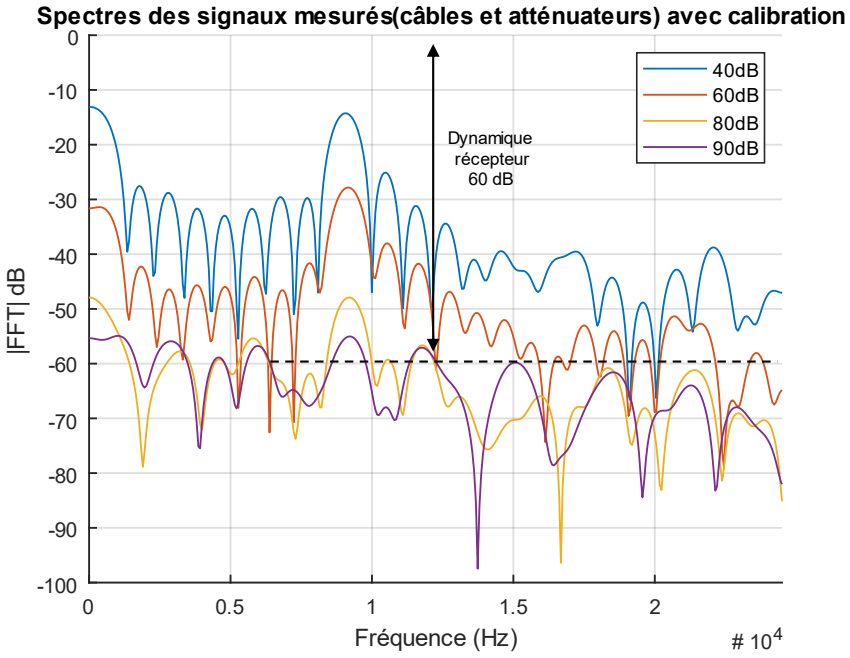


Figure III.43 – Réponses mesurées et calibrées (dB) pour une cible ponctuelle placée à 2.2 mètres du radar avec plusieurs niveaux d'atténuation, bande de fréquence du radar de 400 à 800 MHz et une durée Chirp de 1 ms.

Une synthèse de la dynamique de récepteur ainsi que la valeur d'atténuation maximale acceptée entre le port de transmission et de réception du radar mesurés sont donnés en tableau III.3 pour différentes configurations du démonstrateur.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau III.3 – Synthèse des niveaux de dynamique mesurés du démonstrateur avec calibration.

Configuration	Dynamique du récepteur (ADC)	Dynamique (Atténuation maximum du canal, SNR = 10)	Sensibilité
VCO 1-2 GHz, sans switchs	75 dB	110 dB	-110 dBm
VCO 400-800 MHz, sans switchs	70 dB	105 dB	-105 dBm
VCO 1-2 GHz, avec switchs, 20.25 MHz, MRS maximum	65 dB	85 dB	-85 dBm
VCO 1-2 GHz, avec switchs, 33.75 MHz, MRS maximum	65 dB	85 dB	-85 dBm
VCO 400-800 MHz, avec switchs, 33.75 MHz, MRS maximum	60 dB	80 dB	-80 dBm
VCO 400-800 MHz, avec switchs, 20.25 MHz, MRS maximum	60 dB	80 dB	-80 dBm

Lors des essais en dynamiques proposés, certains échos apparaissent avec une fréquence supérieure à celle de la cible sur les réponses. Cet effet est observable car plusieurs câbles RF ont été chainés pour réaliser différentes longueurs électriques et ces échos sont causés par des réflexions sur les différentes interfaces. D'autres sont causés par les ondes stationnaires dans les câbles reliant le module de commutation au reste de la chaine du radar. Pour optimiser l'architecture du radar, la réduction des interfaces et des longueurs de câbles RF dans la chaine est indispensable pour éviter ces échos.

Par ailleurs, il est à noter que si des longueurs électriques sont présentes dans l'architecture du radar, provoquant un déphasage supplémentaire entre le Chirp émis et reçu, un décalage des fréquences de battement sera visible sur les signaux mesurés. Ce décalage doit être pris en compte sur les réponses mesurées lors de l'analyse en distance des réponses.

Pour conclure, les pertes d'insertion du module de commutation sont supérieures à celles attendues et sont notamment causées par le substrat FR4 utilisé, entrainant une perte de sensibilité. Cependant, les niveaux de dynamique sont conformes à la simulation et les performances se rapprochent des niveaux attendus pour le démonstrateur, permettant des expérimentations terrains. Toutefois, le gain en réception peut être augmenté pour compenser les pertes du module de commutation et augmenter la sensibilité du radar. Les forts signaux provenant du coefficient de réflexion de l'antenne ou de l'écho du sol étant atténués (zone aveugle).

3.2. Expérimentations sur sites

Afin de réaliser des expérimentations pour la détection et l'imagerie d'objets enfouis sur sites, le démonstrateur a été installé sur un chariot à roues. L'architecture du radar a été fixée sur le dessus du chariot. L'antenne K a été fixée sur le devant du chariot et a été dirigée vers le sol. Le pied de l'antenne a été placé à 30 cm au-dessus du sol, laissant une hauteur libre de 5 cm. Des absorbants ont été installés autour de l'antenne pour éviter toute influence extérieure sur les mesures. En effet, durant les expérimentations, nous avons observé que la signature des

Licence CC BY-NC-ND 3.0

mouvements de l'opérateur derrière le chariot ou des échos provenant d'éléments extérieurs (murs, objets) étaient susceptibles de masquer les signaux faibles provenant des cibles enfouies. Cette configuration préalable permet d'obtenir une meilleure directivité, en dépit du gain, et de réaliser des premières expérimentations. Cependant, pour une configuration optimale, la directivité de l'antenne doit être importante, ce qui est un défi à ces fréquences et pour un encombrement raisonnable. Une autre solution consiste à employer une antenne adaptée spécifiquement pour rayonner dans le sol de permittivité élevée, ce qui n'est pas compatible avec nos objectifs pour le montage sur drone.

Des photographies du démonstrateur intégré sur le chariot sont données en figure III.44.

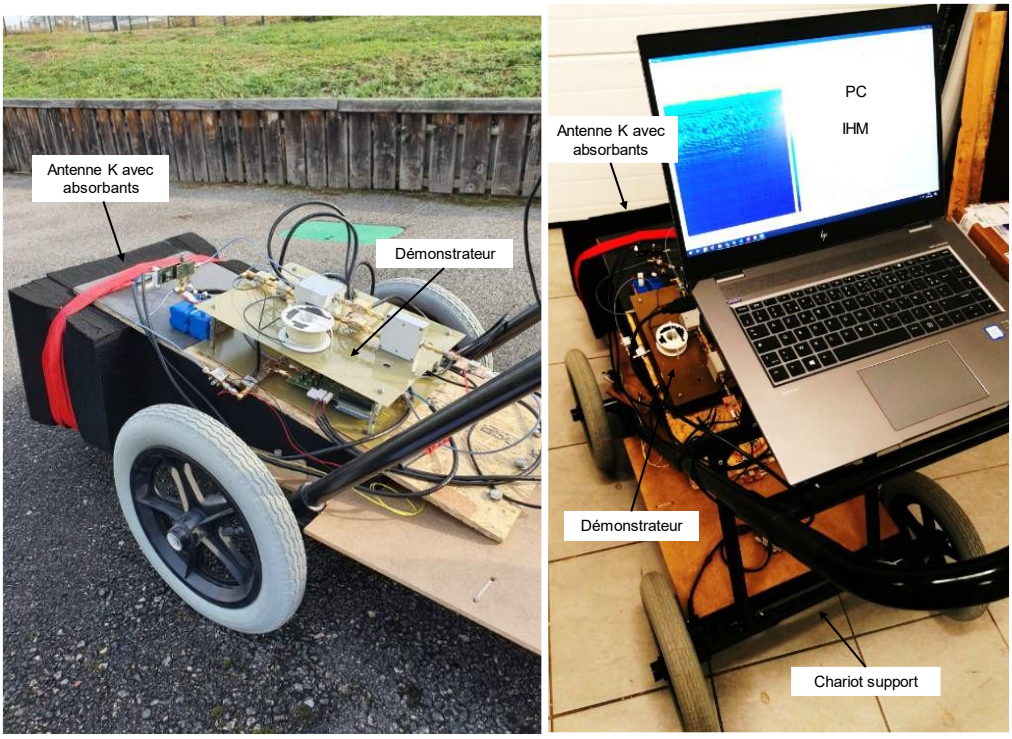


Figure III.44 – Photographies du démonstrateur assemblé (sur chariot).

Des expérimentations pour la détection de réseaux enterrés ont été menées sur deux sites différents et sont présentés dans la suite du chapitre.

3.2.1. Détection d'un réseau enterré sur le site d'INOVEOS

Cette section présente les essais de détection d'un réseau électrique enterré sur le site de la société Inoveos située à Brive-la-Gaillarde. Ayant pour objectif la détection et la localisation du réseau enterré, nous avons procédé à des mesures B-SCAN. Pour cela les réponses en fréquence des signaux de battement mesurés ont été tracés et combinés durant le déplacement du chariot. Ces mesures ont été effectuées sur la zone de positionnement probable du réseau, sa position exacte étant inconnue. Lors des essais, le sol était sec (terre battue). Des photographies de la zone de prospection du réseau électrique enterré sont données en figure III.45.

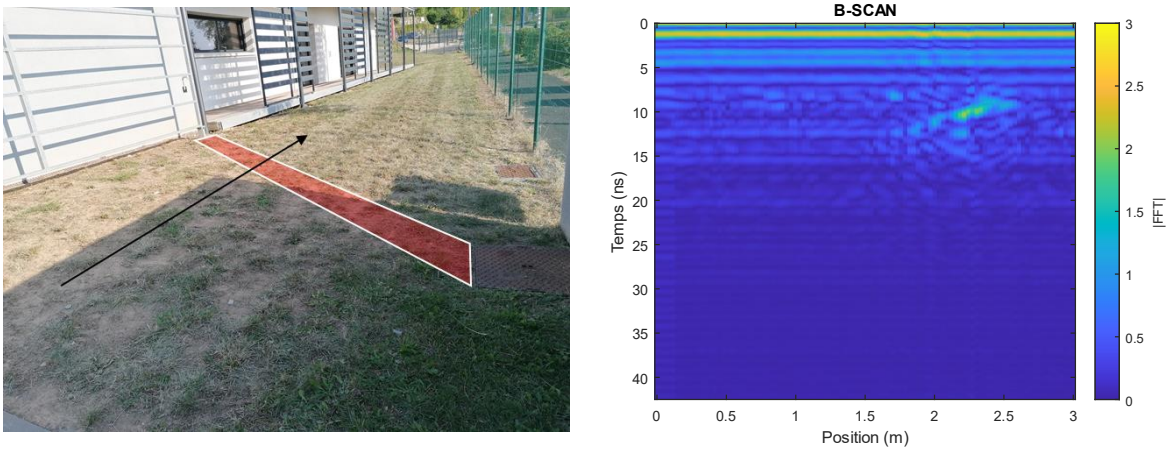
Licence CC BY-NC-ND 3.0

(a) (b)

Figure III.45 – Photographies de la zone de présence du réseau électrique estimée (rouge) (a) et du regard ouvert (b).

Pour la cohérence des mesures, plusieurs trajets ont été effectués à l'aide du démonstrateur. Pour chacun des trajets la fréquence de commutation a été fixée à 20.25 MHz, la bande de fonctionnement sélectionnée de 1 à 2 GHz et la durée du Chirp est de 2 ms.

Les trois premiers trajets consistent en une coupe estimée comme perpendiculaire à la zone de prospection du réseau et la dernière concerne une tentative de suivi du réseau. Les trajets N°1 à N°4 et imageries B-SCAN sont données pour chaque essais en figure III.46, III.47, III.48 et III.49.



(a) (b)

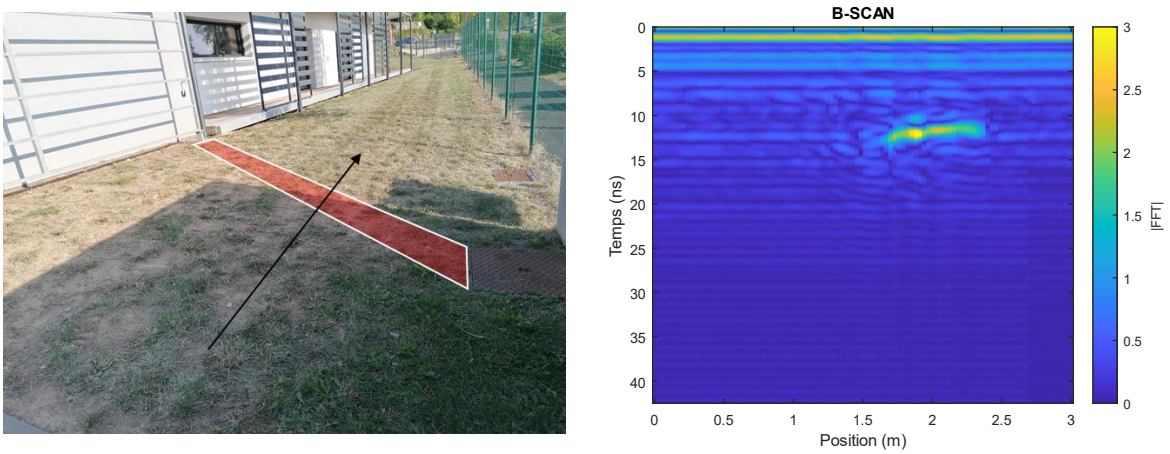
Figure III.46 – Photographie du trajet N°1 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration.

La première mesure consiste à construire une image B-SCAN à l'aide de mesures successives, configurées sur le logiciel. Le démonstrateur n'étant pas présentement muni de dispositif de mesure de positionnement, les différents scans ont été fusionnés sur l'image, en respect avec la longueur du déplacement effectué. Le déplacement du chariot a été effectué, autant que possible, avec une vitesse constante.

L'image obtenue permet de localiser le réseau à 2.3 mètres du point de départ. L'écho détecté se situe à 10 ns sur la réponse temporelle. Comme visible sur la figure III.46 (b), les imageries obtenues lors de ces tests ne comportent pas d'hyperboles de migration, cet effet est causé

Licence CC BY-NC-ND 3.0

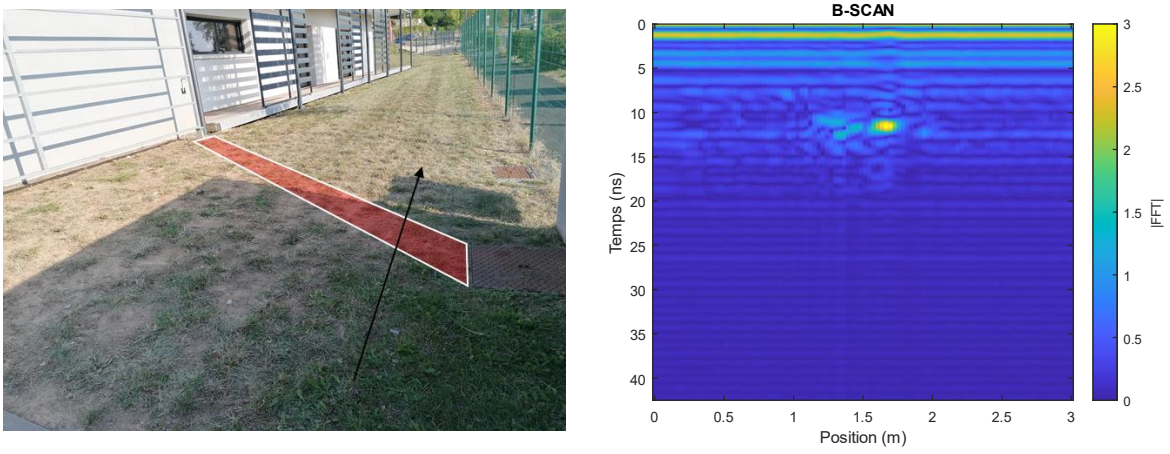
par les absorbants utilisés pour supprimer des échos parasites extérieurs dans cette configuration, qui influent fortement sur la directivité de l'antenne et limitent la zone d'observation à la verticale du radar.



(a) (b)

Figure III.47 – Photographie du trajet N°2 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration.

Sur la mesure donnée par le trajet N°2, le résultat obtenu semble indiquer que la coupe du réseau par la trajectoire du chariot n'a pas été effectuée perpendiculairement. De plus, le réseau semble être plus profond (12 ns).

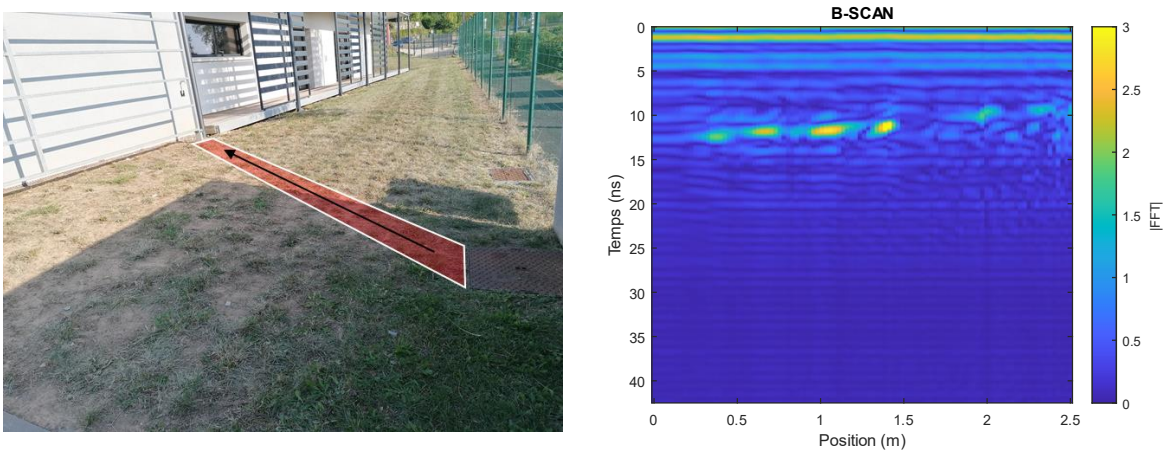


(a) (b)

Figure III.48 – Photographie du trajet N°3 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration.

L'image obtenue pour le trajet N°3 permet de localiser le réseau à 1.6 mètres du point de départ. L'écho détecté se situe à 12 ns sur la réponse temporelle.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a) (b)

Figure III.49 – Photographie du trajet N°4 du démonstrateur (a) et mesure B-SCAN associée avec calibration.

Il est possible d'observer sur la figure III.49 (b) que le réseau se rapproche de la surface en direction du bâtiment. La mesure donnée par le trajet N°2 et l'absence de signal sur la distance de 1.5 à 2 mètres pour l'essai du trajet N°4 indiquent que le réseau n'est pas complètement rectiligne.

3.2.2. Détection de réseaux enterrés sur le site de la ZADEPRE

Pour plus d'investigation, des essais supplémentaires ont été menés sur le site de la ZADEPRE 1 (Zone d'Apprentissage à la Détection et au Positionnement des Réseaux Enterrés) [ZADEPRE_1] situé au lycée Pierre Caraminot à Egletons. Ce site a été développé pour donner suite à l'évolution des réglementations des travaux publics de 2012 [CSD_DT_DICT_WEB] et pour permettre une meilleure formation à la localisation des réseaux. Il s'agit en effet de proposer aux professionnels et étudiants une plateforme de formation avec une configuration terrain des réseaux se rapprochant le plus possible de situations réelles. Depuis son inauguration en octobre 2012, cet outil a été sollicité par de nombreuses entreprises pour l'utilisation de dispositifs de détection électromagnétique ou de géoradar.

Le plan multi-réseaux du site de la ZADEPRE 1 est donné en figure III.50.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

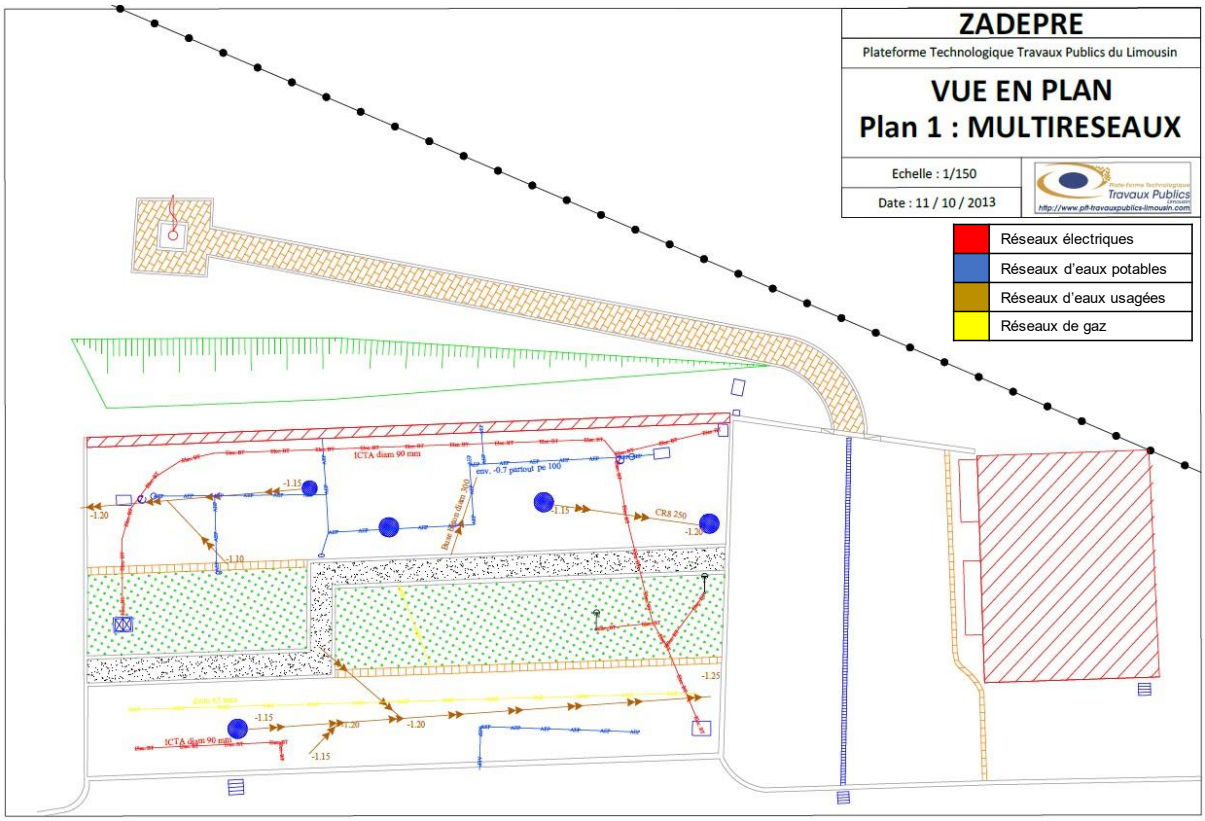


Figure III.50 – Plan multi-réseaux de la ZADEPRE 1.

Deux zones d'expérimentations ont été sélectionnées sur le site et plusieurs configurations et trajets du démonstrateur sont présentées. En effet, plusieurs essais ont été réalisés sur chacune des zones, les différents trajets du démonstrateur ont été renseignés en figure III.51 pour la première zone. Les différents trajets du démonstrateur sont repérés de A à E.

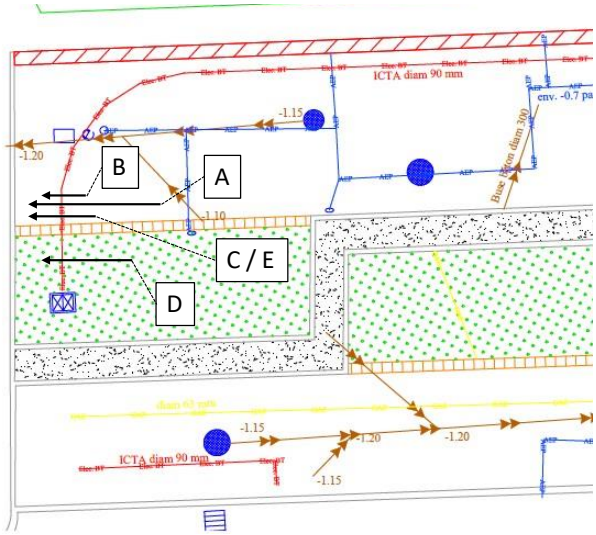
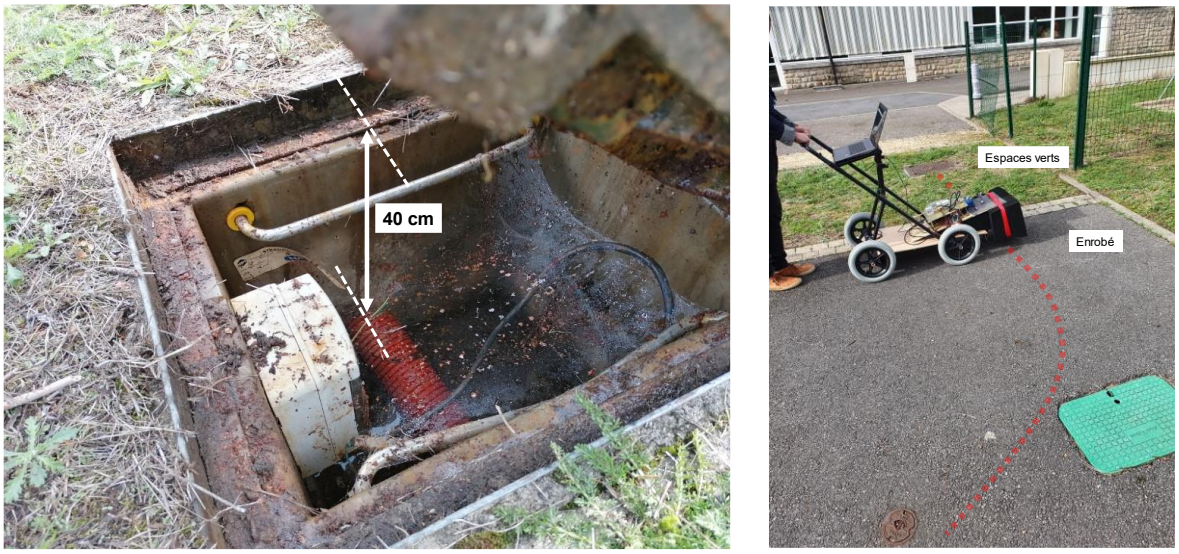


Figure III.51 – Configuration des trajets du démonstrateur sur la ZADEPRE pour la première zone d'expérimentation.

Les essais effectués sur la première zone consistent en la détection d'un réseau électrique. Il s'agit d'une gaine ICTA (Isolant Cintrable Transversalement Annelé) de 90 mm de diamètre

Licence CC BY-NC-ND 3.0

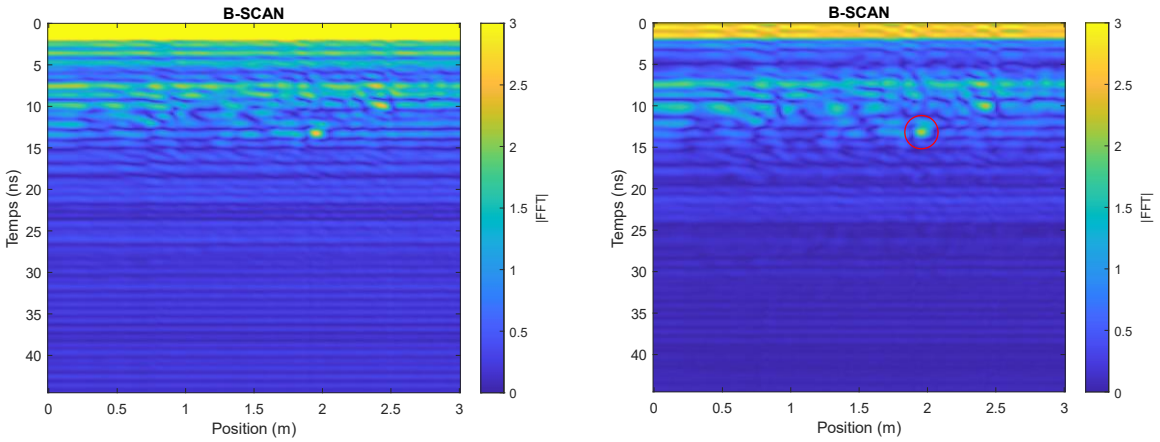
contenant des câblages électriques. Pour cela, des mesures B-SCAN ont été réalisées avec déplacement du démonstrateur sur l'enrobé ou sur les espaces verts (terre) afin de croiser le réseau. Des photographies du regard et du démonstrateur sur le site sont données en figure III.52.



(a) (b)

Figure III.52 – Photographies de la zone de prospection, regard ouvert (a) et zone d'essai parcourue par le démonstrateur avec une estimation de la position du réseau (b).

Pour les essais notés A, B, C, D et F sur la figure III.47, la bande de fréquence employée est de 1 à 2 GHz, la durée de Chirp est fixée à 2 ms et la fréquence de commutation à 20.25 MHz. Pour l'essai E, la fréquence de commutation a été configurée à 33.75 MHz. Pour chacun des essais, les signaux de mesure bruts et calibrés sont donnés. La mesure B-SCAN pour l'essai A est donnée en figure III.53.

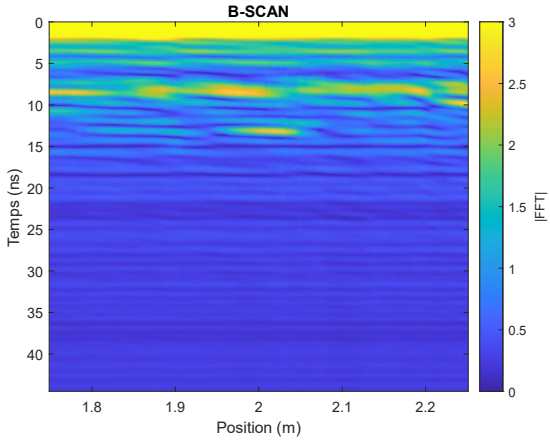


Essai A (a) Essai A avec calibration (b)

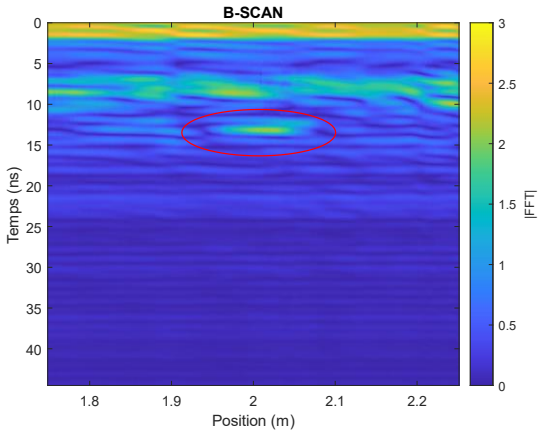
Figure III.53 – Mesures B-SCAN de l'essai A brute (a) et avec calibration (b).

Il est possible d'observer la signature du réseau situé à 2 mètres et détecté à 14 ns sur la réponse. Pour bien différentier le réseau, un autre essai a été effectué sur un trajet adjacent sur l'enrobé et sur une distance plus courte (50 cm). Cette mesure est donnée en figure III.54.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



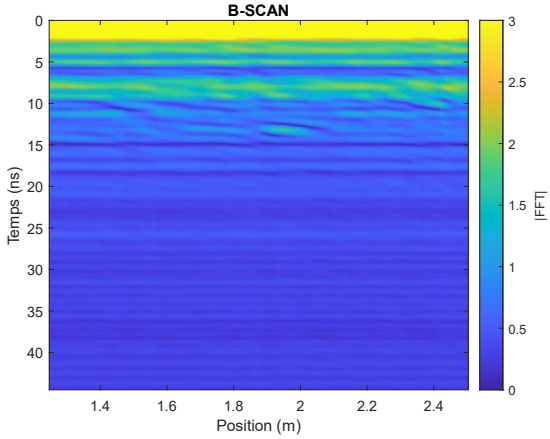
Essai B (a)



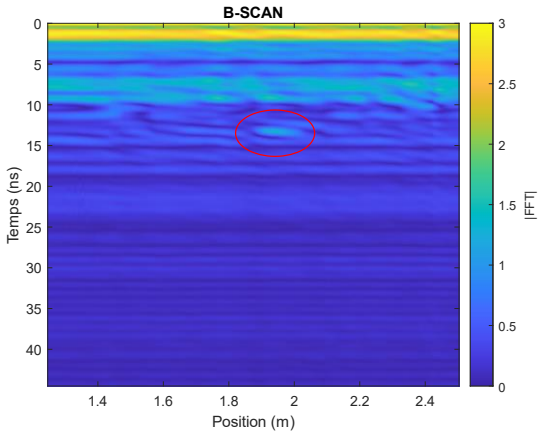
Essai B avec calibration (b)

Figure III.54 – Mesures B-SCAN de l'essai B brute (a) et avec calibration (b).

Tout comme la mesure précédente, la signature du réseau est située à 2 mètres et est détecté à 14 ns sur la réponse. Une troisième mesure a été réalisée aux limites de l'espace vert, cette mesure est donnée en figure III.55.



Essai C (c)

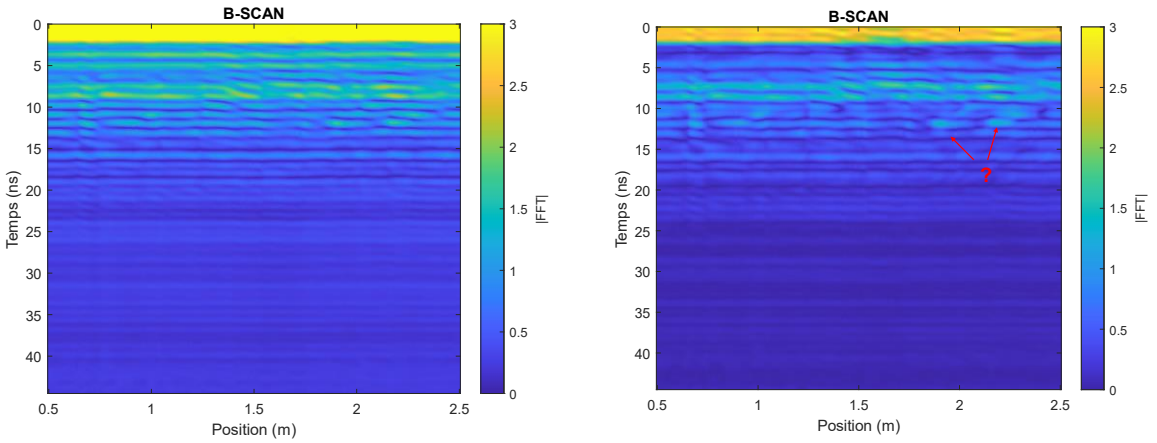


Essai C avec calibration (d)

Figure III.55 – Mesures B-SCAN de l'essai C brute (a) et avec calibration (b).

Pour changer les propriétés du sol, l'essai D a été réalisé sur la terre (espaces verts) pour la détection de ce même réseau, cet essai est présenté en figure III.56.

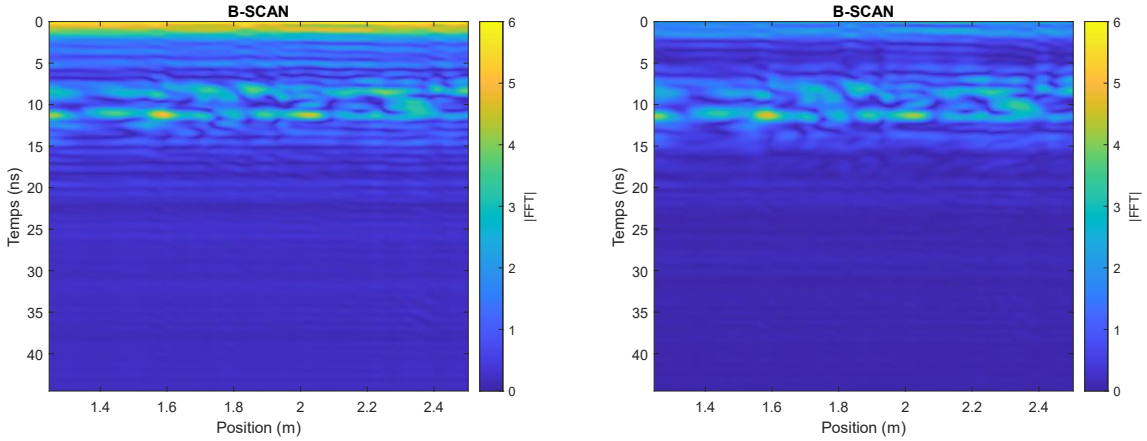
Licence CC BY-NC-ND 3.0



Essai D (a) Essai D avec calibration (b)

Figure III.56 – Mesures B-SCAN de l'essai D brute (a) et avec calibration (b).

Pour cet essai, le réseau est difficilement détectable sur l'imagerie, le sol étant humide lors des mesures. Pour l'essai E la fréquence de commutation a été fixée à 33.75 MHz. Le démonstrateur est déplacé sur l'enrobé et effectue le même trajet que pour l'essai C.



Essai E (a) Essai E avec calibration (b)

Figure III.57 – Mesures B-SCAN de l'essai E brute (a) et avec calibration (b).

Avec cette configuration, la fenêtre de détection du radar étant réduite, le réseau n'apparait pas sur les mesures.

Pour la seconde zone d'expérimentation, la bande de fréquence du démonstrateur a été configurée de 400 à 800 MHz, la durée du Chirp est fixée à 1 ms et la fréquence de commutation à 20.25 MHz. Les différents trajets du démonstrateur sur la seconde zone ont été renseignés en figure III.58.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

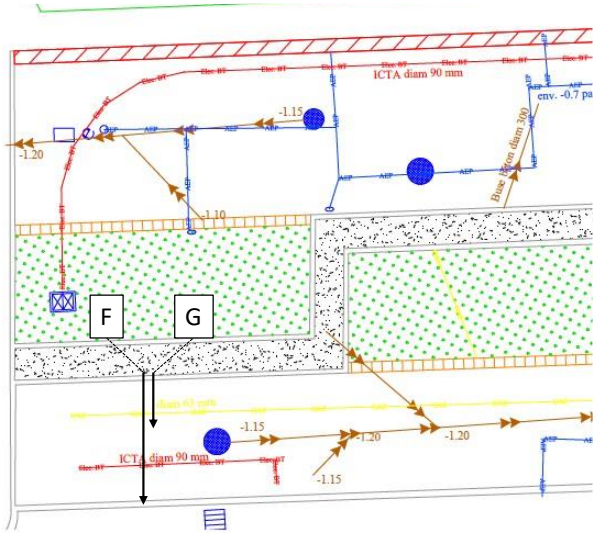
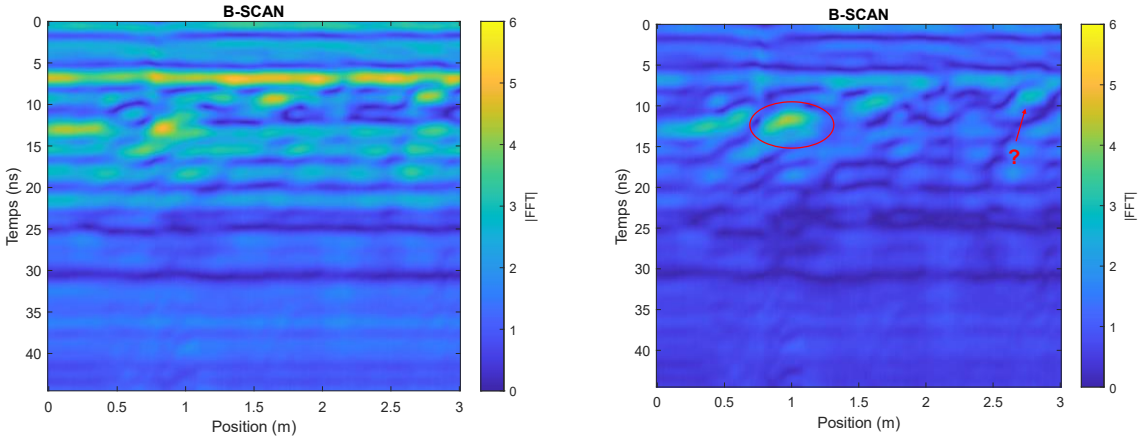


Figure III.58 – Configuration des trajets du démonstrateur sur la ZADEPRE pour la seconde zone d'expérimentation.

Le réseau de gaz, représenté en jaune sur la figure III.58 est un tube en PE (polyéthylène) de 6.3 cm de diamètre. Le réseau électrique est de la même nature que celui de la zone précédente. La mesure B-SCAN pour l'essai F est donnée en figure III.59.

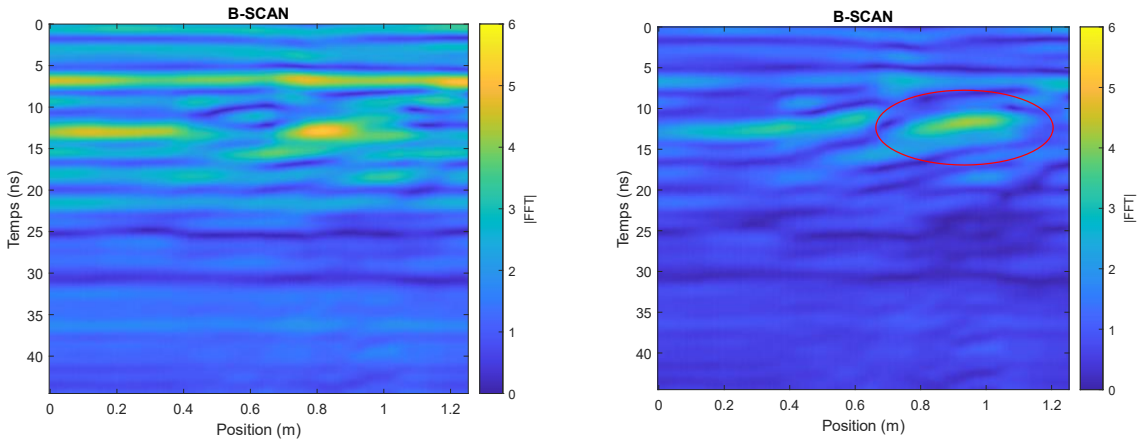


Essai F (a) Essai F avec calibration (b)

Figure III.59 – Mesures B-SCAN de l'essai F brute (a) et avec calibration (b).

Un écho est visible 1m et 11 ns sur l'imagerie et coïncide à la position du réseau de gaz. Cependant, le réseau électrique est difficilement repérable sur les images. Un second essai a été réalisé sur une distance plus courte au-dessus du réseau de gaz. Le résultat de la mesure G est donné en figure III.60.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



Essai G (a) Essai G avec calibration (b)

Figure III.60 – Mesures B-SCAN de l'essai G brute (a) et avec calibration (b).

Malgré la même signature apparente sur le second essai, une forte incertitude quant à la détection des réseaux est mise en évidence dans la bande 400 à 800 MHz. En effet, certaines difficultés ont été rencontrées pour l'analyse des résultats dans cette bande. De plus, la signature qui apparait à 1 mètre sur l'imagerie peut être tout autant causée un changement de la nature du sol aux alentours du réseau que par son interface.

Les mesures effectuées sur le site de la ZADEPRE ont permis d'évaluer le démonstrateur. Certaines configurations ont mis en évidence l'influence de la nature du sol et l'importance du choix de la fréquence de commutation en fonction de la configuration de la mesure et de la profondeur d'investigation. La méthode de correction de la non-linéarité du VCO proposée a permis l'utilisation de sources VCO large bande et la possibilité de les interchanger.

3.3. Axes d'amélioration du démonstrateur

Cette section est consacrée aux axes d'amélioration du démonstrateur. Pour donner suite aux caractérisations et aux différentes mesures effectuées avec le démonstrateur, les différents aspects pour l'optimisation de l'architecture du radar sont abordés ainsi que les perspectives pour le montage sur drone.

3.3.1. Optimisation des performances du radar

Pour implémenter le démonstrateur, des composants connectorisés provenant de l'industrie ont été utilisés et ont été reliés par des adaptateurs ou câbles coaxiaux. Cette configuration n'est pas optimale car elle génère des réflexions parasites entre les composants et notamment entre le module de commutation et le reste de la chaine du radar (antenne déportée). Aussi, l'intégration de l'architecture, telle que sur une carte dédiée à la partie RF peut autoriser une réduction des longueurs électriques et réduire l'impact des réflexions et ondes stationnaires sur les signaux de mesure obtenus. En ce sens, une étude supplémentaire est souhaitable pour l'intégration de la chaine RF du radar sur carte et permettre, par la même occasion une réduction de l'encombrement et du poids.

Un autre aspect concerne l'optimisation du module de commutation. En effet, les pertes apportées par le module actuel sont supérieures à celles attendues et sont notamment

Licence CC BY-NC-ND 3.0

provoquées par le substrat utilisé. Une fabrication du module sur un substrat adapté aux hautes fréquences permettra de réduire les pertes d'insertion.

Enfin, le convertisseur analogique-numérique ADC actuellement utilisé possède 18 bits de résolution, un convertisseur ayant une meilleure résolution peut être utilisé pour une plus grande dynamique de mesure ce qui est atteignable compte tenu de la bande de fréquence du signal de battement maintenue comme inférieure à 1 MHz à l'aide de la sélection de la durée du Chirp.

3.3.2. Perspectives pour le montage sur drone

Pour effectuer des premières mesures, le démonstrateur a été installé sur un chariot. L'antenne a été positionnée à quelques centimètres du sol (30 cm du pied de l'antenne) et des absorbants ont été employés pour réduire les rayonnements de l'antenne et éviter la signature des éléments extérieurs (personnes, murs). En effet, cet effet étant l'une des principales problématiques rencontrées dans les expérimentations. Toutefois, des essais supplémentaires doivent être menés pour une hauteur d'antenne plus importante. En effet, les paramètres du démonstrateur tels que le choix de la fréquence de commutation ou du retard pour le second switch peuvent être optimisés. La fréquence de commutation pourra être plus basse pour une hauteur du système antennaire plus importante, autorisant notamment une optimisation de la fenêtre de réception ou la réduction de l'écho du sol.

Le système antennaire est un élément clé du système d'imagerie. Lors des mesures avec le démonstrateur nous avons observé que les tracés B-SCAN ne comportaient pas d'hyperboles de migration, cet effet est dû à la directivité de l'antenne (absorbants). Une réelle interrogation réside dans le choix de la directivité de l'antenne. Cette interrogation doit être levée à l'aide de mesures pour différentes hauteurs ou types d'antenne. L'architecture du démonstrateur permet une reconfiguration de la bande de fréquence utilisée et permet un changement facile de l'antenne. De plus, la directivité de l'antenne à choisir dépend également du contexte de mesure et de la configuration de la zone de prospection. L'utilisation du radar en hauteur et dans une configuration complexe (murs aux alentours, végétation, signatures hors sol) est un défi.

D'autres expérimentations doivent être menées et concernent la détection d'objets faiblement enfouis tels que les mines, mais aussi le changement de visée du système antennaire pour d'autres applications telles que la détection à travers les murs. Par ailleurs, les données de positionnement, provenant d'un module GPS et d'une station RTK, doivent être employées pour l'analyse et le géoréférencement des mesures.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques

[JANKIRAMAN2018] M. Jankiraman, FMCW radar design. Norwood, Massachusetts: Artech House, 2018.

[ZHAOLONG2008] Z. Li, K. Wu, « On the Leakage of FMCW Radar Front-End Receiver », 2008 Global Symposium on Millimeter Waves, p. 4, 2008.

[GODARD2008] A. Godard et al., « Size reduction and radiation optimization on UWB antenna », in 2008 IEEE Radar Conference, Rome, Italy, mai 2008, p. 1-5, doi: 10.1109/RADAR.2008.4720911.

[ZADEPRE_1] Page web de présentation de la ZADEPRE, Plateforme technologique, Travaux publics, Limousin, http://www.pft-travauxpublics-limousin.com/1-123-La-ZADEPRE-outil-operationnel.php (consultée le 26/10/2020)

[CSD_DT_DICT_WEB] Page web, Construire sans détruire, Réseaux et canalisations, https://www.reseaux-et-canalisations.ineris.fr/gu-presentation/construire-sans-detruire/teleservice-reseaux-et-canalisations.html (consultée le 26/10/2020)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Chapitre IV. Augmentation de la résolution en distance d'un radar FMCW

4.1. Outils pour l'analyse spectrale et l'augmentation de la résolution en distance du radar FMCW

Les performances d'un système géoradar sont soumises à un compromis bien connu : celui de la résolution en distance et de la profondeur de pénétration. En effet, la nature du milieu sondé (sol) limite la propagation des hautes fréquences et donc l'emploi de larges bandes de fréquence (absolues) permettant une bonne résolution en distance.

Augmenter la résolution en distance d'un radar, sans pour autant augmenter la largeur de bande de fonctionnement est une perspective intéressante. La résolution en distance d'un radar FMCW, est étroitement reliée à la méthode d'analyse spectrale du signal de battement et, si elle est améliorée, peut permettre une meilleure détection des cibles et une imagerie plus précise.

Plusieurs solutions et méthodes ont été utilisées sur les signaux radar FMCW pour l'augmentation de la résolution et ont fait l'objet de recherches. Par exemple, une extrapolation du signal de battement issu de deux bandes de fréquence différentes a été réalisée dans [ZHONG2009], permettant une intégration du signal sur un temps plus long et ainsi une meilleure résolution spectrale [CUOMO1999]. Une extrapolation a été réalisée pour un radar polarimétrique FMCW en bande W en utilisant un modèle de prédiction linéaire [SUWA2003]. Plus récemment, une augmentation d'un facteur 3 de la résolution d'un radar FMCW pour le sondage de Mars a été obtenue. Cette méthode employant également un modèle de prédiction linéaire autorégressif [RAGUSO2018] [PIAZZO2019]. Une autre application concerne la mesure dimensionnelle de structures diélectriques à l'aide d'un radar FMCW associant l'algorithme de super-résolution MUSIC sur le signal de battement [ABOU-KHOUSA2009] pour obtenir une meilleure résolution.

La première section de ce chapitre est dédiée à l'exploration des outils et méthodes pour l'augmentation de la résolution en distance du radar FMCW et l'application de ces outils au domaine de l'imagerie GPR. La seconde section porte sur le développement d'une nouvelle méthode pour l'augmentation de la résolution basée sur l'utilisation de réseaux de neurones, outils attachés au domaine du Deep Learning.

4.1.1. Résolution en distance théorique du radar FMCW

La résolution en distance d'un radar est reliée à la largeur de bande de fréquence utilisée.

$$\Delta_r = \frac{c}{2B}\ (m) \qquad \text{(IV.1)}$$

Avec c la vitesse de la lumière (m/s) et B la largeur de bande de fréquence du radar (Hz). Dans la chaine de traitement du radar FMCW, le signal de battement obtenu, issu du mélange, est numérisé. La capacité à distinguer des composantes fréquentielles proches contenues dans ce signal et générées par les différents temps de trajet sur les cibles, dépend de la technique d'analyse spectrale mise en œuvre. Une approche classique pour extraire la réponse temporelle du radar consiste à utiliser la transformée de Fourier discrète (Discrete Fourier Transform, DFT) en employant l'algorithme rapide FFT (Fast Fourier Transform). La résolution

Licence CC BY-NC-ND 3.0

en distance du radar FMCW est alors limitée par la résolution en fréquence de la transformée de Fourier discrète telle que :

$$\Delta_f = \frac{f_{ech}}{N}\ (Hz) \tag{IV.2}$$

Avec Δ_f la résolution en fréquence du spectre discret obtenu (en Hz), f_{ech} la fréquence d'échantillonnage (en Hz) et N le nombre de points. Le nombre de points est rattaché au radar FMCW par :

$$N = 2 \cdot B \cdot \tau_{max} \tag{IV.3}$$

Avec B la largeur de bande du radar (en Hz) et τ_{max} le temps aller-retour de l'observation du radar maximum (en secondes). La fréquence de battement obtenue pour ce temps d'observation s'écrit :

$$f_{b\,max} = \frac{B \cdot \tau_{max}}{T} \tag{IV.4}$$

Avec $f_{b\,max}$ la fréquence de battement maximum (en Hz) et T la durée du Chirp (en secondes). Comme la fréquence d'échantillonnage doit être supérieure à deux fois la fréquence de battement maximum, en utilisant les équations IV.3 et IV.4, la résolution spectrale de la transformée s'écrit alors :

$$\Delta_f = \frac{2 \cdot f_{b\,max}}{N} = \frac{1}{T} \tag{IV.5}$$

Les équations IV.4 et IV.5 montrent que pour une même durée de Chirp T, l'augmentation ou la diminution de la bande de fréquence du radar provoque une augmentation ou une réduction des fréquences de battement. Ces composantes fréquentielles sont analysées avec une résolution Δ_f fixe, liée à la largeur de bande du radar.

Comme nous l'avons vu au travers des travaux cités précédemment, plusieurs stratégies peuvent être employées pour augmenter la résolution spectrale et améliorer la résolution du radar sans pour autant augmenter la largeur de bande de fréquence rayonnée. L'une d'elle consiste à utiliser un algorithme d'estimation spectrale, différent de la FFT, et qualifié de **« haute-résolution »** [BOUCHARD1994] [STOICA2005].

Une autre stratégie consiste à **étendre ou prolonger** la durée du signal de battement sur un temps d'intégration supérieur à la durée T du Chirp. Cela a pour but d'augmenter la résolution en fréquence obtenue lors d'une analyse spectrale traditionnelle, telle que la FFT. Le signal de battement est alors étendu dans sa forme temporelle et son évolution est extrapolée. Dans le cadre de cette stratégie, le signal de battement peut être approché par une somme de sinusoïdes où chacune des composantes (amplitude, fréquence et phase) correspond à une réflexion sur une cible ou plus généralement une énergie et un retard :

$$V_b(t) = \sum_{i=1}^{N} A_n \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t + \varphi_n)\,, t \in [0, T] \tag{IV.6}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

où V_b représente le niveau du signal de battement, les termes A_n, f_n et φ_n représentent l'amplitude, la fréquence et la phase de la composante d'indice n. N est le nombre de composantes fréquentielles du signal et T la durée du Chirp en secondes.

En réalisant une extension du signal temporel d'un facteur $\alpha > 1$, l'expression du signal de battement devient :

$$V_b(t) = \sum_{i=1}^{N} A_n \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_n \cdot t + \varphi_n), t \in [0, \alpha T] \quad \text{(IV.7)}$$

et la résolution en fréquence est alors augmentée lors d'une analyse spectrale conventionnelle (FFT) telle que :

$$\Delta_f = \frac{1}{\alpha T} \ (Hz) \quad \text{(IV.8)}$$

Avec T la durée du Chirp en secondes et $\alpha > 1$ le facteur d'extension.

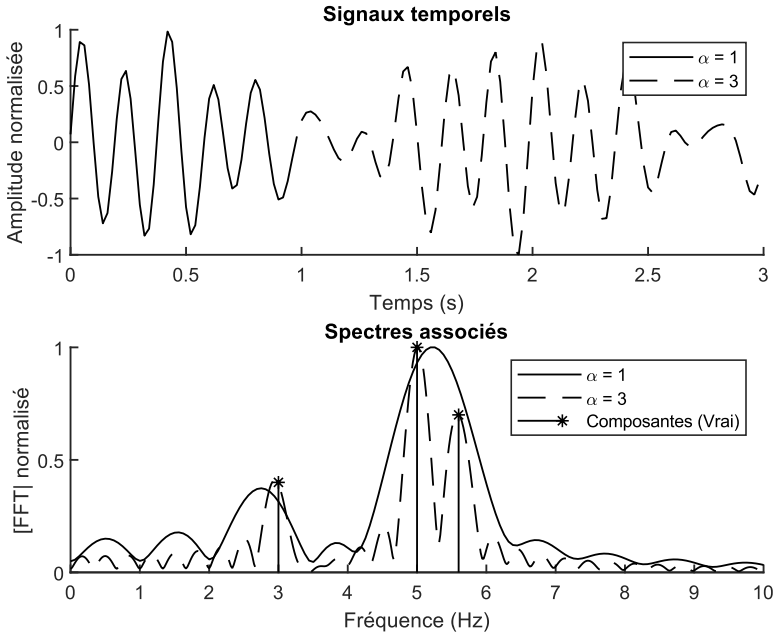


Figure IV.1 – Principe de l'extension temporelle d'un signal composé de trois fréquences.

4.1.2. Analyse spectrale haute-résolution

Pour augmenter la résolution en portée du radar, sans augmenter la largeur de bande utilisée, il est possible d'avoir recours à l'analyse spectrale appelée haute-résolution ou de super-résolution, l'objectif étant d'obtenir une résolution fréquentielle supérieure à celle fournie par la transformée de Fourier discrète.

Le problème de l'analyse spectrale [KAY1981] est un sujet ayant fait l'objet de nombreux travaux et le développement de nombreuses techniques est encore au cœur de la recherche. On retrouve deux catégories de techniques [STOICA2005] :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

- Méthodes non-paramétriques : considérées plus robustes, mais moins performantes en termes de résolution.
- Méthodes paramétriques : nécessitent une connaissance a priori du signal ou une configuration adaptée, potentiellement plus performantes en termes de résolution.

4.1.2.1. L'algorithme MUSIC (MUltiple SIgnal Classification)

Parmi les méthodes paramétriques employées dans le domaine du radar, on retrouve l'algorithme de haute résolution MUSIC [STOICA2005]. Cet algorithme a été développé pour l'estimation d'angles d'arrivée pour la localisation de sources radio [SCHMIDT1986].

Cet algorithme réalise la décomposition en valeurs propres (eigenvalue) de la matrice de covariance pour extraire les vecteurs propres du signal et du bruit, aussi appelés sous-espace signal et sous-espace bruit. L'estimation spectrale peut alors être tracé à partir du sous-espace signal. Un exemple d'utilisation de l'algorithme MUSIC pour l'extraction des composantes harmoniques d'un signal est donné en figure IV.2.

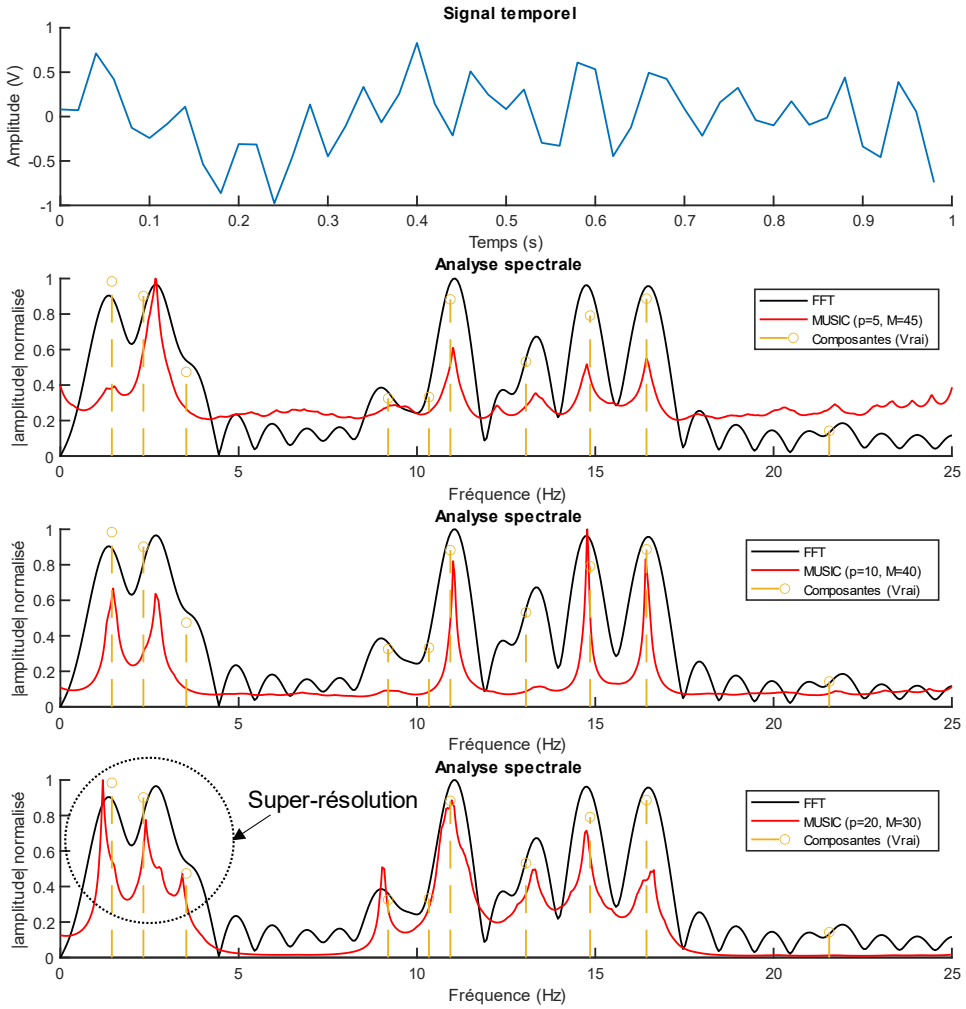


Figure IV.2 – Exemple de super-résolution d'un signal multi-composantes de 50 points à l'aide de l'algorithme MUSIC avec p le nombre d'harmoniques à chercher et M le nombre de vecteurs propres à utiliser [HAYES1996].

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans le cadre de l'algorithme MUSIC, le choix de l'ordre p (sous-espace signal) est délicat. Considérant un signal de battement comme un signal corrélé sous la forme d'une somme de plusieurs composantes sinusoïdales, l'application GPR ne permet pas de connaitre à priori le nombre de composantes contenues dans ce signal. C'est pourquoi les méthodes paramétriques peuvent alors être plus difficiles à implémenter pour de l'imagerie radar.

4.1.2.2. L'algorithme EDFT (Extended DFT)

Un autre algorithme, itératif et non-paramétrique, appelé EDFT permet une super-résolution fréquentielle [LIEPINS2013]. Le principe de cet algorithme consiste à trouver le résultat de la transformée de Fourier d'un signal analytique qui correspond au signal à analyser. Alors que la transformée de Fourier discrète conventionnelle complète le signal par des zéros (communément appelé Zero-Padding) si le nombre de points du spectre attendu est plus grand que celui du signal temporel, l'algorithme EDFT complète ces zéros par des données extrapolées à partir d'une transformée de Fourier inverse.

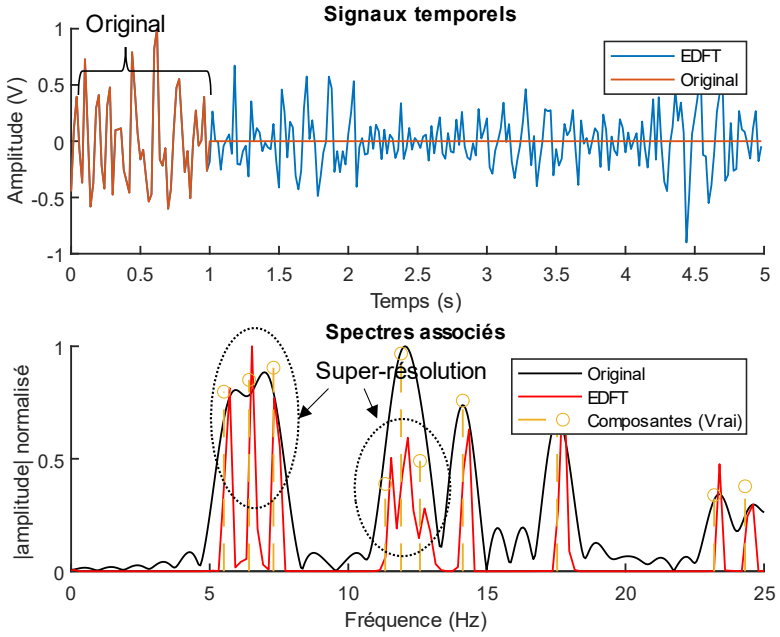


Figure IV.3 – Exemple de super-résolution d'un signal multi-composantes de 50 points à l'aide de l'algorithme EDFT avec une extension réalisée d'un facteur de 5.

A l'instar des méthodes paramétriques cet algorithme permet une super-résolution sans nécessiter la connaissance du nombre de composantes du signal analysé. Par ailleurs, des fonctions pour une implémentation sous Matlab ont été développées et sont disponibles à l'utilisation [LIEPINS2013]. Un exemple d'analyse spectrale d'un signal temporel utilisant l'algorithme est donné en figure IV.3, le signal temporel étendu a été tracé via une transformée de Fourier inverse (IFFT) appliquée sur le spectre donné par l'EDFT.

Dans son fonctionnement, l'algorithme EDFT réalise une extension du signal temporel et peut alors être perçu comme un outil de prédiction pour les signaux périodiques. A ce jour, nous n'avons pas trouvés de travaux issus de la littérature utilisant cet outil pour l'augmentation de la résolution du radar FMCW.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

4.1.3. Techniques de prédiction linéaire

La modélisation autorégressive (AR) est une méthode paramétrique pouvant être utilisée pour l'analyse spectrale haute résolution [BONACCI2004]. Un modèle autorégressif utilise une combinaison linéaire de valeurs précédentes d'un signal et un terme aléatoire d'erreur pour se constituer. Le modèle autorégressif d'un signal peut s'écrire [HYNDMAN2018] :

$$y_t = c + \phi_1 y_{t-1} + \phi_2 y_{t-2} + \phi_3 y_{t-3} \dots + \phi_p y_{t-p} + \varepsilon_t \quad \text{(IV.9)}$$

Avec y_t le terme à prédire, c une constante, ϕ les coefficients d'auto-régression, p l'ordre du modèle et ε_t représentant un bruit gaussien (terme d'erreur) de variance σ^2 inconnue. Toutefois, certaines limitations sont nécessaires pour la constitution d'un modèle AR, celles-ci sont liées à l'ordre du modèle et concernent le bornage des coefficients d'auto-régression.

Le spectre de puissance d'un modèle AR d'ordre p, ou noté $AR(p)$, est donné en fonction de la fréquence f [BOUCHARD1994] par :

$$P_{AR}(f) = \frac{\sigma^2 \Delta_t}{\left|1 + \sum_{k=1}^{p} \phi_k \cdot e^{-j2\pi f k \Delta_t}\right|^2} \quad \text{(IV.10)}$$

Avec σ^2 la variance du signal et Δ_t le pas des échantillons temporels (en secondes). Un exemple d'analyse spectrale d'un signal multi-composantes utilisant une modélisation AR est donné en figure IV.4.

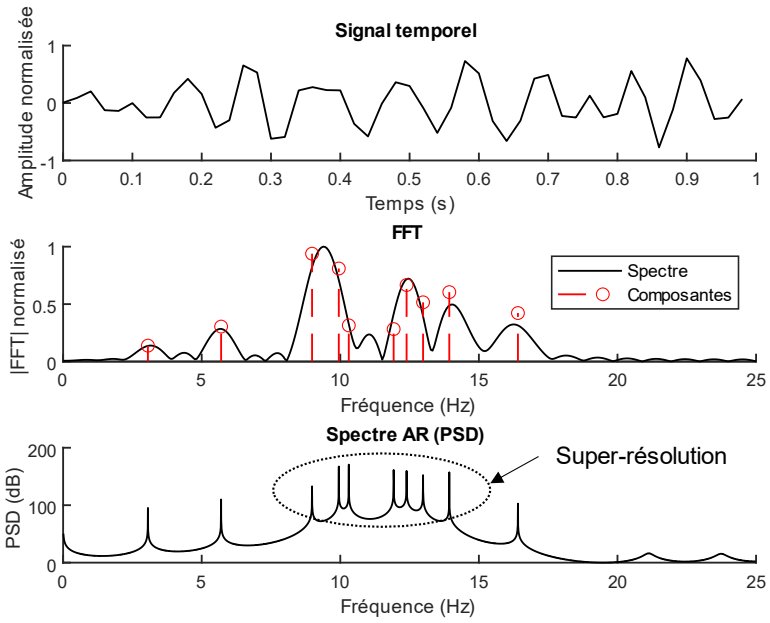


Figure IV.4 – Exemple d'estimation spectrale d'un signal multi-composantes de 50 points composé de 10 fréquences à l'aide d'un modèle AR ($p = 25$).

Pour la constitution d'un modèle, l'ordre maximum est limité à $p = N/2$, où N est le nombre de points de la suite temporelle. Pour évaluer et fixer l'ordre du modèle en fonction de la forme

Licence CC BY-NC-ND 3.0

du signal, plusieurs outils sont généralement employés tels que l'autocorrélation et l'autocorrélation partielle [PRENAT2012].

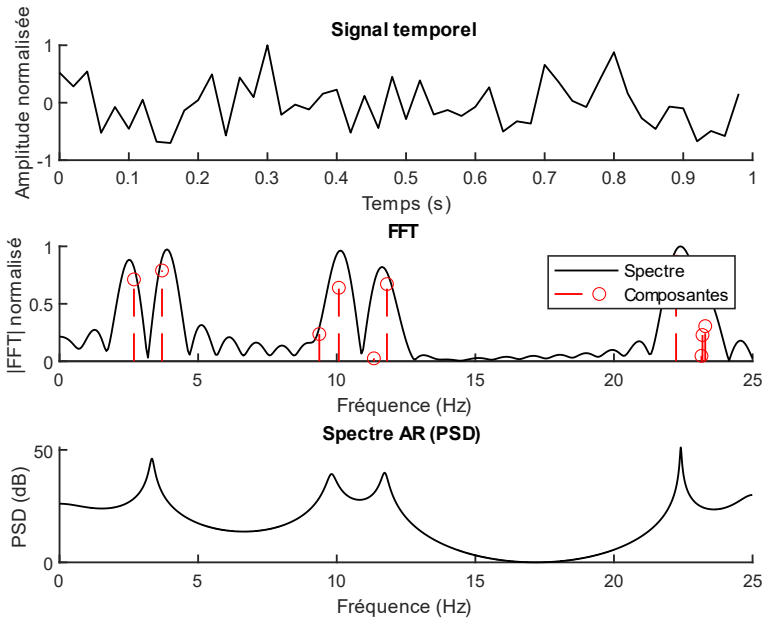


Figure IV.5 – Exemple d'estimation spectrale d'un signal multi-composantes de 50 points composé de 10 fréquences à l'aide d'un modèle AR ($p = 10$).

La figure IV.5 donne un exemple de modélisation pour un ordre sous-estimé, fournissant une résolution inférieure au traitement FFT.

D'un autre point de vue, la modélisation AR peut être utilisée différemment pour augmenter la résolution spectrale. En effet, à partir d'un modèle et de ces coefficients, il est possible de tracer l'évolution d'un signal sur un temps futur. Dans le cadre du radar FMCW, le signal de battement peut alors être étendu et une résolution spectrale plus fine est atteignable, notamment lors d'une analyse spectrale conventionnelle (FFT) du signal étendu.

Un exemple de super-résolution d'un signal est donné en figure IV.6 en utilisant cette stratégie. Pour la constitution du modèle AR et effectuer la prédiction (forecast), la boite à outils « System Identification Toolbox » [SIT_MATLAB] (Matlab) a été employée.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

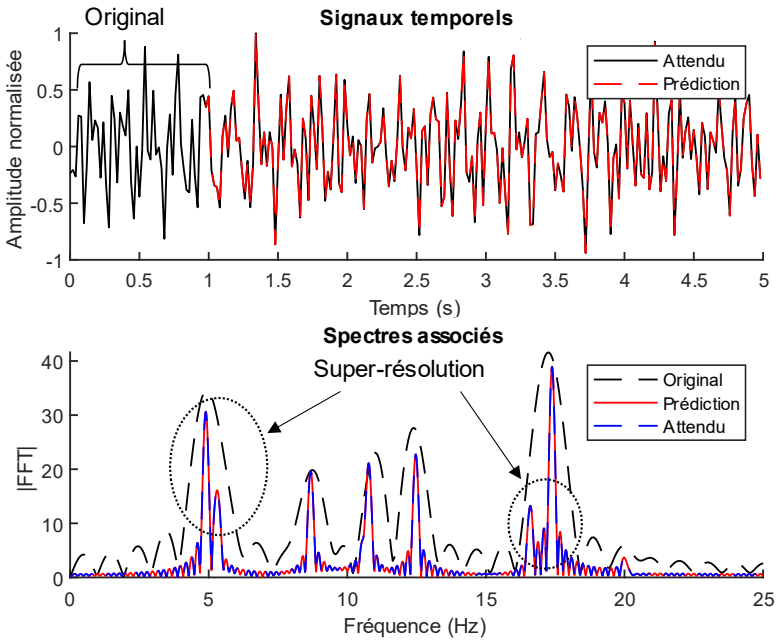


Figure IV.6 – Exemple de prédiction de la suite d'un signal multi-composantes de 50 points à l'aide d'un modèle AR ($p = 25$), avec une extension réalisée d'un facteur de 5.

Comme le montre les exemples proposés, le spectre AR du signal original est tracé à partir des coefficients donnés par le modèle (équation IV.10) (figure IV.4). Le spectre du signal étendu, quant à lui, est obtenu par une prédiction de la suite du signal, à l'aide du modèle AR et via un traitement FFT (figure IV.6). En utilisant la modélisation AR pour prédire l'évolution du signal, le spectre obtenu présente des raies ayant un niveau conforme à la puissance du signal, contrairement à l'estimation donnée par le tracé du spectre de puissance AR [BOUCHARD1994].

Concernant le choix de l'ordre, la stratégie d'extension du signal permet de fixer un ordre, de préférence suffisamment élevé, même si le signal ne possède que quelques composantes.

4.1.4. Augmentation de la résolution en distance à l'aide de l'algorithme EDFT et de la modélisation autorégressive

Pour évaluer les performances des méthodes EDFT et AR pour une application aux signaux radar FMCW, nous avons procédé à une comparaison. Le signal radar à traiter pour l'estimation spectrale est composé d'un nombre inconnu de composantes, rendant notamment plus difficile la modélisation AR. C'est pourquoi, dans une première approche et pour réduire la complexité du signal à traiter, le nombre potentiel de composantes fréquentielles a été limité.

4.1.4.1. Réduction de la complexité du signal à l'aide du « Zoom-FFT »

Afin de modéliser correctement le signal, il est possible de limiter le nombre potentiel d'harmoniques en effectuant un filtrage ou un zoom (Zoom-FFT) sur une portion ou sous-bande du spectre du signal [HOYER1977], réduisant également le nombre de points le constituant.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

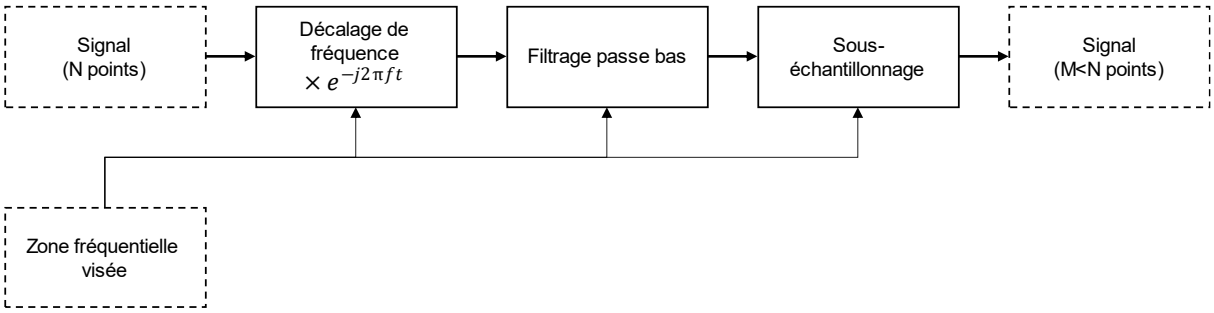


Figure IV.7 – Schéma de principe du Zoom-FFT (ZFFT).

Une portion du spectre du signal est alors analysée. Pour effectuer un traitement complet du signal de battement, plusieurs sous-bandes peuvent ainsi être analysées. Par ailleurs, pour l'utilisation de méthodes d'analyse spectrales paramétriques, l'analyse en sous-bande à l'avantage de réduire la complexité du modèle ou de l'ordre associé à la méthode employée [BONACCI2004].

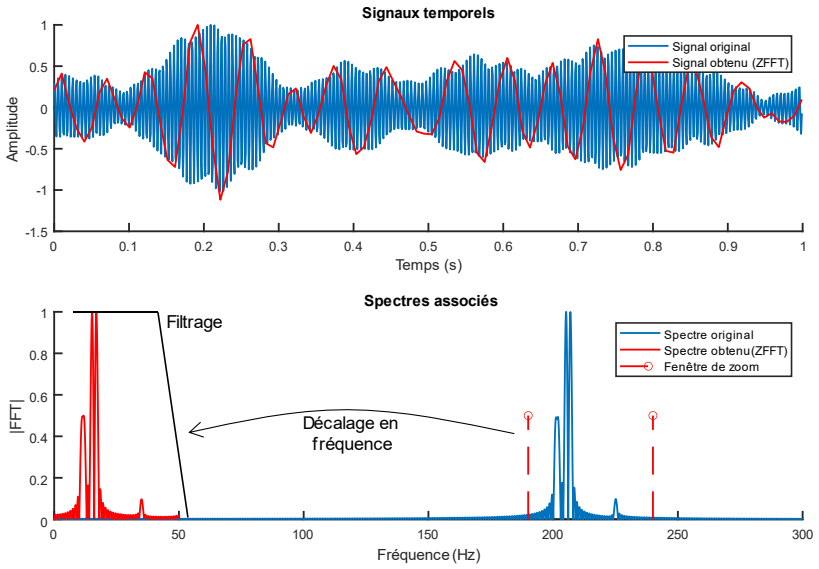


Figure IV.8 – Exemple d'analyse en sous-bande d'un signal à l'aide de la technique de Zoom-FFT.

4.1.4.2. Evaluation des méthodes EDFT et AR pour la prédiction de signaux théoriques

Pour réaliser l'évaluation et la comparaison des méthodes AR et EDFT, plusieurs signaux théoriques ont été générés. Chaque signal est constitué d'une somme de sinusoïdes et possède les propriétés suivantes :

- Fréquence d'échantillonnage : 50 Hz
- Durée du signal original : 1 seconde
- Nombre de composantes harmoniques aléatoires : 1 à 10 avec
  - Amplitude aléatoire : 0 à 1
  - Fréquence aléatoire : 0 à 25 Hz
  - Phase aléatoire : 0 à 2π

Licence CC BY-NC-ND 3.0

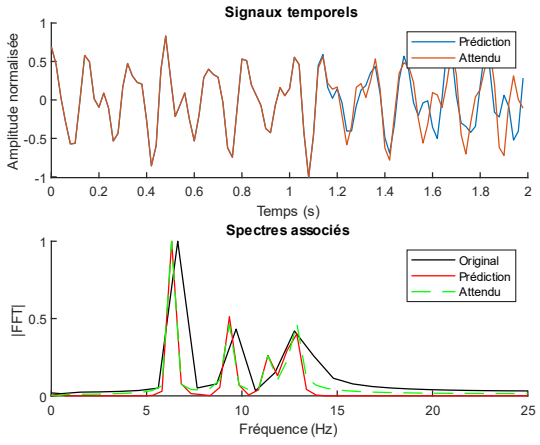
- Valeur moyenne nulle
- Amplitude normalisée de -1 à 1

Une banque de 1000 signaux a été construite. Pour chacune des méthodes (EDFT ou AR), les signaux de la banque qui ont été étendus sont comparés aux signaux attendus. Pour chacun des essais, la moyenne des erreurs absolues a été relevée sur la forme temporelle et spectrale du signal ainsi que le temps de calcul moyen nécessaire par signal. Les essais ont été réalisés sur une station HP Z2 Mini G4 Workstation, i7-8700 CPU, 16 Go de RAM.

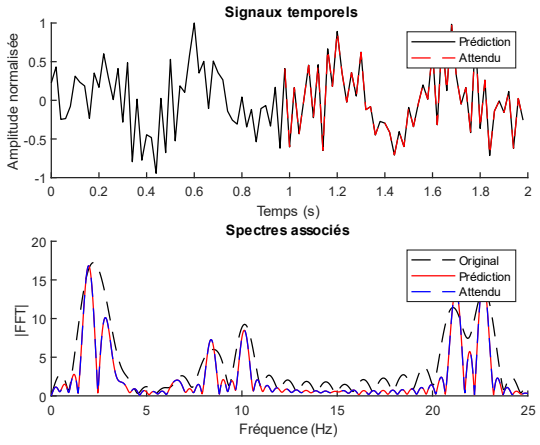
Plusieurs facteurs d'extension ont été configurés et les résultats sont renseignés dans les tableaux IV.1 et IV.2 pour un facteur d'extension de 2 et 10 respectivement. Pour chacun des facteurs d'extension, des exemples de signaux issus de la banque générée et leurs spectres sont donnés en figure IV.9 et IV.10. Notons que les spectres issus de l'extension effectuée par l'algorithme EDFT et donnés sur ces figures n'ont pas été lissés à l'aide d'une opération de zero-padding compte tenu du principe de l'algorithme.

Tableau IV.1 – Comparaison de la performance de la super-résolution via l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 2.

Méthode	EDFT	Modèle AR	
Nombre de signaux générés	1000	1000	1000
Moyenne des erreurs absolues sur le signal temporel	0.2816	0.1159	2.9e-8
Moyenne des erreurs absolues sur le spectre (sans zero-padding)	0.0780	0.0267	6.4e-9
Temps de calcul par signal (secondes)	0.0163	0.0805	0.1766
Informations complémentaires	Nombre moyen d'itérations nécessaires : 35.29	$p = 10$	$p = 25$



(a)



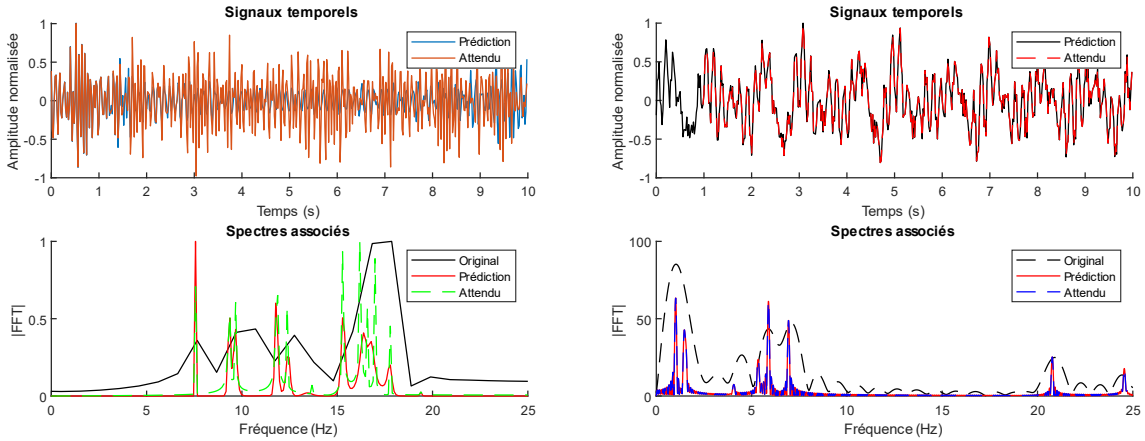
(b)

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Figure IV.9 – Exemples de signaux étendus d'un facteur de 2 par la méthode EDFT (a) et la modélisation AR (p=25) (b).

Tableau IV.2 – Comparaison de la performance de la super-résolution via l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 10.

Méthode	EDFT	Modèle AR	
Nombre de signaux générés	1000	1000	1000
Moyenne des erreurs absolues sur le signal temporel	0.2469	0.1525	1.4e-7
Moyenne des erreurs absolues sur le spectre (sans zero-padding)	0.0347	0.0157	1.3e-8
Temps de calcul par signal (secondes)	0.0148	0.0802	0.1755
Informations complémentaires	Nombre moyen d'itérations nécessaires : 27.71	$p = 10$	$p = 25$



(a) (b)

Figure IV.10 – Exemples de signaux étendus d'un facteur de 10 par la méthode EDFT (a) et la modélisation AR (p=25) (b).

Comme le montre les essais réalisés, la modélisation AR permet dans le cas de signaux théoriques une prédiction fidèle de la suite du signal, le taux d'erreur est très faible vis-à-vis du signal EDFT. Un ordre élevé permet une modélisation efficace et une haute résolution spectrale. Cependant, la construction du modèle AR nécessite un temps de calcul plus long que celui fourni par l'EDFT, ceci est d'autant plus vrai que l'ordre est élevé.

Dans le cas de l'algorithme EDFT, même si le signal analysé n'est composé que de 50 points, le temps de calcul par signal est supérieur à la dizaine de millisecondes ce qui est susceptible de réduire le rythme de mesure du radar pour une application en temps-réel.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

4.1.4.3. Distorsions et limitations causées par la chaine du radar

L'hypothèse de la somme de signaux sinusoïdaux réalisée pour modéliser le signal de battement du radar FMCW est une approche idéale. En réalité, plusieurs paramètres provoquent une dégradation ou une modification des signaux obtenus :

- La linéarité en fréquence du signal de battement, rattachée à la linéarité de la source du radar.
- La variation d'amplitude du signal de battement.
- Le rapport signal à bruit (SNR).

Dans le but de comparer les différentes méthodes (AR ou EDFT) pour des signaux réalistes, le phénomène de variation d'amplitude et l'effet du bruit sur les méthodes ont été explorés. Pour une architecture radar FMCW large bande, la variation d'amplitude observée sur le signal de battement est notamment causée par :

- La variation du niveau de la source en fonction de la fréquence.
- La variation des pertes d'insertion ou du gain des composants (passifs ou actifs) en fonction de la fréquence.
- La réponse en fréquence de l'antenne et du milieu sondé.

Ces réponses ne sont pas nécessairement constantes lors de la propagation du Chirp et occasionnent une variation d'amplitude sur le signal de battement et l'ensemble des composantes fréquentielles le constituant, ce qui est d'autant plus remarquable sur un signal ULB.

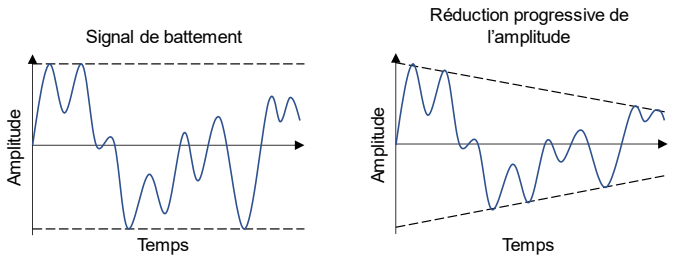
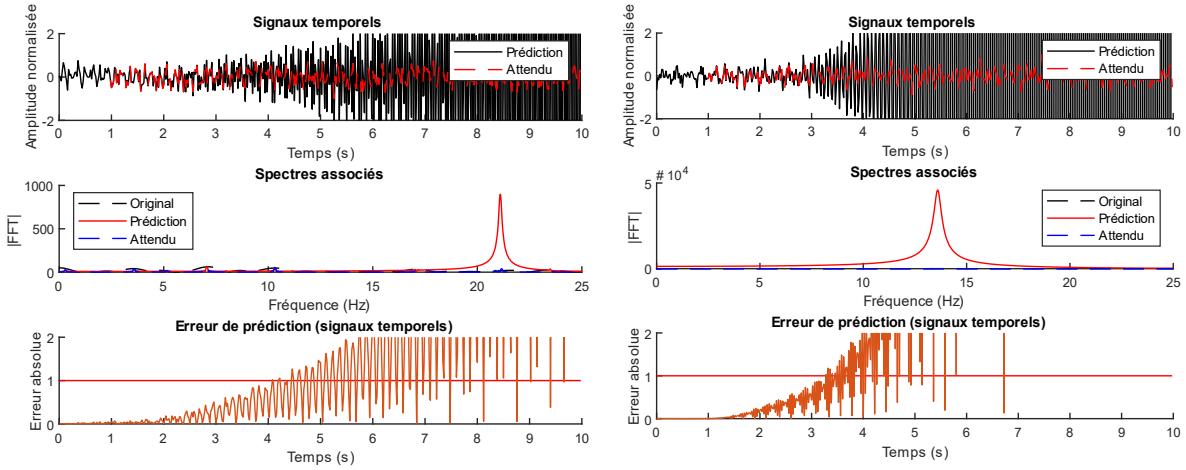


Figure IV.11 – Exemple de la variation d'amplitude pouvant affecter le signal de battement.

Pour évaluer la robustesse des méthodes face à des signaux non idéaux, des essais ont été réalisés avec des signaux théoriques ayant subi une réduction progressive de l'amplitude liée à la réponse en fréquence des composants du radar, et également avec des signaux bruités.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

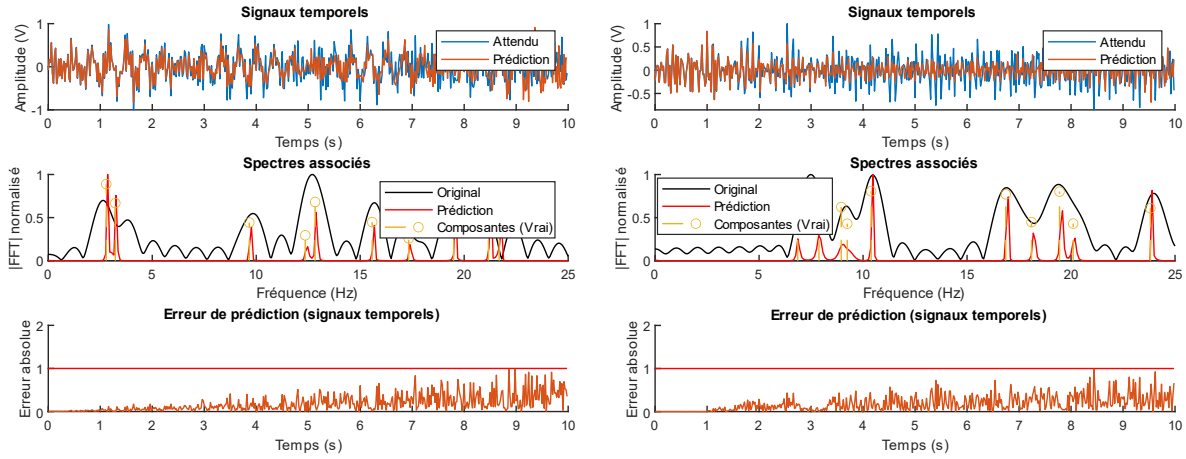


(a) (b)

Figure IV.12 – Signaux temporels, spectres associés et erreur absolue de la prédiction donnée par une modélisation AR d'un signal (a) ayant subi une variation d'amplitude décroissante de 10% ou (b) avec une addition de bruit gaussien ($SNR = 50dB$).

Comme le montre les essais réalisés pour l'extension du signal via la modélisation AR, lorsque le signal est entaché de bruit ou qu'une variation d'amplitude est présente sur l'ensemble de ces composantes, une divergence est observée, causant un taux d'erreur important pour un facteur de prédiction supérieur à 3. Cet effet est présenté en figure IV.12.

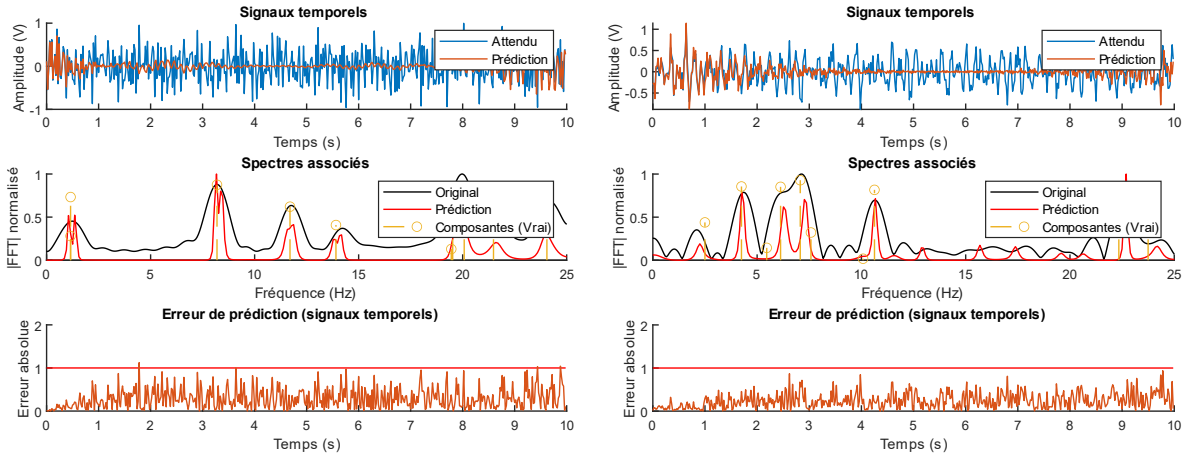
La modélisation AR est très sensible à la variation d'amplitude et au bruit. En effet, une divergence peut être observée pour une variation d'amplitude faible et pour un très bon SNR. A contrario, l'algorithme EDFT laisse apparaître une limitation dans la résolution obtenue lorsque que les signaux sont modifiés, mais présente une réelle robustesse même pour un facteur d'extension élevé. Un exemple de signaux obtenus via l'algorithme EDFT est donné en figure IV.13 pour une variation d'amplitude faible, ou en figure IV.14 pour variation d'amplitude importante et un niveau de bruit plus élevé.



(a) (b)

Figure IV.13 – Signaux temporels, spectres associés et erreur absolue donnés par l'algorithme EDFT d'un signal (a) ayant subi une variation d'amplitude décroissante de 10% ou (b) avec une addition de bruit gaussien ($SNR = 50\ dB$).

Licence CC BY-NC-ND 3.0



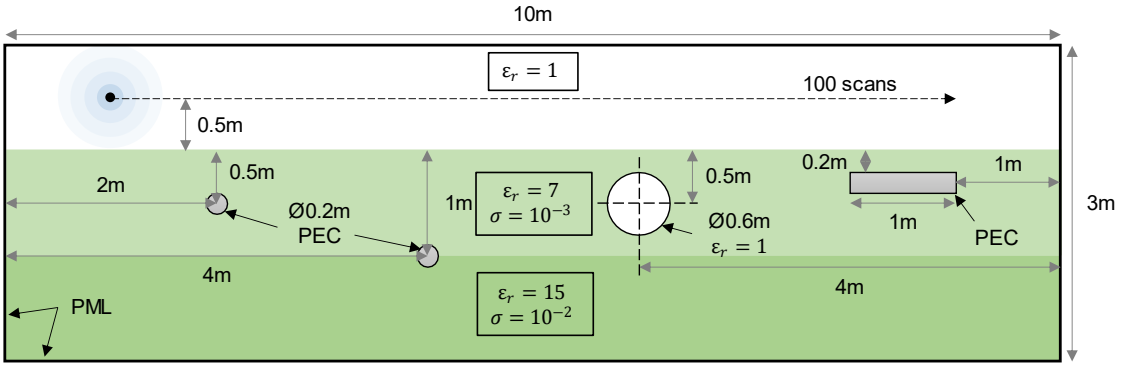
(a) (b)

Figure IV.14 – Signaux temporels, spectres associés et erreur absolue donnés par l'algorithme EDFT d'un signal (a) ayant subi une variation d'amplitude décroissante de 90% ou (b) avec une addition de bruit gaussien ($SNR = 10\ dB$).

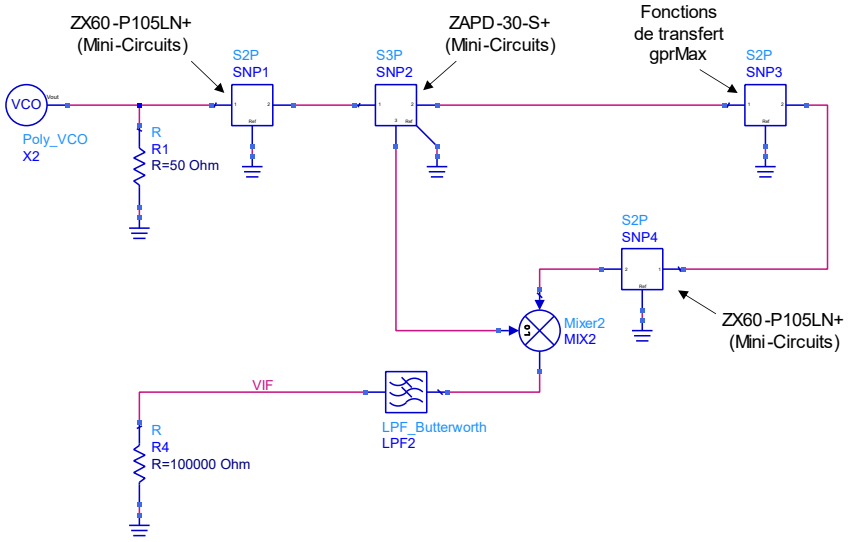
4.1.4.4. Evaluation des méthodes EDFT et modélisation AR sur des signaux issus de la plateforme de simulation

Pour poursuivre l'évaluation des méthodes EDFT et AR, des signaux de battement issus de la plateforme de simulation ont été utilisés. La scène modélisée est détaillée en figure IV.15. La bande du radar a été configurée de 100 MHz à 1 GHz et la durée du Chirp est de 100 µs. Pour réduire la bande de fréquence analysée sur 50 points, le traitement ZFFT a été employé sur les signaux.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a)



(b)

Figure IV.15 – Scène modélisée et intégrée dans la plateforme de simulation (a). Architecture du radar FMCW simulée (b).

Les résultats de trois approches sont présentés et utilisés pour produire une imagerie B-SCAN haute résolution. La première approche concerne la modélisation AR et l'extension du signal de battement par prédiction. La seconde approche consiste en l'obtention du spectre de puissance depuis les coefficients du modèle AR. Enfin, la dernière concerne l'analyse spectrale obtenue via l'algorithme EDFT Pour chacune des approches, les images sont obtenues pour une extension de résolution d'un facteur de 2, 5 et 10.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

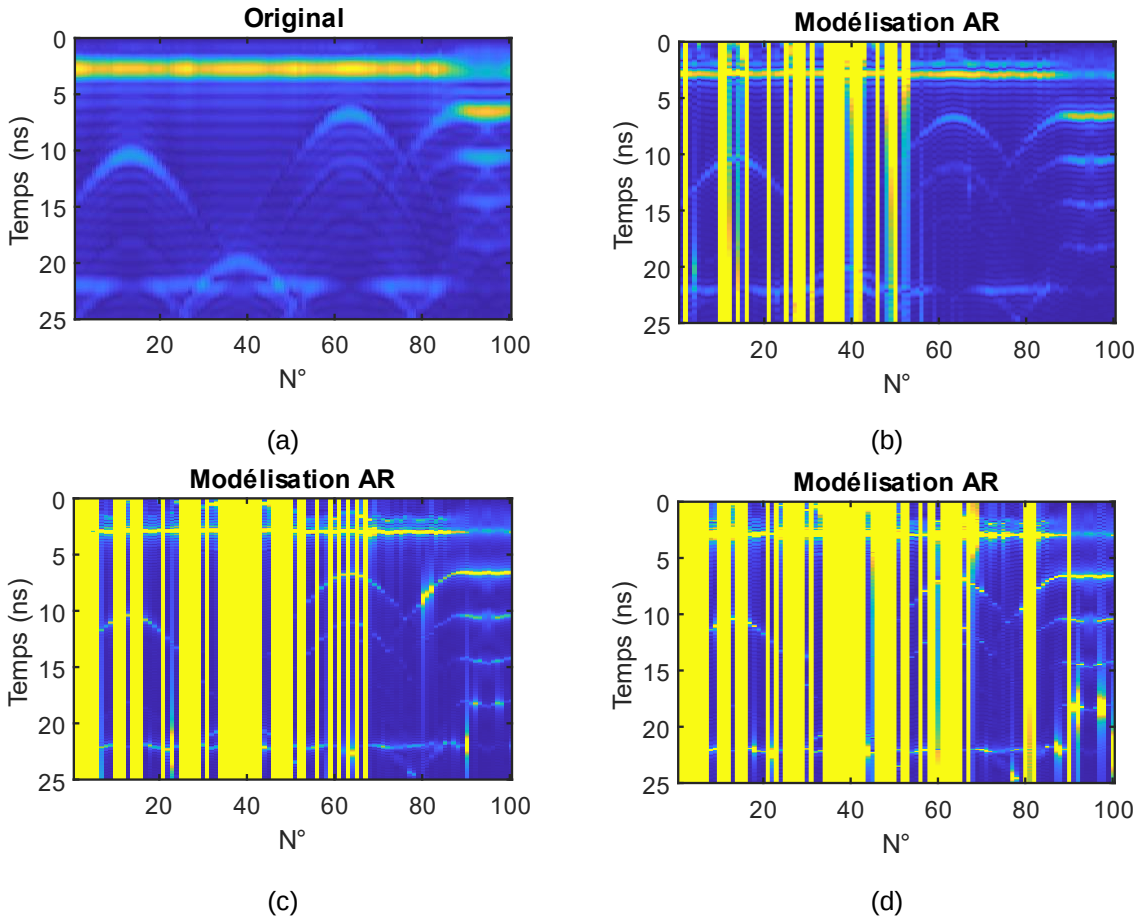


Figure IV.16 – Application de la modélisation AR sur une imagerie GPR simulée issue de la plateforme de simulation (a). Prédiction ($p = 20$) pour des extensions d'un facteur 2 (b), 5 (c) et 10 (d).

Pour la première approche, une modélisation AR est réalisée sur l'ensemble des signaux de battement de l'imagerie. Une extension du signal de battement modélisé est réalisée à l'aide des coefficients du modèle. L'estimation spectrale conventionnelle (FFT) est alors réalisée sur le signal étendu. Les résultats sont donnés en figure IV.16.

Pour de nombreuses traces A-SCAN, une saturation apparaît sur l'imagerie. Comme nous l'avons vu précédemment, la modélisation AR permet la prédiction de la suite d'un signal périodique multi-composantes avec précision mais demeure sensible aux variations d'amplitude (enveloppe) du signal modélisé.

Pour limiter les effets de variation d'amplitude du signal de battement, et notamment pour la modélisation AR, une correction d'amplitude empirique a été appliquée. Cette correction (égalisation) a été appliquée sur l'ensemble des signaux de battement, les signaux corrigés sont donnés en figure IV.17.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

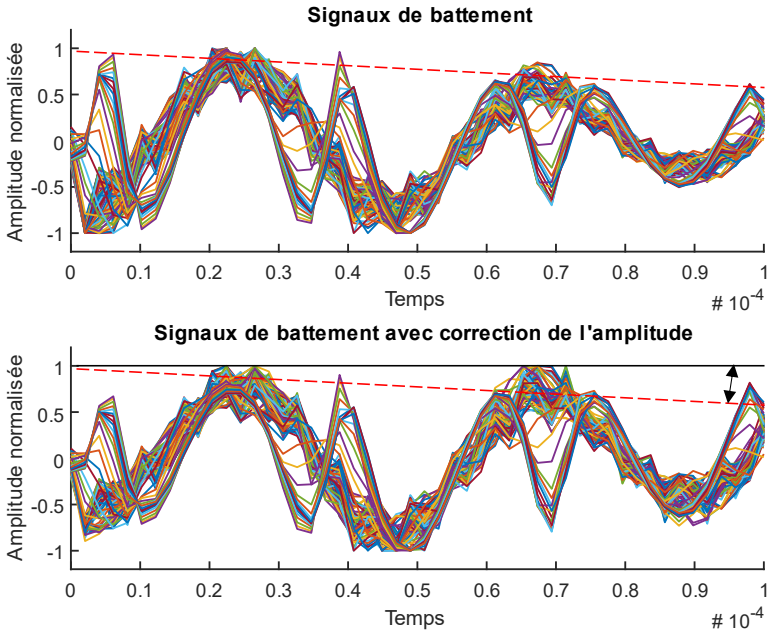


Figure IV.17 – Egalisation du niveau des signaux de battement.

Une fois cette correction effectuée, une nouvelle modélisation est appliquée. Les nouveaux résultats d'extension sont donnés en figure IV.18. Malgré la correction d'amplitude appliquée, des saturations apparaissent toujours sur l'image et sont causées par une erreur de prédiction importante. Il est tout de même possible d'observer une amélioration de l'image obtenue et une forte augmentation de la résolution sur certaines traces.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

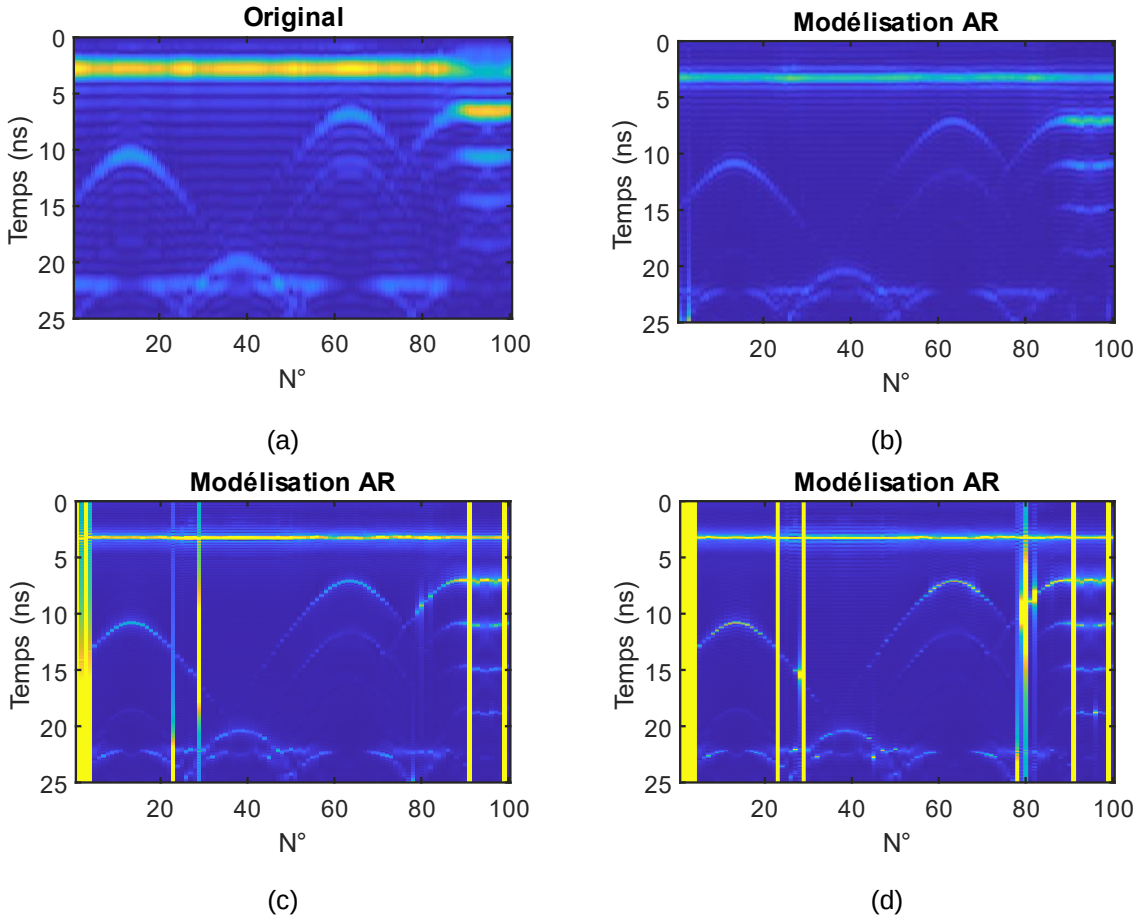


Figure IV.18 – Application de la modélisation AR sur une imagerie GPR simulée issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Prédiction ($p = 20$) pour des extensions d'un facteur 2 (b), 5 (c) et 10 (d).

Pour la seconde approche, le modèle AR précédemment obtenu est utilisé pour tracer le spectre de puissance et construire l'imagerie. Les résultats sont donnés en figure IV.19.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

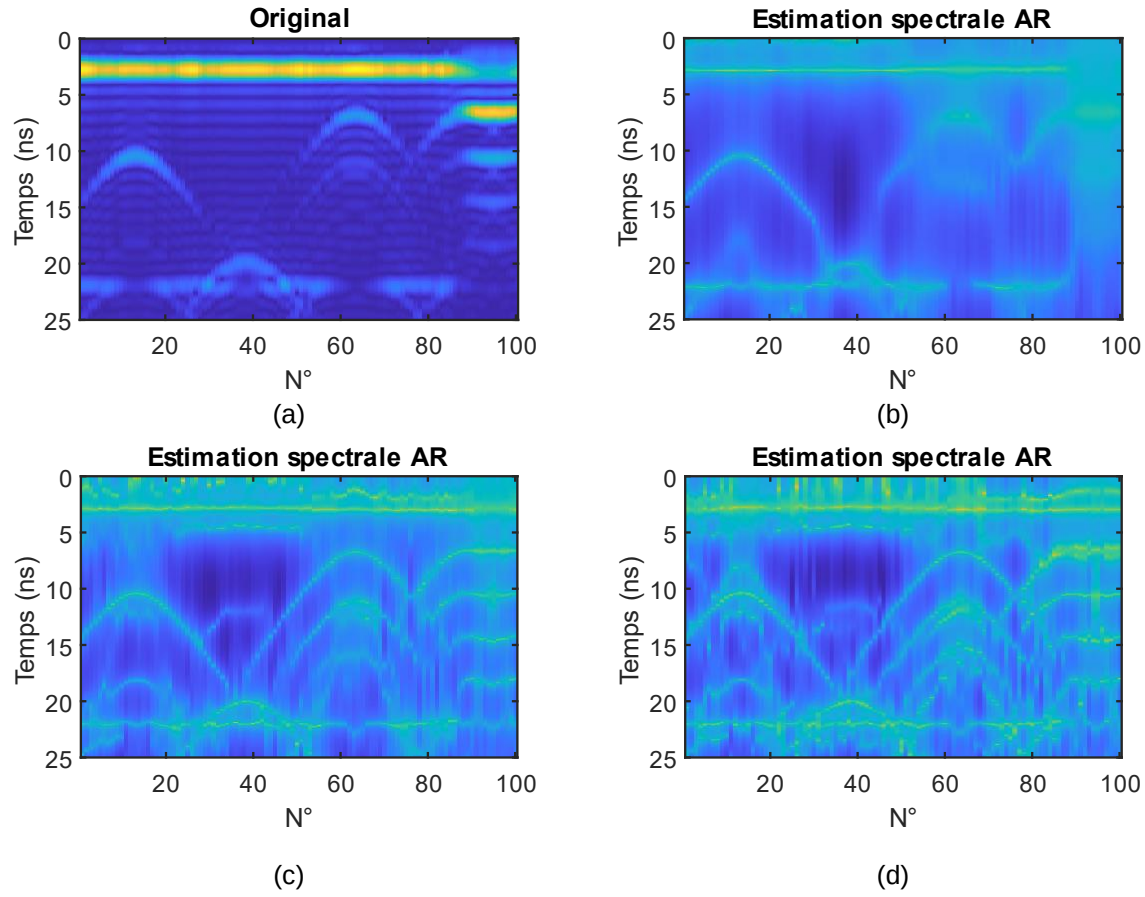


Figure IV.19 – Application de la modélisation AR sur une imagerie GPR simulée issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Tracé du spectre de puissance (b) ($p = 10$), (c) ($p = 20$), (d) ($p = 25$).

En traçant le spectre de puissance, une meilleure résolution d'image est obtenue. Cependant l'ordre du modèle étant difficile à choisir avec cette approche, l'imagerie obtenue s'avère manquer de résolution pour un ordre trop faible (b) ou devient plus difficilement interprétable (c, d) pour un ordre élevé.

La dernière approche proposée consiste à utiliser l'algorithme EDFT pour l'analyse spectrale des signaux de battement simulés. Les images sont obtenues pour une extension de résolution d'un facteur de 2, 5 et 10. Les résultats sont tracés en figure IV.20.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

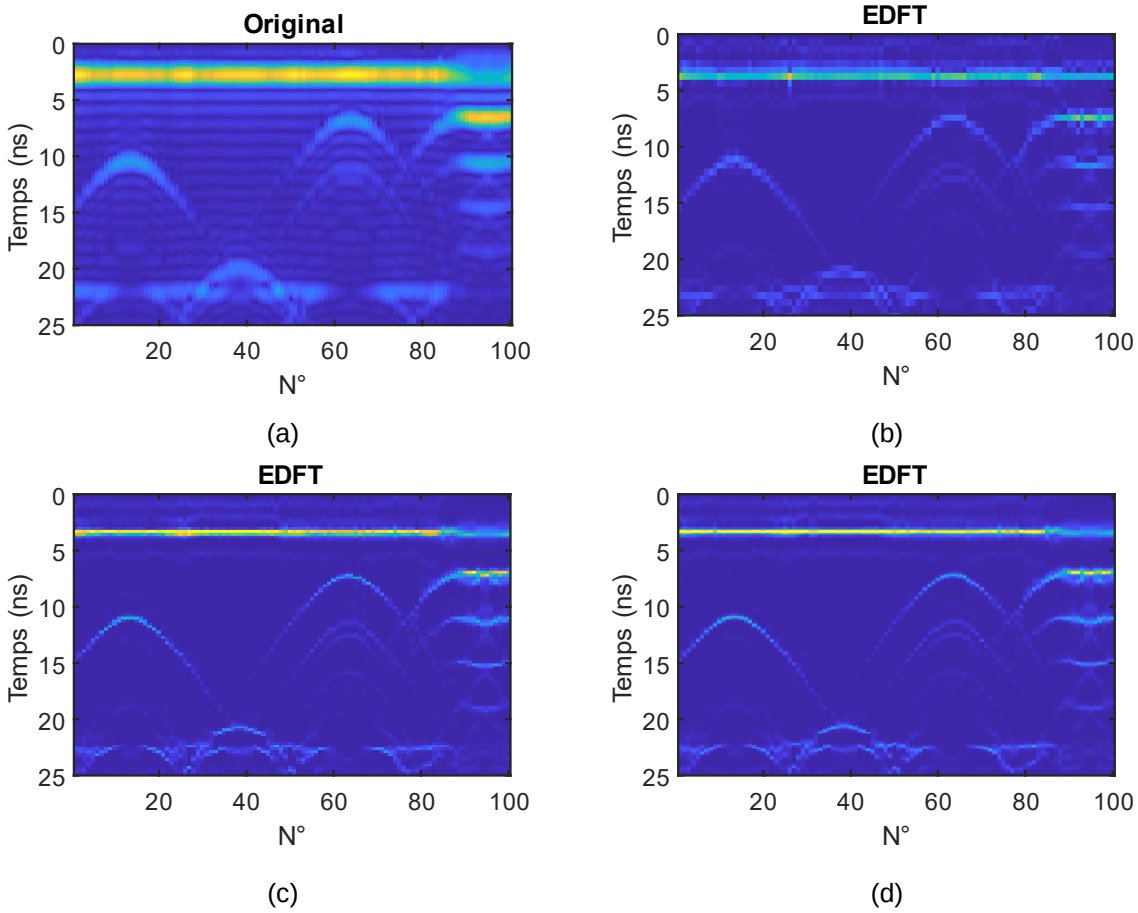


Figure IV.20 – Application de l'algorithme EDFT sur une imagerie GPR issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Extensions d'un facteur 2 (b), 5 (c) et 10 (d).

Comme pour les essais précédemment effectués sur la banque de signaux théoriques, l'algorithme EDFT est le plus robuste, il permet une augmentation de la résolution des signaux A-SCAN simulés et permet une amélioration de l'imagerie.

4.1.5. Synthèse et discutions

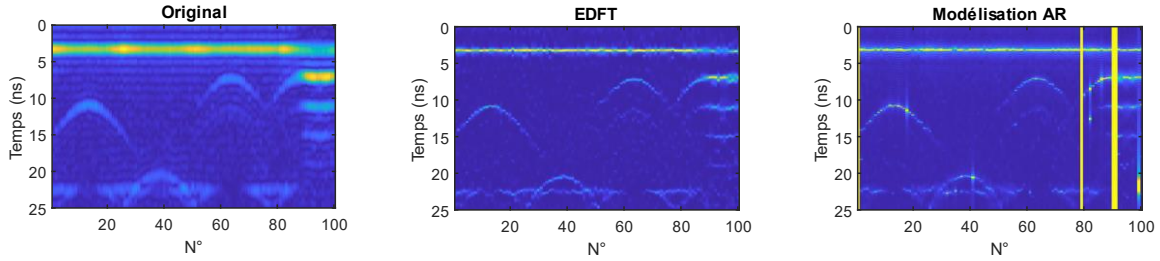
Dans cette première partie du chapitre, des outils ont été présentés et utilisés pour augmenter la résolution en distance du radar FMCW. Deux approches ont été présentées et concernent principalement l'utilisation de l'algorithme EDFT ainsi que la modélisation paramétrique autorégressive (AR). Ces deux méthodes ont été évaluées et finalement appliquées à des signaux GPR issus de la plateforme de simulation.

Une analyse en sous bande a été effectuée sur le signal de battement pour réduire sa complexité spectrale ainsi que le nombre de points à 50. Pour cela, un décalage en bande de base d'une portion du spectre est réalisé en employant la technique de ZFFT.

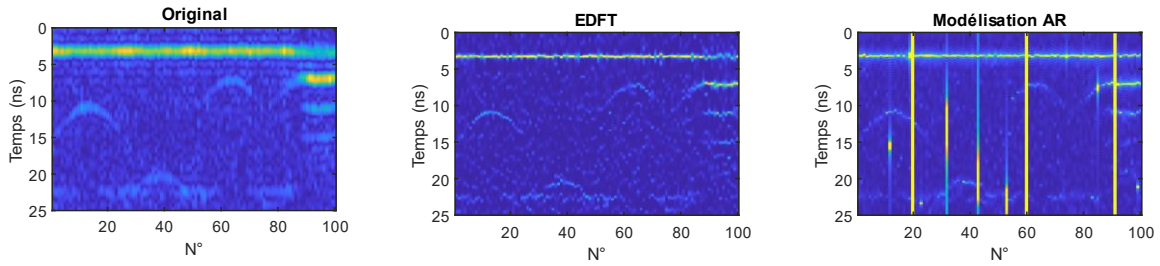
L'algorithme EDFT est un outil permettant une analyse spectrale haute résolution avec l'avantage d'être non-paramétrique. Il présente une robustesse supérieure à celle de l'approche AR et notamment pour des signaux en présence de bruit, le comportement des deux algorithmes pour des signaux bruités est donné en figure IV.21. Il est à noter que cet algorithme peut être employé pour l'analyse spectrale de signaux avec échantillons manquants ou échantillonnés de manière non-uniformes [LIEPINS2013]. La nature de cet

Licence CC BY-NC-ND 3.0

algorithme permet de réaliser une extension du signal de battement d'un facteur supérieur à 5 pour des signaux en absence de bruit, cependant, avec un taux d'erreur supérieur et une résolution plus faible face à la modélisation AR lors de la prédiction sur des signaux théoriques.



(a)



(b)

Figure IV.21 – Comparaisons de l'augmentation de la résolution de l'imagerie GPR issue de la plateforme de simulation obtenu via l'algorithme EDFT et la modélisation AR (p=20) pour une extension d'un facteur 10 et un SNR de 20 dB (a) et de 10 dB (c).

Concernant la modélisation AR des signaux de battement, deux stratégies ont été employées pour obtenir une super-résolution spectrale. La première consiste à tracer le spectre de puissance à l'aide des coefficients du modèle. La seconde consiste à étendre le signal à l'aide d'une prédiction et d'effectuer une analyse spectrale conventionnelle sur le signal étendu. Pour cette dernière stratégie, la forme et le niveau du spectre obtenu est proche d'une réelle extension de largeur de bande du radar. De plus, le choix de l'ordre du modèle qui peut être délicat et qui nécessite des outils d'analyse supplémentaires est alors surestimé lors d'une extension, facilitant son utilisation pour cette stratégie.

L'approche de modélisation AR donne de très bons résultats pour signaux théoriques mais une forte divergence apparaît lorsque la caractéristique périodique du signal est modifiée ou pour un signal en présence de bruit, ce qui entraine des erreurs de prédiction importantes. C'est pourquoi une correction de l'amplitude du signal de battement a dû être appliquée pour améliorer le traitement des imagerie B-SCAN simulées.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

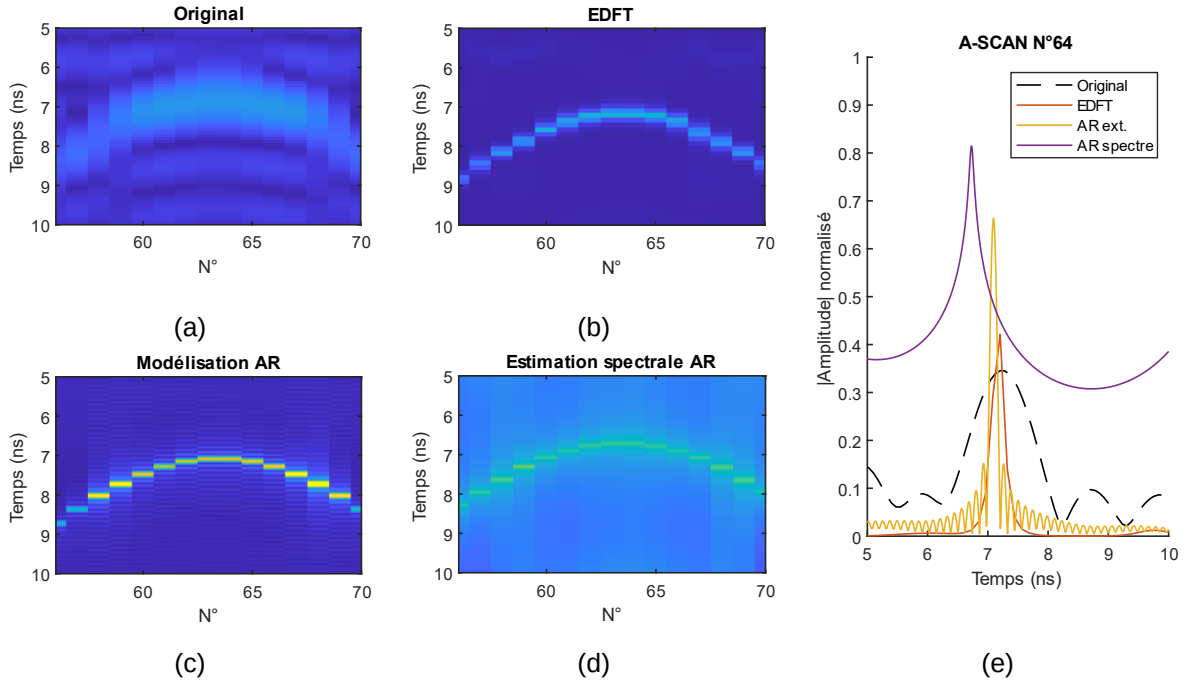


Figure IV.22 – Comparaisons de l'augmentation de la résolution avec une focalisation sur une des hyperboles de migration de l'imagerie GPR issue de la plateforme de simulation (a) obtenue via l'algorithme EDFT pour une extension d'un facteur 10 (a), via la modélisation AR (p=20) avec une prédiction pour une extension d'un facteur 10 de la suite du signal (c) et par tracé du spectre de puissance AR (p=20) (d). Traces A-SCAN (N°64) obtenues pour chacune des approches (e).

Enfin, dans le cadre des essais présentés, même si l'algorithme EDFT apparaît comme étant le plus fiable et le plus rapide dans son exécution, il nécessite un temps de traitement qui est supérieur à la dizaine de milliseconde par trace (signal de 50 points). Cette durée peut être limitante pour des applications nécessitant un grand nombre de moyennages, de points par trace (analyse de plusieurs sous-bandes) ou un traitement temps-réel.

Pour une application industrielle, telle que la prospection de tuyaux enfouis, l'augmentation de la résolution d'une imagerie pourrait fournir une meilleure visualisation de la position des objets ou interfaces dans le sol. Cependant, pour utiliser ces algorithmes sur un système GPR, une compensation d'amplitude doit être achevée sur le signal de battement.

4.2. Augmentation de la résolution en distance d'un radar FMCW à l'aide des réseaux de neurones

L'apprentissage artificiel permet de généraliser un problème ou de fonder une loi aux phénomènes que l'on observe. Il existe plusieurs types d'apprentissages : supervisé, non-supervisé et par renforcement [GIANAZZA2018]. L'apprentissage supervisé consiste à fournir les solutions à des entrées correspondantes. Puissant outil de l'apprentissage artificiel, les réseaux de neurones sont capables d'effectuer des classements, de la segmentation, des opérations de régression qui permettent d'établir la relation entre une/des donnée(s) et une/des autre(s) ou même de la génération de données [PATTERSON2018].

Cette section du chapitre présente le développement d'une méthode d'augmentation de la résolution du radar FMCW basée sur l'utilisation de réseaux de neurones. La recherche d'une

Licence CC BY-NC-ND 3.0

nouvelle solution non-paramétrique pour l'extension du signal de battement est faite afin de fournir une alternative aux méthodes présentées précédemment.

4.2.1. Les réseaux de neurones (NN)

A l'aide de la puissance de calcul actuels, en particulier grâce aux processeurs graphiques, la rétro-propagation (ou back-propagation), méthode servant à entrainer les réseaux de neurones, alors lente à l'époque, n'est plus une contrainte et pousse aujourd'hui l'intérêt des réseaux de neurones vers l'avant [PATTERSON2018] [YZHANG2019].

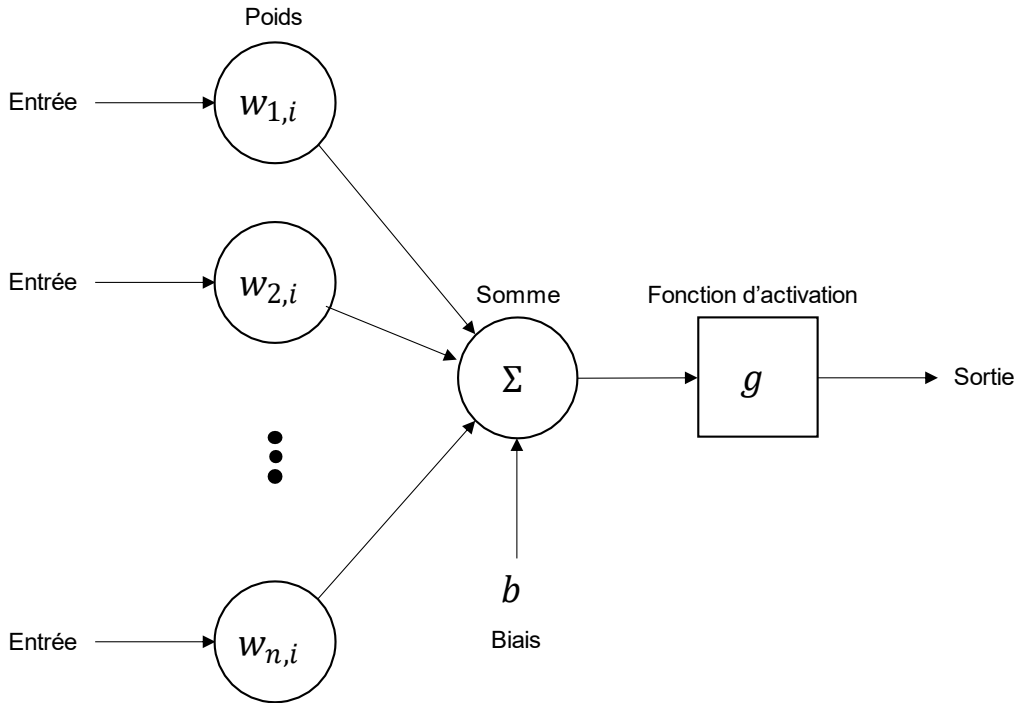


Figure IV.23 – Neurone artificiel.

Le concept de neurone artificiel remonte aux années 1950, avec la création du perceptron [SORIN2001] [PATTERSON2018] et est inspiré dans sa philosophie du neurone biologique. Le modèle d'un neurone artificiel, donné en figure IV.23, consiste en la somme de valeurs d'entrées pondérées d'un poids (w), auquel s'ajoute une composante continue appelée biais (b), servant de régulateur et ajoutant une flexibilité au calcul de la sortie. Le résultat de cette somme est ensuite appliqué à une fonction d'activation (g). Lorsque la fonction d'activation est non-linéaire, elle permet d'introduire des non-linéarités dans le comportement du neurone et ainsi dans la fonction de transfert globale du réseau lorsque plusieurs neurones sont employés. Il existe plusieurs types d'activation telles que la fonction sigmoïde, la tangente hyperbolique (TANH) ou l'unité linéaire rectifiée (ReLU, Rectified Linear Unit) [PATTERSON2018].

La valeur de sortie (y) d'un neurone artificiel est donnée par :

$$y = g\left(\sum_{i=1}^{n} x_i \cdot w_i + b\right) \tag{IV.11}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Bien qu'il existe de nombreuses topologies (agencement, nature et taille des couches) de réseaux de neurones telles que les réseaux de neurones convolutifs (CNN), extrayant des motifs d'une image, largement utilisés dans la classification, ou récurrents (RNN) introduisant un « effet mémoire », nous nous sommes particulièrement intéressés au réseau de neurones le plus simple : MLP (Multi-Layer Perceptron) à propagation avant (feed-forward) utilisé pour la classification de données ou la régression.

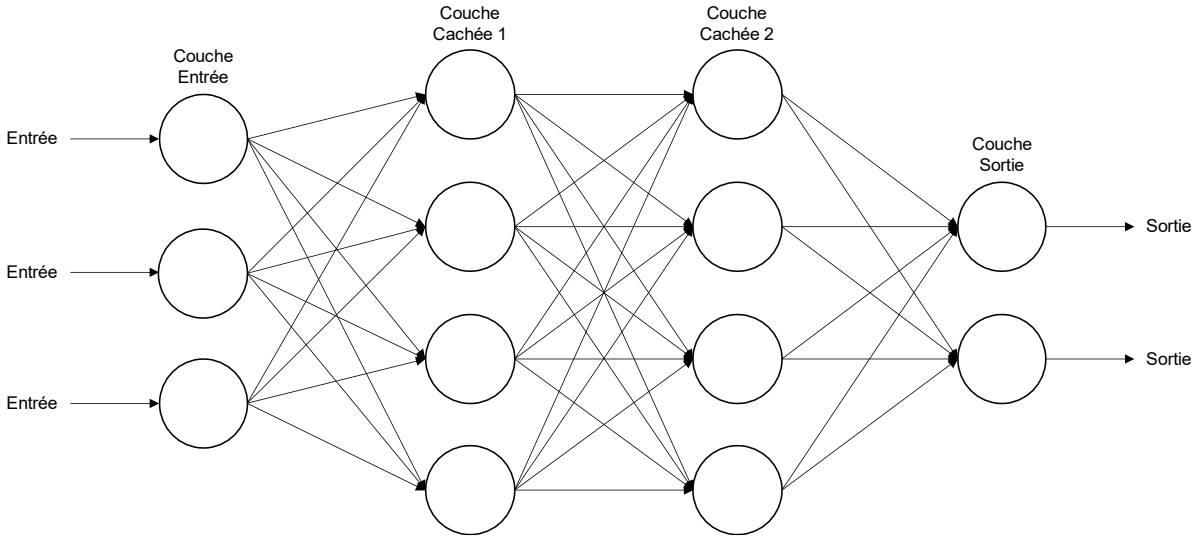


Figure IV.24 – Réseau de neurones MLP feed-forward multicouche entièrement connecté.

Un réseau de neurones MLP est ainsi constitué d'une couche d'entrée, de couches cachées de neurones et d'une couche de sortie. La figure IV.24 représente un réseau ayant une couche d'entrée de 3 neurones, 2 couches cachées de 4 neurones et une couche de sortie de 2 neurones. Les résultats de chacune des couches étant dépendants des poids et des résultats des précédentes couches, une fonction de transfert non-linéaire est obtenue entre les données d'entrée et donnée de sorties. Cette fonction de transfert peut être perçue comme un modèle permettant de relier les données d'entrée aux réponses de sorties.

L'entrainement d'un réseau de neurones consiste à optimiser les poids et les biais (aussi appelés hyperparamètres) présents dans le réseau à l'aide de l'algorithme de rétro-propagation [WERBOS1988]. L'opération cherche à minimiser une fonction cout à l'aide d'une descente de gradient stochastique (SGD). Cette fonction cout correspond, par exemple, à un taux d'erreur entre les valeurs de la sortie attendue et celles de la sortie obtenue, on parle alors d'apprentissage supervisé. Le taux d'apprentissage est associé au pas de la descente du gradient.

Pour la mise en œuvre d'un réseau, deux phases sont généralement réalisées, la première consiste à entrainer le réseau avec un jeu de données d'entrainement (valeurs d'entrée et de sortie correspondantes attendues) pour l'optimisation des hyperparamètres. L'entrainement est itératif : chacun des couples entrée-sortie constituant le jeu de données d'entrainement est appliqué au réseau. Pour réduire l'erreur, le jeu de données complet est alors présenté plusieurs fois au réseau, ce nombre est appelé nombre d'époques.

La seconde phase sert à quantifier la performance du réseau entrainé à l'aide de données de test comme illustré en figure IV.25, c'est une évaluation des performances du réseau, c'est-à-

Licence CC BY-NC-ND 3.0

dire une mesure de sa capacité à donner un résultat correct face à des données d'entrées (jeu de données de test), jusqu'à présent, inconnues par le réseau.

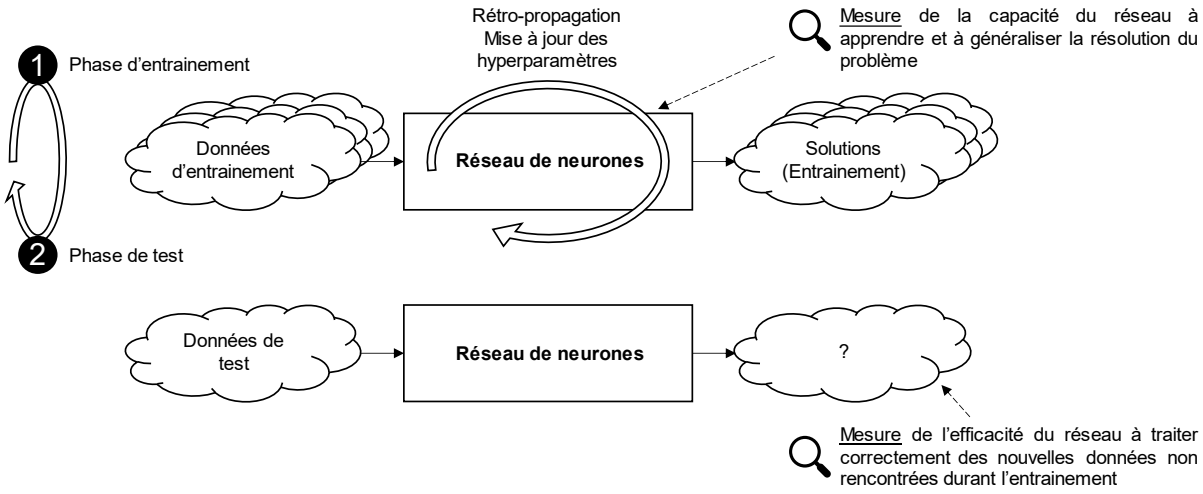


Figure IV.25 – Exemple de processus de développement du réseau de neurones.

Comme nous l'avons vu précédemment, lorsqu'un réseau de neurones est entrainé avec un jeu de données d'entrainement, il effectue une généralisation sur ces données. L'optimisation permet de passer d'un stade de sous-apprentissage (Underfitting), c'est-à-dire une mauvaise approximation des données, à un stade représentatif et fonctionnel. Cependant, il arrive que l'optimisation s'ajuste trop bien aux données d'entrainement, ce phénomène est appelé sur-apprentissage (Overfitting). Il se traduit par un taux d'erreur très faible lors de l'entrainement mais plus élevé lorsque des données de test, nouvelles pour le réseau, sont appliquées.

Pour dimensionner un réseau de neurones, augmenter les performances de l'apprentissage ou réduire le problème du sur-apprentissage, certaines stratégies peuvent être employées [PATTERSON2018] et concernent :

- Le choix du nombre de couches et la fonction d'activation associée.
- La représentation des données, la normalisation des valeurs numériques.
- La méthode d'initialisation des poids et biais.
- Le choix de l'optimiseur et de la fonction de perte.
- L'augmentation de la taille du jeu de données.
- Le découpage du jeu de données d'apprentissage en mini-lots (*batch-size*) et le choix du nombre de cycles ou d'époques (*epoch*).
- La régularisation (élagage ou *DropOut*, normalisations)

De nombreux travaux issus de la littérature ont permis le développement de topologies de réseaux efficaces ou de tendances à adopter pour définir au mieux les paramètres d'un réseau (nombre de couches, fonctions d'activation, optimiseur, etc…). Cependant, face à la diversité de problèmes qu'il est possible d'approcher et de traiter avec les réseaux de neurones, le choix des paramètres et les techniques d'optimisation d'une architecture sont souvent réalisés de manière empirique.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

4.2.2. Augmentation de la résolution en distance du radar FMCW à l'aide d'un réseau de neurones

4.2.2.1. Principe mis en œuvre

Les réseaux de neurones peuvent être utilisés pour de la prédiction de données temporelles futures (forecasting) [HYNDMAN2018]. Notre objectif est d'utiliser une architecture de réseau multicouche (MLP) pour effectuer des prédictions sur la continuité d'un signal périodique afin d'en augmenter la résolution spectrale. L'objectif à terme étant de dimensionner ce réseau, afin d'en tirer une fonction de transfert permettant de prédire correctement la continuité temporelle d'un signal de battement.

Pour le développement du réseau et les différents essais menés et présentés dans la suite du manuscrit, l'environnement Python a été utilisé. La platforme open-source Tensorflow [TENSORFLOW_WEB] dédiée à l'apprentissage profond et servant à implémenter les réseaux de neurones a été utilisée au travers d'une bibliothèque nommée Keras [KERAS_WEB] et utilisant la version GPU (Graphical Process Unit). L'entrainement a été réalisé à l'aide d'une carte graphique Quadro P1000 ayant un indice de calcul CUDA [CUDA-GPUS_WEB] de 6.1.

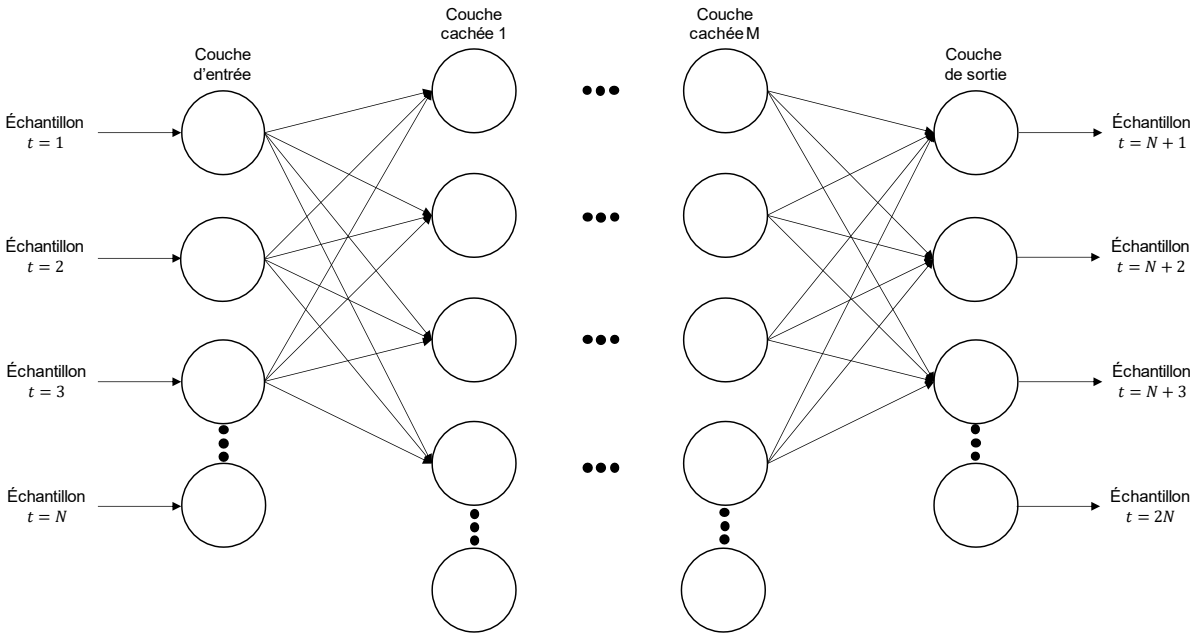


Figure IV.26 – Formation d'un réseau de neurones MLP feed-forward multicouche entièrement connecté pour la prédiction de la suite d'un signal périodique multi-composantes.

Pour réaliser un premier essai et évaluer la faisabilité de l'approche proposée, un réseau de neurones a été implémenté dans le but de prédire l'évolution d'un signal périodique composé de deux composantes fréquentielles proches. L'idée est alors de poursuivre l'évolution temporel du signal afin de fournir, lors de l'analyse spectrale conventionnelle (FFT), une meilleure résolution en fréquence et une séparation des composantes sur le spectre lorsque la différence des deux fréquences est inférieure à la résolution de la FFT ($\Delta_{f_{FFT}} = 1/T$). Un schéma de la méthode proposée est donné en figure IV.27.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

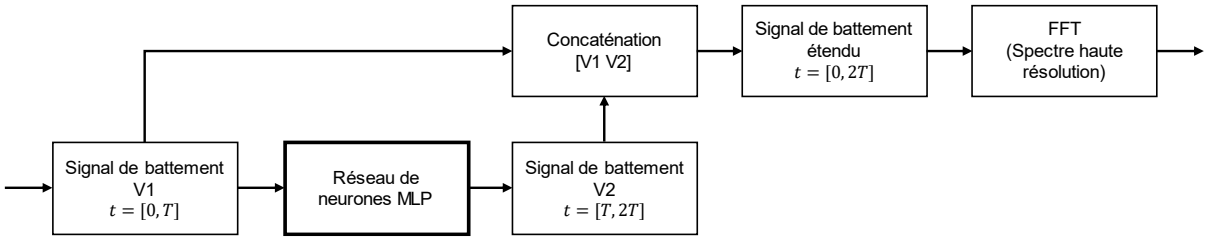


Figure IV.27 – Méthode proposée pour l'extension temporelle du signal de battement d'un facteur d'extension $\alpha = 2$.

Un set de données a été construit pour la phase d'apprentissage et consiste en des signaux théoriques composés de deux fréquences proches. Le jeu de données d'entrainement permet d'appliquer en entrée du réseau un signal et en sortie (attendu) la suite temporelle de ce signal. 10000 signaux d'entrainement et 100 signaux pour le test ont été produits. Les détails de la banque de signaux pour l'entrainement et le test sont renseignés dans le tableau IV.3.

Tableau IV.3 – Jeu de données pour l'entrainement et le test du réseau de neurones.

Paramètres	**Valeur**
Fréquence d'échantillonnage	100 Hz
Durée de l'échantillon original	1 seconde (t_0 à t_1)
Durée de l'échantillon à prédire	1 seconde (t_1 à t_2)
Nombre de composantes sinusoïdales	2
Fréquence 1ère composante sinusoïdale	0 à 10Hz (aléatoire)
Fréquence 2ème composante sinusoïdale	1ère composante ± 0 à 1Hz (aléatoire)
Phase des composantes sinusoïdales	0 à 2π (aléatoire)
Amplitude des composantes sinusoïdales	0 à 1 (aléatoire)
Nombre de signaux pour l'entrainement	10000
Nombre de signaux pour le test	100
Valeurs données de sortie	Normalisées de -1 à 1.

Pour effectuer la prédiction, un réseau de neurones MLP (Multi Layer Perceptron) feed-forward composé de 9 couches cachées de 1000 neurones ayant pour activation l'opération ReLU a été implémenté en Python. L'architecture du réseau implémenté est donnée en Tableau IV.4.

Tableau IV.4 – Architecture du réseau de neurones utilisé pour la prédiction temporelle d'un signal composé de deux fréquences proches.

N°	**Couches**	**Activation**
1	Entrée, 100 points	
2	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
3	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
4	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
5	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
6	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
7	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
8	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
9	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
10	Couche cachée, 1000 neurones	ReLU
11	Sortie, 100 points	

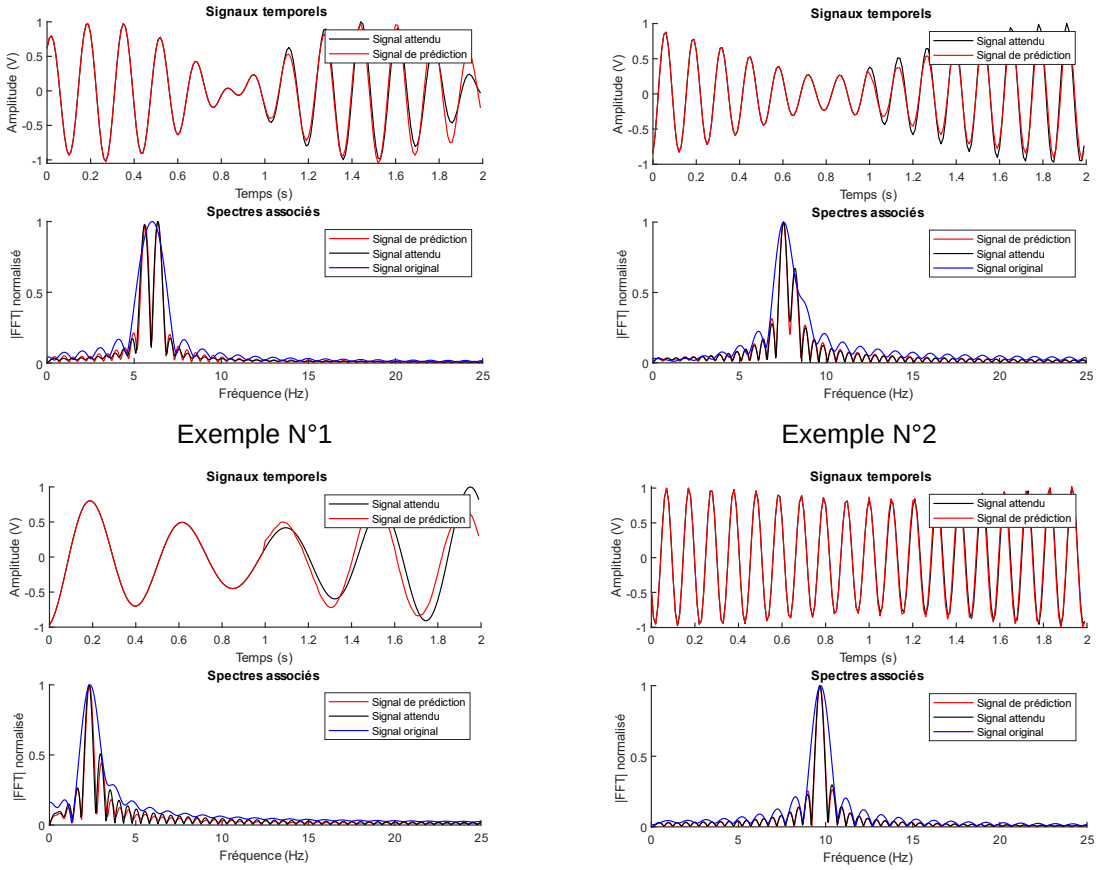
Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour l'entrainement, l'optimiseur Adaptive Moment Estimation (Adam) [KERAS_OPT_ADAM] a été sélectionné, l'outil de mesure est la valeur moyenne absolue des erreurs (MAE, Mean Absolute Errors). Plusieurs essais d'apprentissage ont été menés et sont renseignés ci-dessous :

Tableau IV.5 – Essais réalisés pour la prédiction de la suite d'un signal composé de deux composantes fréquentielles proches.

Essai	Configuration		Résultats			Temps d'entrainement
	Taille du mini-lot	Nombre d'époques	Justesse de prédiction (Entrainement)	Fonction perte (MAE)	Justesse de prédiction (Test)	
A	1000	200	45%	0.08	30%	< 10 minutes
B	1000	500	62%	0.045	35%	< 10 minutes
C	2000	500	55%	0.05	33%	< 10 minutes
D	2000	1000	71%	0.035	41%	< 15 minutes
E	5000	2000	71%	0.035	42%	< 20 minutes

Le signal de prédiction issu du réseau de neurones est alors concaténé avec le signal original pour former un signal deux fois plus long. Des exemples de prédictions issues du réseau entrainé par l'essai d'apprentissage E sont donnés en figure IV.28.



Exemple N°1 Exemple N°2

Exemple N°3 Exemple N°4

Figure IV.28 – Exemple de résultats obtenus pour la prédiction de la suite du signal (résultats tirés de l'essai E).

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Les premiers résultats obtenus mettent en évidence la possibilité offerte par le réseau de neurones pour la prédiction de la suite d'un signal périodique. La prédiction obtenue est alors concaténée avec le signal initial, cela permet une élongation du signal temporel contenant l'information des deux composantes fréquentielles. Ce temps supplémentaire, intégré dans le traitement FFT, permet ainsi de doubler la résolution spectrale et de distinguer les deux composantes, comme il est possible d'observer sur les exemples N°1, 2 et 3.

4.2.2.2. Développement d'une méthode de traitement pour la prédiction de signaux de battements

Pour appliquer la prédiction a un signal de battement issu d'un radar FMCW, l'entrainement doit porter sur des signaux ayant un nombre de composantes fréquentielles plus élevées. Pour traiter convenablement ces données, l'architecture du NN doit être composée de suffisamment de neurones. Pour utiliser cette méthode de prédiction sur des signaux radar ou comportant un nombre important de points, la technique de ZoomFFT présentée dans la section 1.4.1 est utilisée. Comme présentée pour les algorithmes EDFT et la modélisation AR dans la première section du chapitre, nous avons réduit le signal à 50 points.

L'objectif est de prédire l'évolution d'un signal ayant de 1 à 10 composantes dont la fréquence peut varier sur la bande complète du spectre, en respectant le théorème d'échantillonnage. Seule la composante DC a été supprimée à l'aide d'une soustraction de la valeur moyenne du signal. Le but étant de construire une topologie de NN viable pour l'entrainement et la bonne prédiction des données.

Un set de données a été construit pour la phase d'apprentissage et consiste en des signaux théorique composés de 1 à 10 composantes fréquentielles. Les détails de la banque de signaux pour l'entrainement et le test sont renseignés dans le tableau IV.6.

Tableau IV.6 – Jeu de données pour l'entrainement et le test du réseau de neurones.

Paramètres	Valeur
Fréquence d'échantillonnage	50 Hz
Durée de l'échantillon original	1 seconde (t_0 à t_1)
Durée de l'échantillon à prédire	1 seconde (t_1 à t_2)
Nombre de composantes sinusoïdales	1 à 10 (entier, aléatoire)
Fréquence des composantes fréquentielles	0.1 à 25 Hz (aléatoire) (Nyquist)
Phase des composantes sinusoïdales	0 à 2π (aléatoire)
Amplitude des composantes sinusoïdales	0 à 1 (aléatoire)
Nombre de signaux pour l'entrainement	400000
Nombre de signaux pour le test	1000
Valeurs données de sortie	Normalisées de -1 à 1

Pour choisir une architecture fonctionnelle, plusieurs typologies ont été entrainées et plusieurs stratégies évaluées. Chacune de ces architectures a été entrainée avec le jeu de données et les essais correspondants sont donnés en Tableau IV.7.

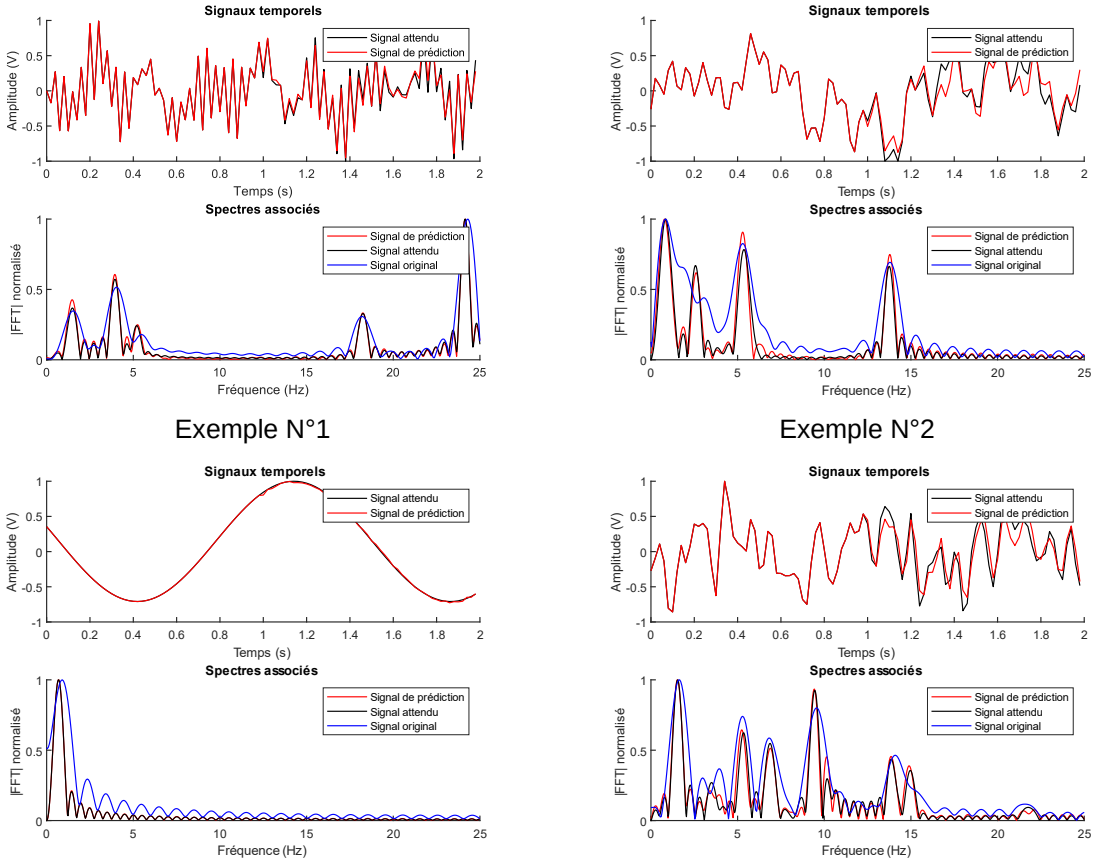
Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau IV.7 – Topologies employées pour la prédiction de la suite d'un signal composé de plusieurs composantes fréquentielles.

Essai	Configuration			Résultats			
	Couches du réseau	Taille du mini-lot	Nombre d'époques	Justesse de prédiction (Entrainement)	Fonction perte (MAE) (Entrainement)	Justesse de prédiction (Test)	Fonction perte (MAE) (Test)
A	50 (IN) 50 ReLU 50 TANH 50 (OUT)	40000	200	29.4%	0.1860	15.7%	0.1858
B	50 (IN) 100 ReLU 1000 TANH 2000 ReLU 100 TANH 50 (OUT)	40000	200	41.4%	0.1462	38.1%	0.1480
C	50 (IN) 500 ReLU 500 ReLU 500 ReLU 500 ReLU 500 ReLU 500 ReLU 500 ReLU 500 ReLU 50 (OUT)	40000	200	48.6%	0.1217	45.3%	0.1267
D	50 (IN) 2000 ReLU 1000 TANH 500 ReLU 100 TANH 50 (OUT)	40000	200	49.8%	0.1197	46.1%	0.1235
E	50 (IN) 500 ReLU 500 TANH 500 ReLU 500 TANH 500 ReLU 500 TANH 500 ReLU 500 TANH 50 (OUT)	40000	200	54.9%	0.1061	52.7%	0.1107
F	50 (IN) 500 ReLU 500 TANH 500 ReLU 500 TANH 500 ReLU 500 TANH 500 ReLU 500 TANH 500 ReLU 500 TANH 50 (OUT)	40000	200	56.2%	0.1021	53.5%	0.1071

Pour donner suite aux essais de typologies, nous avons sélectionné celle fournissant le meilleur taux de réussite lors de l'étape de test : l'essai F. Un exemple de prédiction des signaux de tests à l'aide du réseau de cet essai est donné en figure IV.29. Les résultats montrent la possibilité offerte par les réseaux de neurones de prédire l'évolution des signaux ayant plusieurs composantes fréquentielles. Cette prédiction, servant à l'extension du signal, est réalisée sans paramétrisation ou connaissance a priori du nombre de composantes fréquentielles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



Exemple N°1 Exemple N°2

Exemple N°3 Exemple N°4

Figure IV.29 – Exemple de résultats obtenus pour la prédiction de la suite du signal (résultats tirés de l'essai F).

Même si les résultats obtenus ne sont pas optimaux et qu'il reste des erreurs de prédiction, cette étape permet de valider notre approche en effectuant des prédictions sur des signaux plus complexes, composés de 1 à 10 composantes fréquentielles.

En se basant sur le concept énoncé dans les travaux de [PIAZZO2019], mettant en œuvre une méthode de prédiction bidirectionnelle, nous avons implémenté une méthode similaire en utilisant deux réseaux de neurones différents.

Le premier NN, permet la prédiction sur un temps futur du signal de battement, pour réaliser une extension d'un facteur de 2, comme présenté précédemment. Pour effectuer une prédiction sur un temps passé, un second NN ayant la même architecture a été entrainé pour prédire le signal sur une durée similaire. L'association des deux réseaux est faite pour obtenir une extension d'un facteur de 3. Une représentation schématique de la prédiction bidirectionnelle est donnée en figure IV.30.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

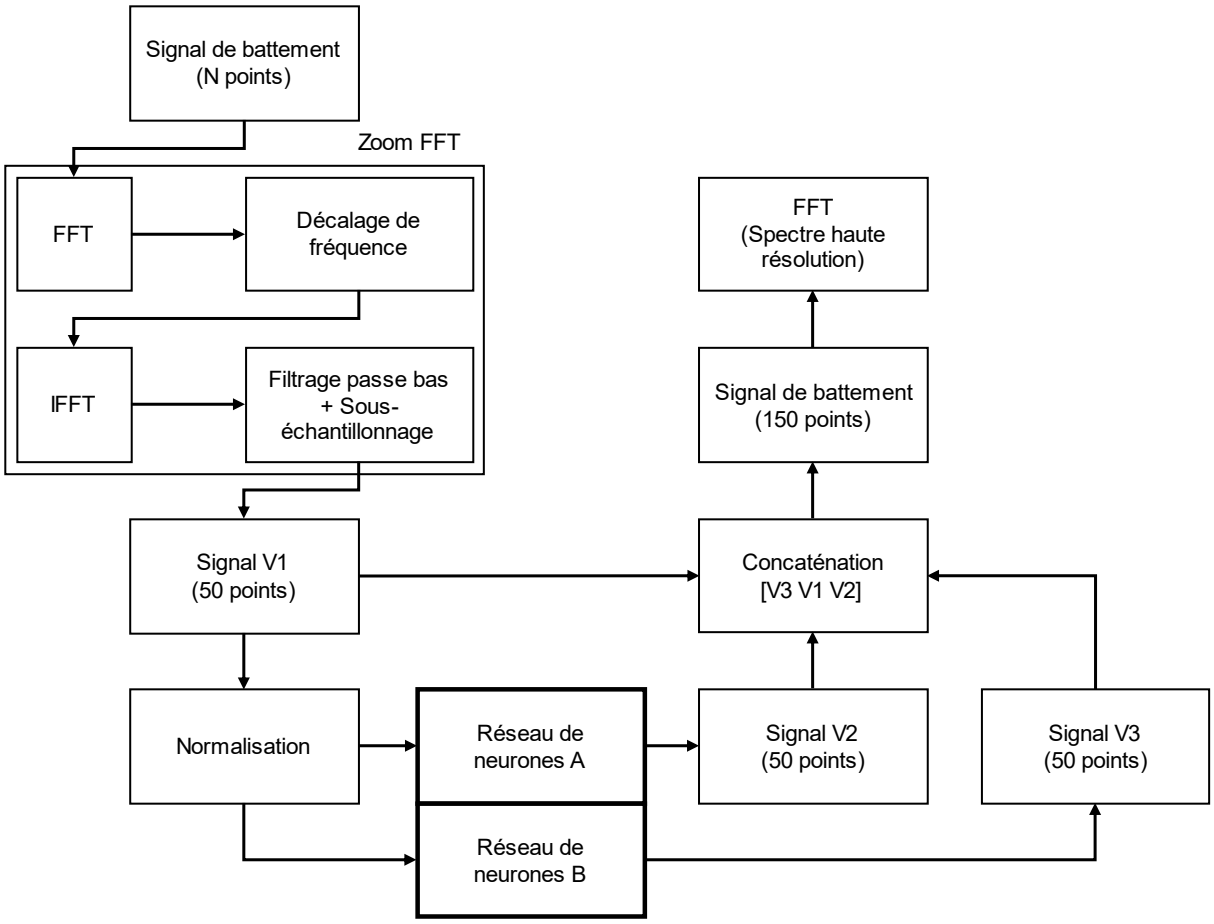


Figure IV.30 – Méthode de prédiction bidirectionnelle pour l'extension du signal de battement d'un facteur de 3.

L'architecture sélectionnée est celle de l'essai F donné en Tableau IV.7. Des exemples de résultats donnés par la technique bidirectionnelle pour l'extension du signal d'un facteur de 3 sont donnés en figure IV.31.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

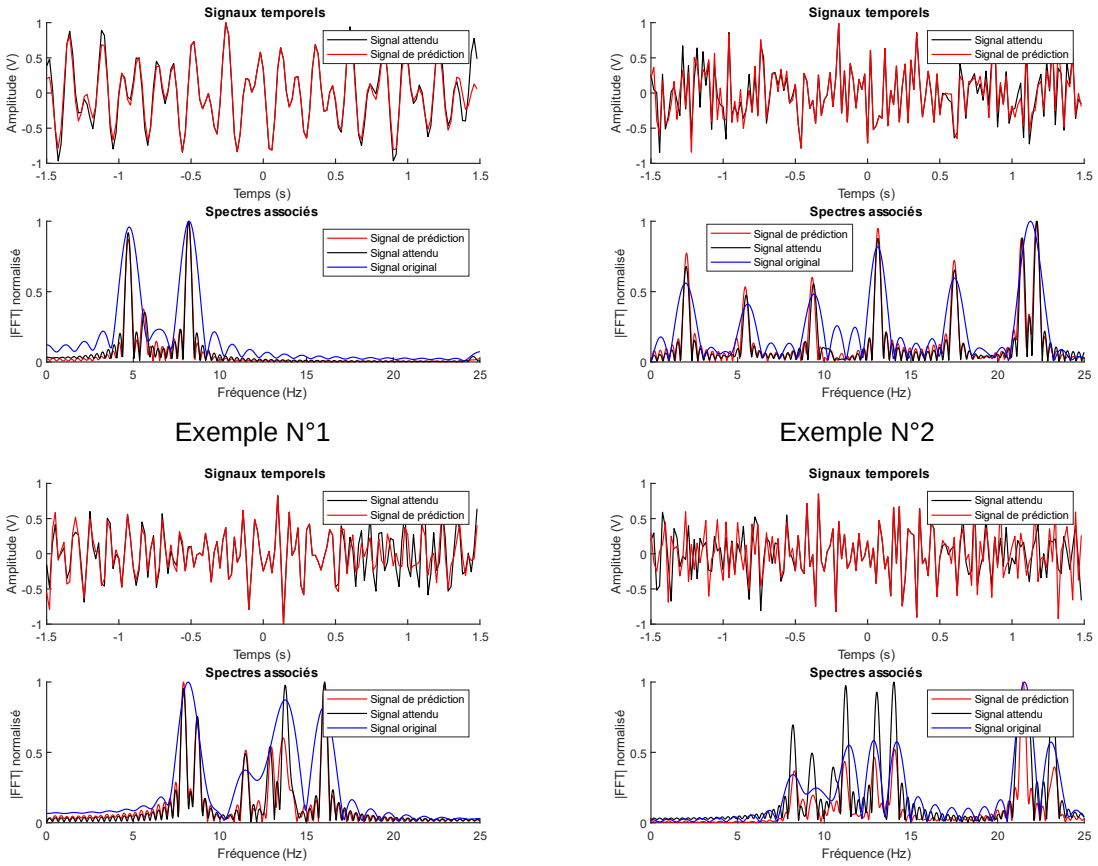


Figure IV.31 – Exemples de résultats obtenus pour la prédiction bidirectionnelle de la suite du signal. (Extension d'un facteur de 3).

La méthode bidirectionnelle permet d'augmenter facilement le facteur d'extension de la résolution et les résultats montrent une certaine fidélité de prédiction dans le cadre de signaux théoriques.

Pour une augmentation supplémentaire de la résolution spectrale, il est possible d'utiliser le réseau de neurones de manière récursive. Pour cela, les données issues de la prédiction sont alors utilisées comme données d'entrée pour la prédiction suivante.

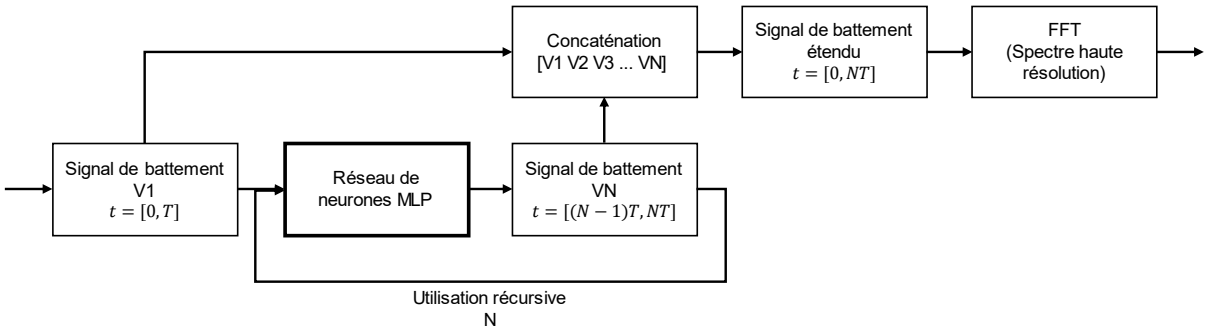
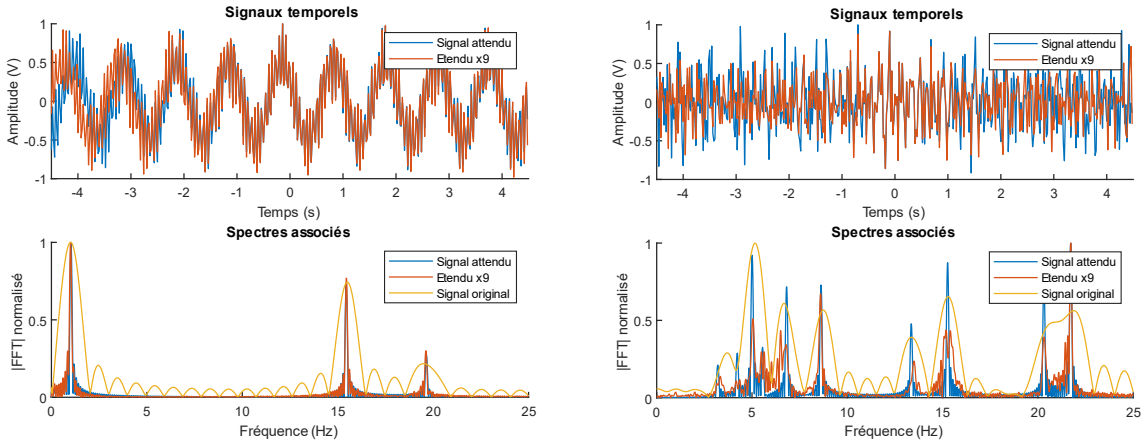


Figure IV.32 – Méthode prédiction récursive pour l'extension du signal de battement.

La figure IV.33 montre des exemples d'extension réalisées par le cumul des techniques bidirectionnelles et récursives pour l'extension du signal d'un facteur de 9.

Licence CC BY-NC-ND 3.0



Exemple N°1 Exemple N°2

Figure IV.33 – Exemples de résultats obtenus pour la prédiction bidirectionnelle et récursive de la suite du signal. (Extension d'un facteur de 9).

L'utilisation d'une méthode récursive a l'avantage d'être simple et rapide à mettre en œuvre pour étendre le signal unilatéralement d'un facteur supérieur à 2. Cependant, les erreurs de prédiction réalisées par le réseau de neurones sont alors plus élevées et répercutées de manière multiplicative à chaque itération.

4.2.2.3. Synthèse et analyse de performance

Pour comparer la méthode proposée NN à l'algorithme EDFT et à la modélisation AR, une banque de 1000 signaux a été construite. Les signaux générés sont composés de 1 à 10 composantes et chacun des signaux traités est comparé au signal attendu. Pour chacun des essais, la moyenne des erreurs absolues a été relevée sur la forme temporelle et spectrale du signal ainsi que le temps de calcul moyen nécessaire par signal. Les essais ont été réalisés sur une station HP Z2 Mini G4 Workstation, i7-8700 CPU, 16 Go de RAM. Les résultats sont renseignés en tableau IV.8 pour une extension de 3 et en tableau IV.9 pour une extension de 9.

Cette synthèse est réalisée pour l'architecture F (tableau IV.8) entrainée précédemment et utilisée pour la prédiction de signaux en employant une technique bidirectionnelle et récursive.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Tableau IV.8 – Comparaison de la performance de la super-résolution obtenue par la méthode NN, l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 3.

Méthode	Réseaux de neurones	Modélisation autorégressive (AR)		Extended DFT (EDFT)
Nombre de signaux générés	1000	1000		1000
Moyenne des erreurs absolues sur le signal temporel	0.0817	0.1369	0.0000 (2.05e-7)	0.2809
Moyenne des erreurs absolues sur le spectre (sans zero-padding)	0.0279	0.0275	0.0000 (2.11e-8)	0.0461
Temps de calcul par signal (secondes)	25e-6	0.0813	0.1778	0.0128
Informations complémentaires	-	Ordre $p = 10$	Ordre $p = 25$	Nombre moyen d'itérations nécessaires : 25.68

Tableau IV.9 – Comparaison de la performance de la super-résolution obtenue par la méthode NN, l'algorithme EDFT et via la modélisation AR pour une extension d'un facteur 9.

Méthode	Réseaux de neurones	Modélisation autorégressive (AR)		Extended DFT (EDFT)
Nombre de signaux générés	1000	1000		1000
Moyenne des erreurs absolues sur le signal temporel	0.2411	0.1853	0.0000 (1.04e-6)	0.2674
Moyenne des erreurs absolues sur le spectre (sans zero-padding)	0.0305	0.0961	0.0000 (6.13e-8)	0.0232
Temps de calcul par signal (secondes)	25e-6	0.0798	0.1748	0.0096
Informations complémentaires	-	Ordre $p = 10$	Ordre $p = 25$	Nombre moyen d'itérations nécessaires : 16.85

La méthode proposée apparaît comme étant la plus performante en termes de temps de calcul, une fois le réseau entrainé. Même si la typologie du réseau de neurones présentée dans cette étude est simple, les performances de prédiction sont similaires à celle de l'algorithme EFDT pour un facteur d'extension de 3. De plus, cette méthode peut être considérée comme non-paramétrique car elle ne nécessite pas une connaissance a priori du signal. Cependant, une dégradation de la prédiction est observable pour un facteur d'extension de 9.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Pour une évaluation du réseau de neurones sur des signaux FMCW dans un contexte GPR, nous avons par la suite traité des signaux issus de la plateforme de simulation. Les signaux ont été obtenus en utilisant la scène présentée dans la section 1.4.4 (figure IV.16).

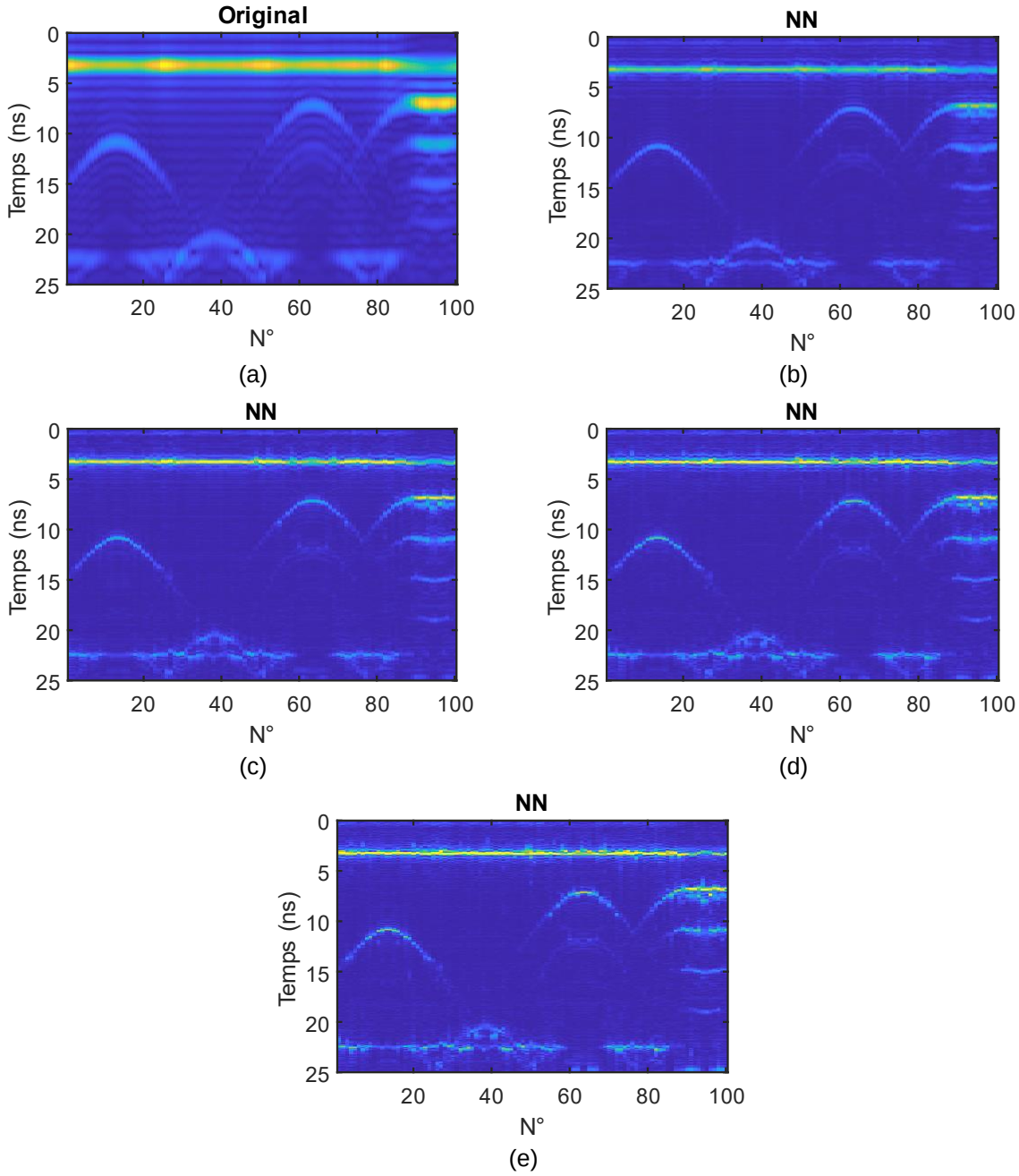


Figure IV.34 – Application de la méthode bidirectionnelle et récursive sur une imagerie GPR issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude (a). Extensions d'un facteur 3 (b), 5 (c) 7 (d) et 9 (e).

Les techniques bidirectionnelles et récursives ont été utilisées sur les signaux de battement simulés. La figure IV.34 présente les résultats d'augmentation de la résolution pour un facteur de 3 à 9. Pour une extension d'un facteur de 3 et 5, une nette amélioration de l'imagerie est obtenue. Cependant, des erreurs de prédiction sont visibles pour une extension supérieure à 5, limitant la qualité et la résolution obtenue.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Des essais ont été réalisés sur des signaux bruités et pour une extension d'un facteur 3 et 9, les résultats sont donnés en figure IV.35.

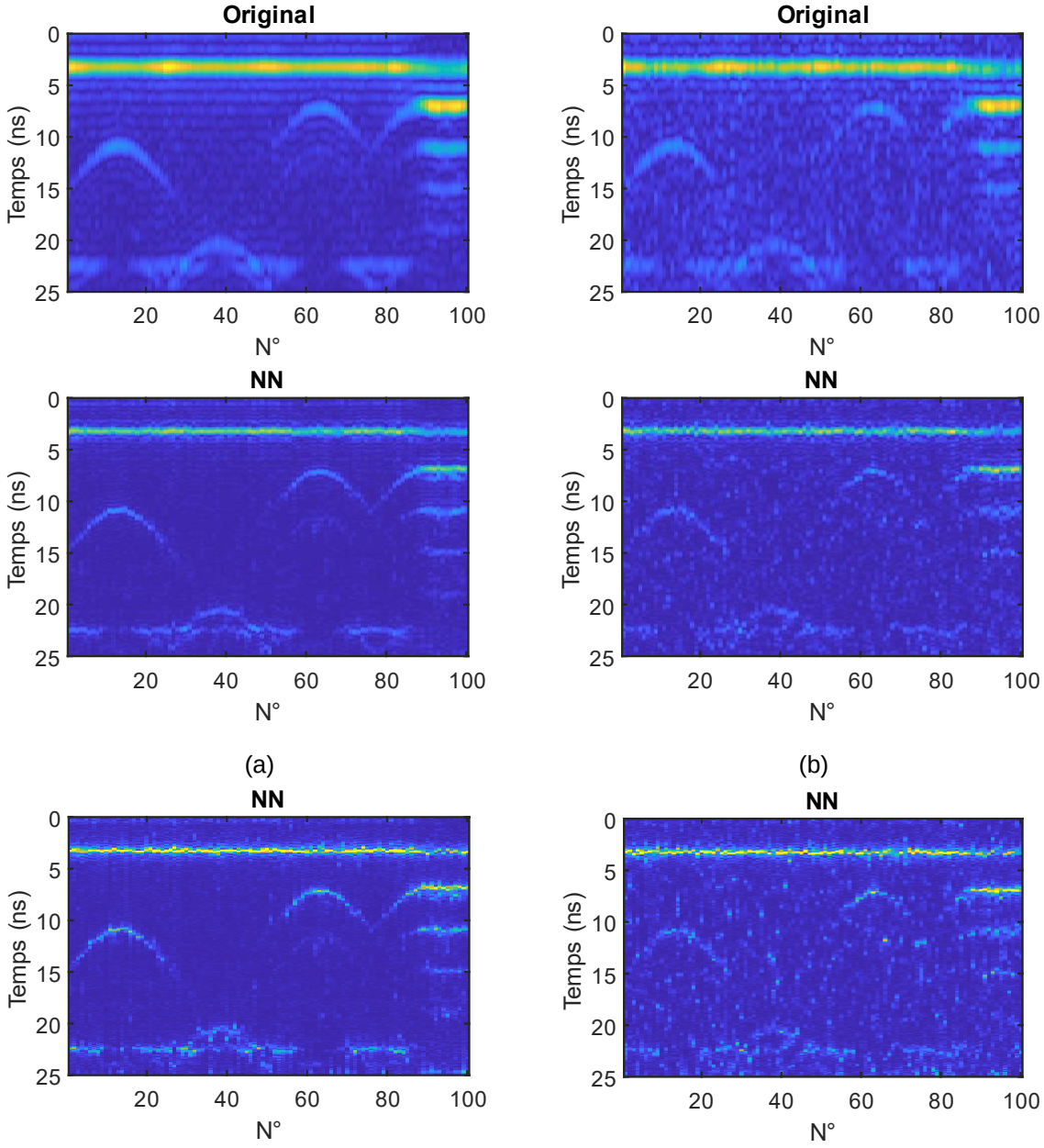


Figure IV.35 – Application de la méthode bidirectionnelle et récursive sur une imagerie GPR issue de la plateforme de simulation avec une correction d'amplitude. Extensions d'un facteur de 3 avec un SNR de 20 dB (a) et un SNR de 10 dB (b). Extensions d'un facteur de 9 avec un SNR de 20 dB (c) et un SNR de 10 dB (d).

Les résultats obtenus mettent en avant une certaine robustesse de la méthode proposée face au signaux bruités. Le réseau de neurones entrainé permet une bonne globalisation du problème même si l'entrainement effectué n'a pas porté sur des signaux bruités.

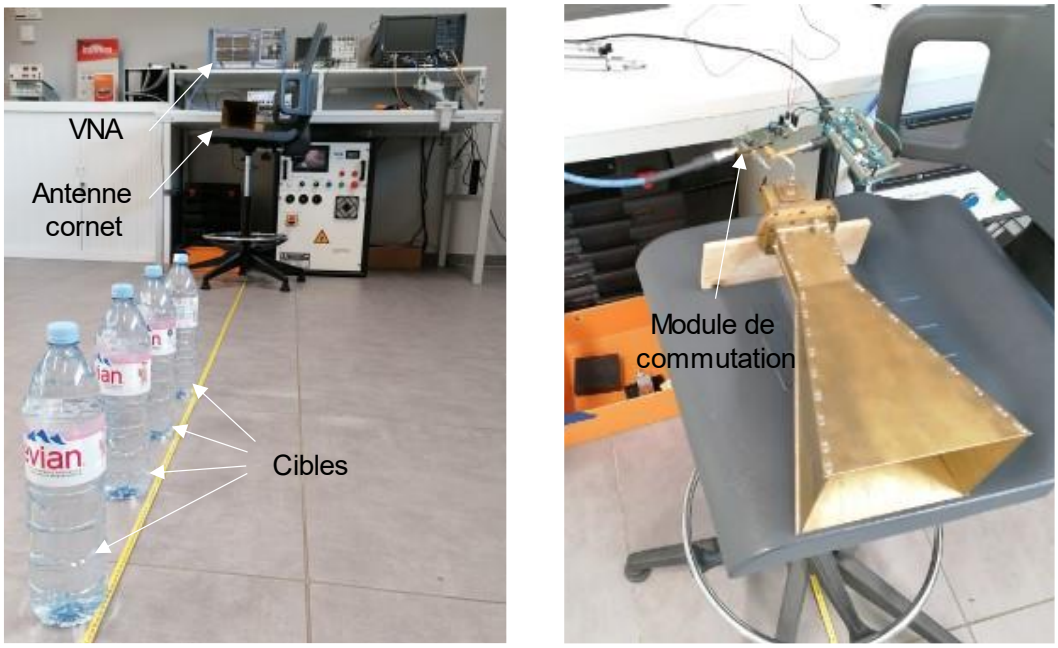
Licence CC BY-NC-ND 3.0

4.2.3. Essais expérimentaux de l'augmentation de la résolution en distance d'un radar à l'aide de réseaux de neurones

Pour valider la méthode proposée et la confronter à l'algorithme EDFT sur des signaux issus de mesures, nous avons procédé à des expérimentations. La première expérimentation concerne l'augmentation de la résolution d'une mesure 1D pour la détection de cibles rapprochées. La seconde d'une mesure d'une scène contenant des cibles avec un déplacement du système antennaire et permettant l'obtention d'une imagerie 2D via un algorithme de migration.

4.2.3.1. Augmentation de la résolution en distance pour la détection de cibles

Pour évaluer la méthode développée et la capacité à distinguer des cibles rapprochées après traitement, nous avons mis en place un banc de mesure, représenté en figure IV.36. Il s'agit de la détection de cibles, placées en ligne devant l'antenne. Le principe de cette mesure consiste à traiter des signaux provenant de la mesure d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et dont le traitement est très similaire au radar SFCW (Step Frequency Continuous Wave). Une antenne cornet fonctionnant dans la bande 4-6 GHz a été utilisée.



(a) (b)

Figure IV.36 – Photographie du banc de test radar (a) et du montage de l'antenne avec le module de commutation (b).

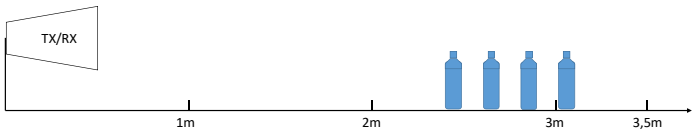
Pour l'expérimentation, quatre cibles (bouteilles d'eau pleines) ont été utilisées et positionnées en file. L'écartement entre les cibles est variable afin d'observer une limitation de résolution en distance du radar (limite $\Delta R = c/2B = 7.5cm$) sur les traces obtenues. Une calibration du VNA a été effectuée en transmission dans la bande 4 à 6 GHz. Le signal de battement du radar FMCW a été émulé en utilisant la partie réelle du paramètre S21. La méthode de traitement proposée (NN) a été appliquée (prédiction bidirectionnelle et récursive) et les résultats sont affichés pour une extension d'un facteur 3, 5, 7 et 9.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

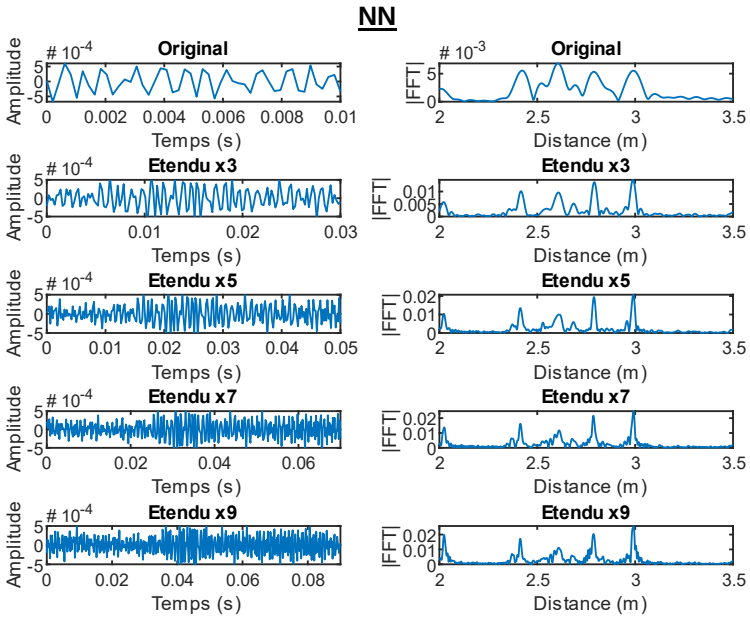
Avant d’effectuer des mesures, une prise de référence à vide de la scène (pièce du laboratoire) a été réalisée et cette mesure est soustraite aux mesures avec les cibles pour supprimer le *clutter*. Pour obtenir une comparaison, l’algorithme EDFT a également été appliqué aux signaux capturés. Trois scénarios de positionnement des cibles ont été définis et consistent à étendre la résolution de mesure pour des espacements différents.

La première expérience consiste à améliorer la dissociation des cibles déjà visibles sur le spectre initial montré en figure IV.37. Pour cela, les bouteilles d'eau ont été positionnées à une distance suffisante les unes des autres (2,4m, 2,6m, 2,8m et 3m). Une extension du signal par un facteur de 3, 5, 7 et 9 a été produite en utilisant les deux méthodes et on peut clairement observer que la résolution a été augmentée.

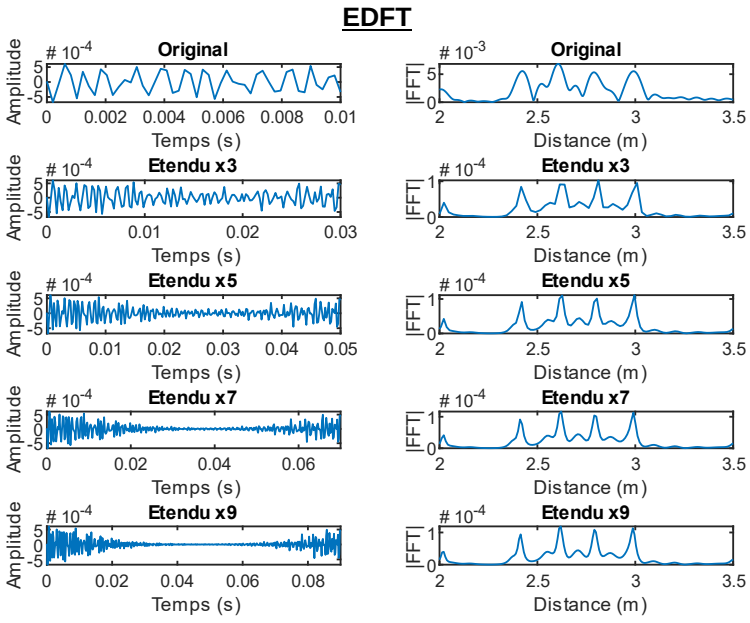
Licence CC BY-NC-ND 3.0



(a)



(b)



(c)

Figure IV.37 – Mesure de quatre cibles espacées (a), extension d'un facteur de 3, 5, 7 et 9 à l'aide de la méthode NN (b) et de l'algorithme EDFT (c).

Dans le second scénario présenté en figure IV.38, les cibles ont été positionnées de manière plus rapprochée et le spectre du signal de battement obtenu original ne permet pas, dans un premier temps, de dissocier les quatre cibles (2,5m, 2,6m, 2,7m et 2,8 m). L'augmentation de la durée du signal de battement d'un facteur 3 ou plus permet de bien visualiser les cibles et de dépasser la limite en largeur de bande du radar.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

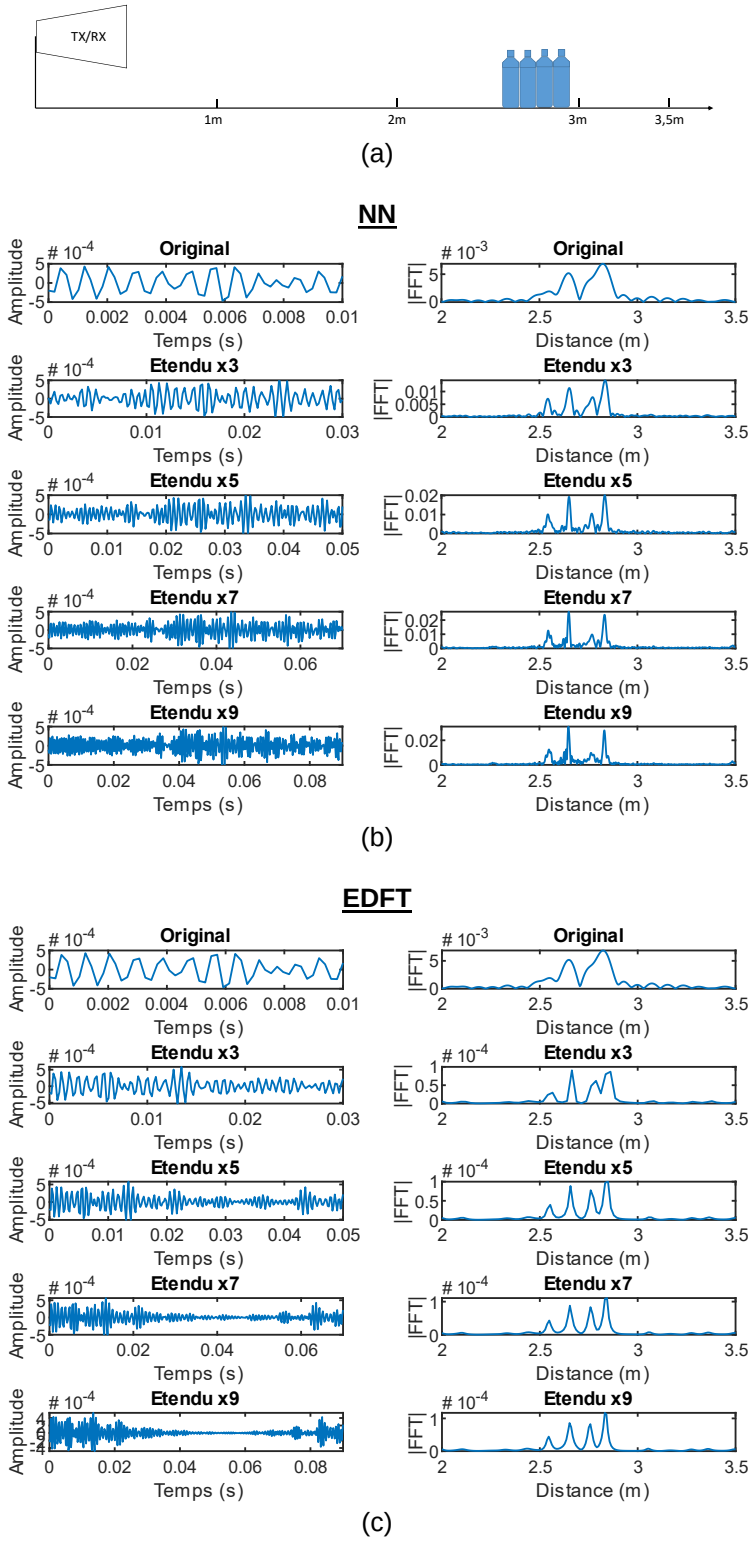


Figure IV.38 – Mesure de quatre cibles rapprochées (a), extension d'un facteur de 3, 5, 7 et 9 à l'aide de la méthode NN (b) et de l'algorithme EDFT (c).

La réponse obtenue dans le cadre de la méthode NN se dégrade pour un facteur d'extension 5 et plus. Pour un facteur d'extension de 5 et plus, l'algorithme EDFT présente une meilleure performance mais la résolution obtenue est identique lors de son utilisation pour un facteur de 7 ou 9.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Dans le dernier scénario présenté à la figure IV.39, les cibles ont été positionnées différemment (2,5m, 2,7m, 2,8m et 3m) afin de visualiser 3 cibles sur l'image originale.

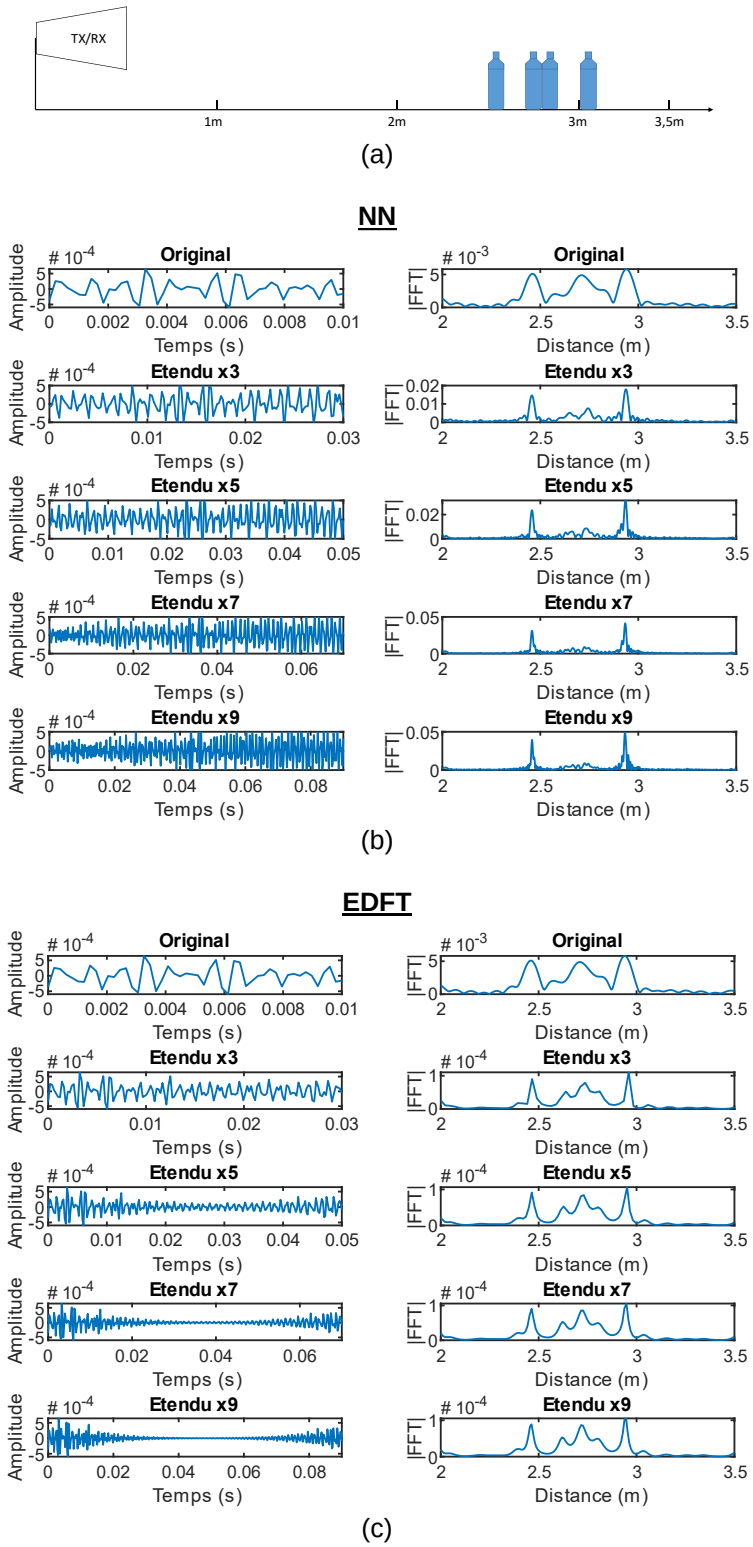


Figure IV.39 – Mesure de deux cibles espacées et deux cibles rapprochées (a), extension d'un facteur de 3, 5, 7 et 9 à l'aide de la méthode NN (b) et de l'algorithme EDFT (c).

Après le traitement effectué sur les trois scénarios, les cibles sont clairement visibles sur chacune des expériences une fois l'extension du signal réalisée. Cependant, l'utilisation

Licence CC BY-NC-ND 3.0

récursive du réseau de neurones est limitée. En effet, au-delà de quelques itérations, le spectre montre une dégradation du signal qui ne s'améliore pas et limite la résolution de la portée des cibles centrales. Cet effet est causé par la multiplication des erreurs de prédiction lorsque le réseau est utilisé de manière récursive. Observons que les signaux de plus grande amplitude ont la priorité sur les autres signaux, comme il est observable sur la figure IV.39 pour une extension de sept fois et plus.

4.2.3.2. Augmentation de la résolution en distance pour l'obtention d'imageries 2D

Pour réaliser des images 2D d'une scène comportant plusieurs cibles, nous avons employé la méthode ISAR (Inverse Synthetic Aperture Radar) [OZDEMIR2012] consistant à déplacer les cibles devant l'antenne. Pour cet essai, les cibles utilisés sont des vis M8x30 mm et deux configurations ont été testées et sont données en figure IV.40. La bande de fonctionnement est de 4 à 6 GHz. Pour constituer l'image 2D, 16 mesures ont été réalisées avec un pas de déplacement de 5 cm devant l'antenne.

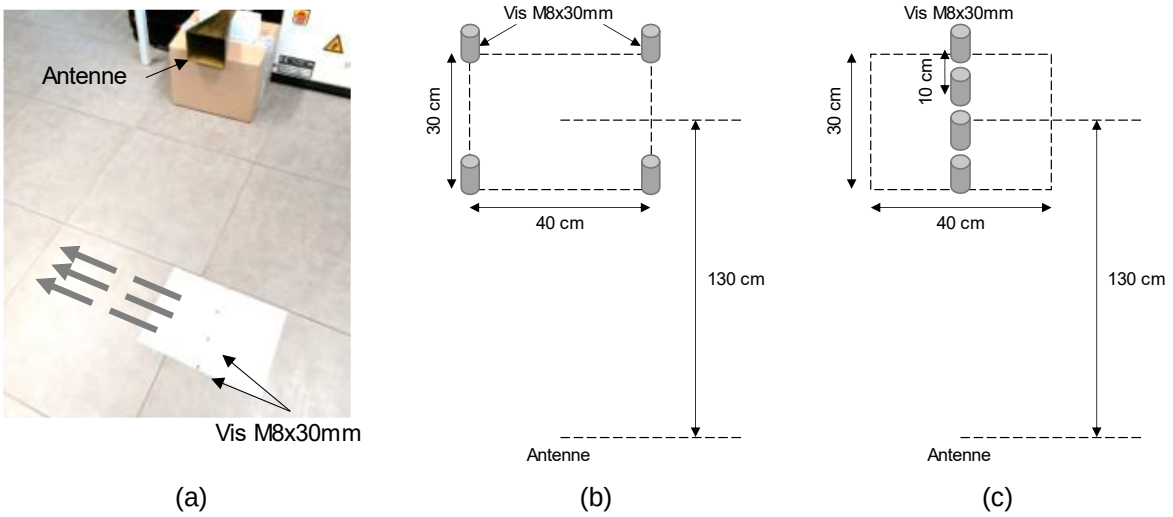


Figure IV.40 – Photographie du banc de mesure (a), configurations de l'essai N°1 (b) et de l'essai N°2 (c).

Les signaux sont par la suite traités à l'aide de la méthode proposée (NN) et de l'algorithme EDFT pour effectuer une comparaison. Le facteur d'extension configuré est 3. L'algorithme de migration Back-propagation (BP) ou également appelé Delay And Sum (DAS) [PISA2018] est appliqué sur l'imagerie brute. Avant d'effectuer des mesures, une prise de référence à vide de la scène vide a été réalisée et cette mesure est soustraite aux mesures avec les cibles.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

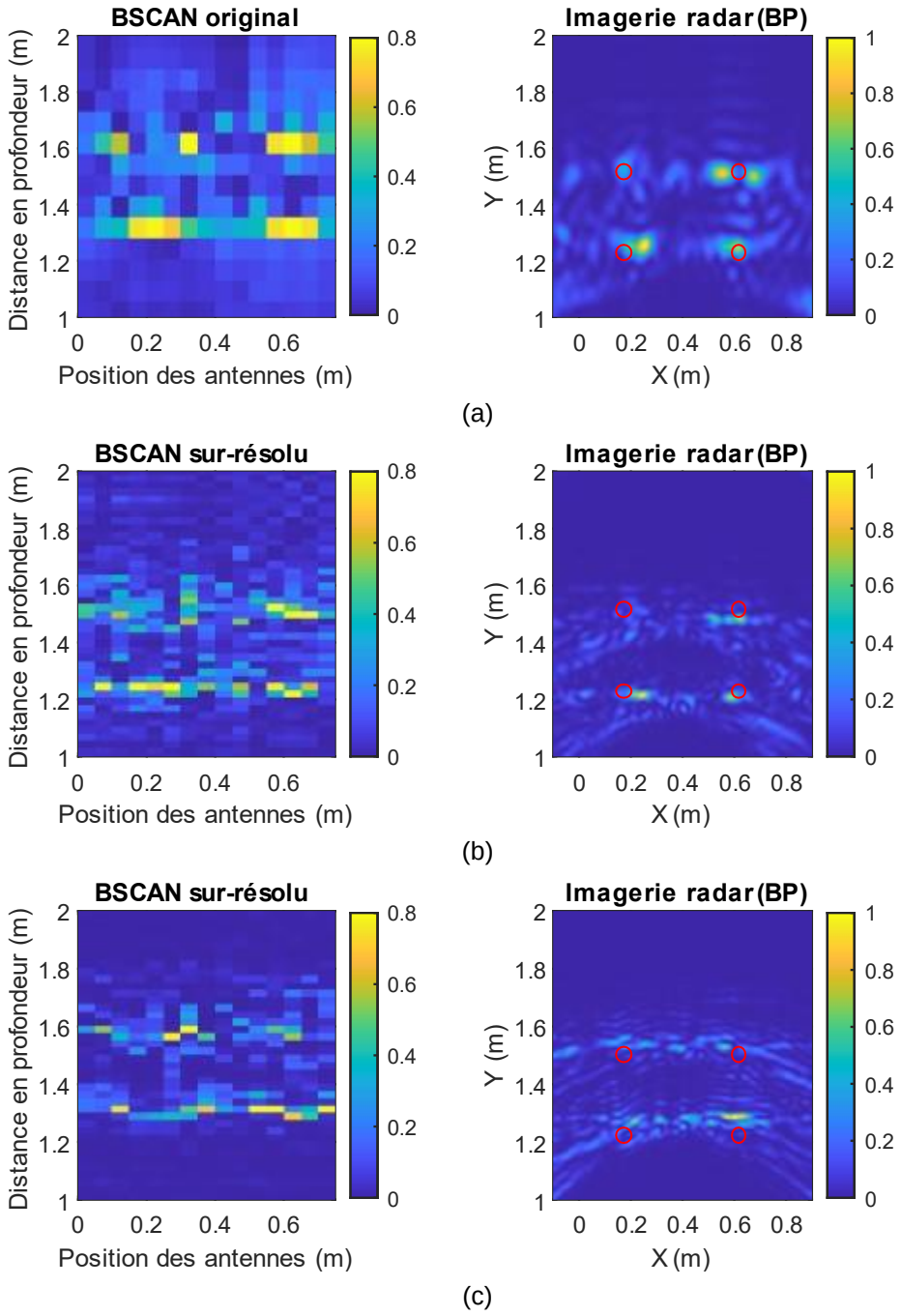


Figure IV.41 – Hyperboles de migration et imageries 2D originale (a), traitées par la méthode NN (b) et via l'EDFT (c) pour un facteur d'extension de 3. Essai N°1.

Les résultats de l'imagerie de l'essai N°1 sont donnés en figure IV.41 et ceux de l'essai N°2 en figure IV.42. Les imageries brutes sont alors confrontées à celle obtenues avec les signaux traités par le réseau de neurones et l'algorithme EDFT.

L'augmentation de la résolution en distance du radar permet d'obtenir une meilleure précision sur la position des hyperboles de migration, visible en figure IV.41 et une image plus focalisée après le traitement par BP. En effet, l'intégration de deux composantes fréquentielles proches sur une durée plus longue permet la dissociation de cibles rapprochées. Leur dissociation est alors possible sur l'imagerie avec migration, comme montré en figure IV.42, notamment avec l'EDFT.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

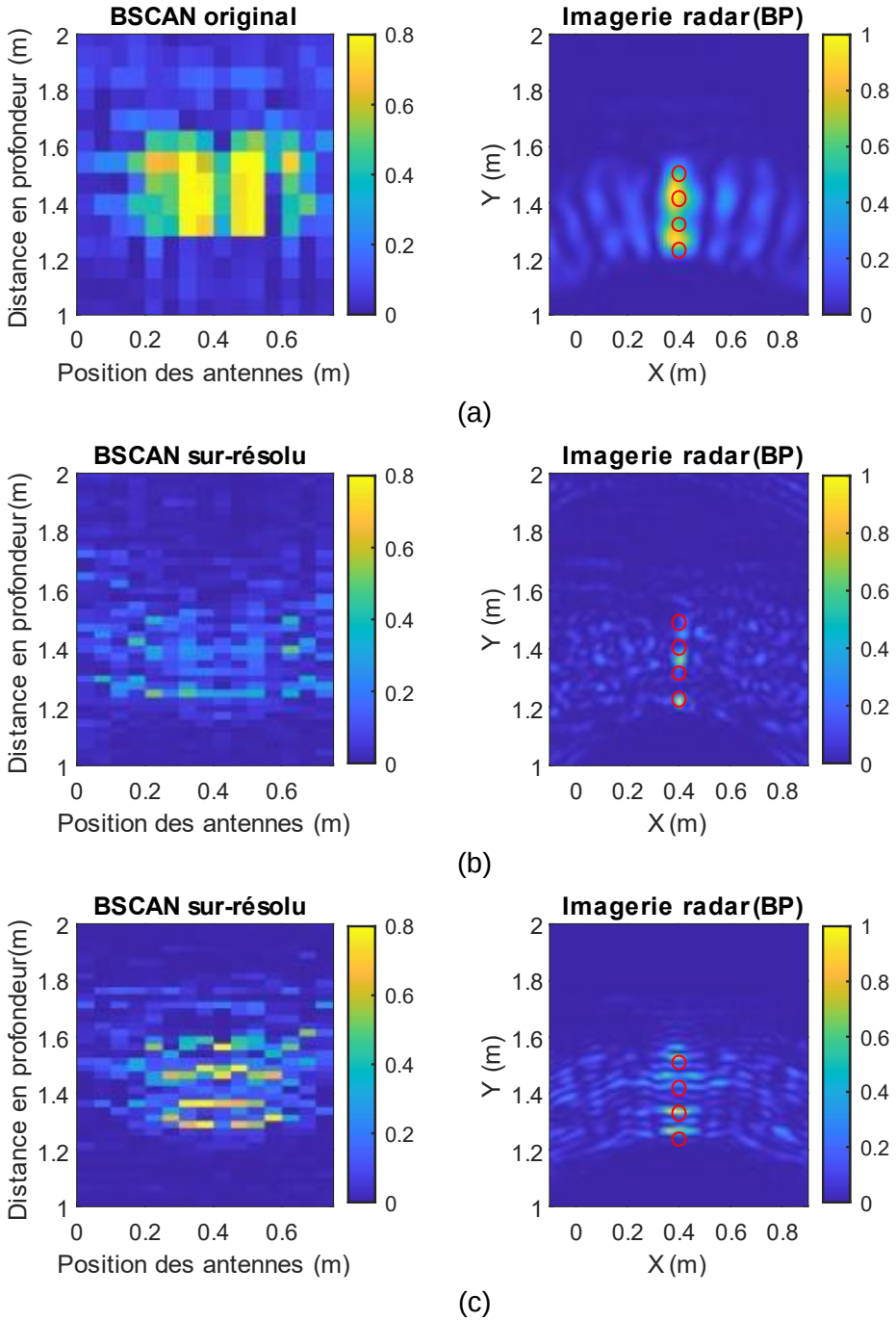


Figure IV.42 – Hyperboles de migration et imageries 2D originale (a), traitées par la méthode NN (b) et via l'EDFT (c) pour un facteur d'extension de 3. Essai N°2.

4.3. Perspectives

Une approche a été proposée pour l'analyse spectrale haute résolution de signaux périodiques multi-composantes. Il s'agit de réaliser une extension temporelle du signal. Cette approche a été menée à l'aide d'algorithmes issus de la littérature et d'une nouvelle méthode basée sur les réseaux de neurones (NN). Plusieurs mesures et essais ont été menés pour valider l'approche proposée : détection de cibles et construction d'imageries 2D. Ces

Licence CC BY-NC-ND 3.0

expérimentations ont permis d'évaluer et de réaliser une comparaison entre l'algorithme EDFT et le traitement par les réseaux de neurones. Deux techniques, bidirectionnelle et récursive, ont été employées pour augmenter le facteur d'extension du signal à l'aide des réseaux de neurones. Pour la méthode NN, les erreurs de prédiction sont élevées et limitent l'extension à un facteur de 5. Pour dépasser cette limitation la topologie du réseau doit être optimisée et la performance de prédiction doit être améliorée. Par ailleurs, les expérimentations montrent que l'algorithme EDFT est plus robuste et qu'il permet une extension de la résolution en distance satisfaisante. Toutefois, le choix de l'une des deux solutions est difficile à ce stade car il dépend du contexte d'utilisation et des capacités de calcul disponibles.

Les réseaux de neurones offrent de nouvelles perspectives dans le domaine du radar. Les travaux que nous avons présentés montrent que l'augmentation de la résolution du radar FMCW peut être réalisée à l'aide de cette méthode. Aussi, la possibilité de déployer le réseau de neurones sur une plateforme embarquée, telle que la Raspberry PI [BHARADWAJA2018] [KHUDHAIR2020] est une piste intéressante pour le montage sur drone. La méthode proposée permet un traitement en temps rapide du signal et peut être assimilée à une méthode non-paramétrique. Cependant, pour obtenir une erreur de prédiction minimisée et augmenter la performance du NN, d'autres typologies de réseaux, plus complexes, ou à « effet mémoire » (réseaux récurrents) doivent être étudiés.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Références bibliographiques

[ZHONG2009] Y. Zhong, C. Yan, S. Zhao-qiang, et L. Yao-bing, « The Super-Resolution Range Imaging Based on multiband wideband signal fusion », in 2009 2nd Asian-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Xian, Shanxi, China, oct. 2009, p. 160-164, doi: 10.1109/APSAR.2009.5374131.

[CUOMO1999] K. M. Cuomo, J. E. Pion, et J. T. Mayhan, « Ultrawide-band coherent processing », IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 47, nº 6, p. 1094-1107, juin 1999, doi: 10.1109/8.777137.

[SUWA2003] K. Suwa et M. Iwamoto, « A bandwidth extrapolation technique of polarimetric radar data and a recursive method of polarimetric linear prediction coefficient estimation », in IGARSS 2003. 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Proceedings (IEEE Cat. No.03CH37477), Toulouse, France, 2003, vol. 7, p. 4329-4331, doi: 10.1109/IGARSS.2003.1295505.

[RAGUSO2018] M. C. Raguso, L. Piazzo, M. Mastrogiuseppe, R. Seu, et R. Orosei, « Resolution Enhancement and Interference Suppression for Planetary Radar Sounders », in 2018 26th European Signal Processing Conference (EUSIPCO), Rome, sept. 2018, p. 1212-1216, doi: 10.23919/EUSIPCO.2018.8553468.

[PIAZZO2019] L. Piazzo, M. C. Raguso, R. Seu, et M. Mastrogiuseppe, « Signal enhancement for planetary radar sounders », Electronics Letters, vol. 55, nº 3, p. 153-155, févr. 2019, doi: 10.1049/el.2018.7284.

[ABOU-KHOUSA2009] M. A. Abou-Khousa, D. L. Simms, S. Kharkovsky, et R. Zoughi, « High-resolution short-range wideband FMCW radar measurements based on MUSIC algorithm », in 2009 IEEE Intrumentation and Measurement Technology Conference, Singapore. Singapore, mai 2009, p. 498-501, doi: 10.1109/IMTC.2009.5168500.

[BOUCHARD1994] M. Bouchard, D. Gingras, Y. de Villers, et D. Potvin, « High Resolution Spectrum Estimation of FMCW Radar Signals », in IEEE Seventh SP Workshop on Statistical Signal and Array Processing, Quebec, City, QC, Canada, 1994, p. 421-424, doi: 10.1109/SSAP.1994.572532.

[STOICA2005] P. Stoica et R. L. Moses, Spectral analysis of signals. Upper Saddle River, N.J: Pearson/Prentice Hall, 2005.

[KAY1981] S. M. Kay et S. L. Marple, « Spectrum analysis—A modern perspective », Proc. IEEE, vol. 69, nº 11, p. 1380-1419, 1981, doi: 10.1109/PROC.1981.12184.

[SCHMIDT1986] R. Schmidt, « Multiple emitter location and signal parameter estimation », IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 34, nº 3, p. 276-280, mars 1986, doi: 10.1109/TAP.1986.1143830.

[HAYES1996] M. H. Hayes, Statistical digital signal processing and modeling. New York: John Wiley & Sons, 1996.

[LIEPINS2013] V. Liepins, « Extended Fourier Analysis of Signals », 2013, p. 29, arXiv:1303.2033.

[BONACCI2004] D. Bonacci, C. Mailhes, M. Chabert, et F. Castanié, « The impact of High Resolution Spectral Analysis methods on the performance and design of millimetre wave FMCW radars », ADAR 2004 - International Conference on Radar System, p. 5, 2004.

[HYNDMAN2018] Rob J Hyndman et George Athanasopoulos, Forecasting: Principles and Practice. OTexts: Melbourne, 2018. (Accessible : https://otexts.com/fpp2/, consulté le 22/10/2020)

[PRENAT2012] M. Prenat, « Séries temporelles », Techniques de l'ingénieur, p. 44, 2012.

[SIT_MATLAB] Page web, Boite à outil « System Identification Toolbox », Matlab, https://fr.mathworks.com/help/ident/ref/forecast.html (consultée le 27/10/2020)

[HOYER1977] E. Hoyer et R. Stork, « The zoom FFT using complex modulation », in ICASSP '77. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Hartford, CT, USA, 1977, vol. 2, p. 78-81, doi: 10.1109/ICASSP.1977.1170177.

[GIANAZZA2018] D. Gianazza, « Apprentissage artificiel et application en gestion du trafic aérien », Techniques de l'ingénieur, p. 23, 2018.

[PATTERSON2018] J. Patterson, A. Gibson, et D. Rougé, « Deep learning en action: la référence du praticien », 2018.

[YZHANG2019] Y. Zhang, D. Chen, et C. Ye, Toward Deep Neural Networks: WASD Neuronet Models, Algorithms, and Applications, 1re éd. Boca Raton, Florida : CRC Press, [2019] | Series: Chapman & Hall/CRC artificial intelligence and robotics series: Chapman and Hall/CRC, 2019.

[SORIN2001] F. Sorin, L. Broussard, et P. Roblin, « Régulation d'un processus industriel par réseaux de neurones », Techniques de l'ingénieur, p. 16, 2001.

[WERBOS1988] Werbos, « Backpropagation: past and future », in IEEE International Conference on Neural Networks, San Diego, CA, USA, 1988, p. 343-353 vol.1, doi: 10.1109/ICNN.1988.23866.

[TENSORFLOW_WEB] Page web, TensorFlow, https://www.tensorflow.org/ (consultée le 27/10/2020)

[KERAS_WEB] Page web, Keras, https://keras.io/ (consultée le 27/10/2020)

[CUDA-GPUS_WEB] Page web, CUDA, https://developer.nvidia.com/cuda-gpus (consultée le 27/10/2020)

[KERAS_OPT_ADAM] Page web, Optimiseurs Keras, https://keras.io/api/optimizers/adam/ (consultée le 27/10/2020)

[OZDEMIR2012] C. Özdemir, Inverse synthetic aperture radar imaging with MATLAB algorithms. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

[PISA2018] S. Pisa, E. Piuzzi, E. Pittella, P. D'Atanasio, A. Zambotti, et G. Sacco, « Comparison Between Delay and Sum and Range Migration Algorithms for Image Reconstruction in Through-the-Wall Radar Imaging Systems », IEEE J. Electromagn. RF Microw. Med. Biol., vol. 2, nº 4, p. 270-276, déc. 2018, doi: 10.1109/JERM.2018.2878070.

[BHARADWAJA2018] V. Bharadwaja, R. Ananmy, S. Nikhil, K. V. Vineetha, J. Shah, et D. G. Kurup, « Implementation of Artificial Neural Network on Raspberry Pi for Signal Processing Applications », in 2018 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), Bangalore, sept. 2018, p. 1488-1491, doi: 10.1109/ICACCI.2018.8554887.

[KHUDHAIR2020] A. B. Khudhair et R. F. Ghani, « IoT Based Smart Video Surveillance System Using Convolutional Neural Network », in 2020 6th International Engineering Conference "Sustainable Technology and Development" (IEC), Erbil, Iraq, févr. 2020, p. 163-168, doi: 10.1109/IEC49899.2020.9122901.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Conclusion et perspectives

Les travaux présentés dans cette thèse ont porté sur l'étude et le développement d'une architecture de radar à pénétration de sol dédié à une intégration sur drone.

Dans le premier chapitre, la définition de l'ultra-large bande (ULB) ainsi que des exemples d'applications de radars ULB ont été présentés. L'état des systèmes géoradar a fait l'objet d'une synthèse, tout comme celle de son mode de fonctionnement, des types d'antennes et techniques de conceptions associées ainsi que des traitements d'imageries conventionnels et émergents. Par ailleurs, la modélisation des paramètres du sol ainsi que des outils de simulation de ce type de radar ont été présentés. Pour la conception d'un GPR (Ground Penetrating Radar), il a été noté que même si le radar impulsionnel était historiquement le plus utilisé, différentes formes d'onde ULB peuvent être employées et les architectures associées sont très différentes. Pour le développement d'une architecture, un choix de la forme d'onde s'est imposé suite au bilan des performances des architectures associées. Il a également été constaté, au travers des travaux relatant de la conception de géoradars embarqués, que ces systèmes ne favorisent pas nécessairement les basses fréquences, limitant ainsi la profondeur de pénétration. L'un des facteurs de cette limitation repose sur le poids et l'encombrement du système antennaire autorisant le rayonnement des fréquences basses. Dans le but de développer une nouvelle architecture répondant à ces problématiques, nous avons fait le choix de la forme d'onde FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave). Ce choix a été notamment guidé par le type d'architecture simple (homodyne) et permettant un compromis entre rapidité de mesure et performance atteignable (dynamique).

Le second chapitre a été consacré aux développement de l'architecture du radar FMCW. Nous avons en premier lieu dimensionné les paramètres du radar et sélectionné une plage de durée de Chirp de l'ordre de la milliseconde pour permettre l'utilisation d'un ADC (Analog to Digital Converter) de haute résolution verticale (> 16 bits) et présentant une dynamique de mesure importante. Par ailleurs, une plateforme de cosimulation a été conçue pour effectuer des simulations de l'architecture et pour éprouver les développements présentés dans ce chapitre. Cette plateforme intègre la simulation de l'architecture du radar sous ADS (Advanced Design System), la simulation FDTD (Finite-Difference Time-Domain) de la propagation de l'onde dans le milieu (scène) via le logiciel gprMax et un traitement des signaux en réception a finalement été réalisé sous Matlab pour produire les imageries correspondantes. Un premier axe de développement de l'architecture a consisté à proposer une solution permettant de répondre à la problématique du poids et de l'encombrement du système antennaire pour un montage sur drone. Pour cela, l'utilisation d'une seule antenne a été explorée. L'étude et le développement d'une méthode d'aiguillage a été réalisée et un système de commutation, reprenant les concepts de la technique FMICW (Frequency Modulated Interrupted Continuous Wave), a été dimensionné. Le choix de la séquence de commutation adaptée, servant à piloter le commutateur, a été effectuée et la séquence avec un rapport cyclique de 50% a finalement été retenue. Une méthode de mesure a été proposée pour balayer la portée du radar à l'aide de plusieurs fréquences de commutation et pour répondre à la contrainte imposée par le profil de détection obtenu pour ce type de séquence. Toutefois, l'utilisation d'une seule antenne conduit à une nouvelle problématique, liée à l'adaptation imparfaite de l'antenne. Ce signal, pouvant être d'un niveau élevé vis-à-vis du signal provenant des cibles, est susceptible de limiter la dynamique de mesure du radar ou de saturer le récepteur. Pour réduire ce signal parasite, une fenêtre temporelle aveugle a été générée dans les premiers instants de mesure à l'aide d'une configuration à deux commutateurs. La durée de cette fenêtre doit être

Licence CC BY-NC-ND 3.0

sélectionnée en fonction du coefficient de réflexion (dans le domaine temporel) de l'antenne utilisée. Des mesures et essais ont été présentés mettant en situation la méthode d'aiguillage sur une antenne Koshelev fonctionnant dans la bande 300 MHz à 3 GHz et permettant l'augmentation de la dynamique de mesure. Dans ce chapitre, un second axe de développement s'est porté sur la génération de la forme d'onde. Plusieurs montages sont possibles pour la génération de la rampe de fréquence et l'objectif a été de rendre possible la sélection des fréquences de fonctionnement tout en utilisant une solution faible cout. Pour cela, l'utilisation d'un VCO (Voltage-Controlled Oscillator) en oscillation libre a été retenue. Cependant, la non-linéarité du VCO, liée à la réponse en tension du composant et notamment pour des largeurs de bande importantes, est susceptible de provoquer une forte dégradation du signal utile. Plusieurs méthodes ont été développées pour la correction de la non-linéarité. Pour réduire les traitements numériques nécessaires aux méthodes existantes, une nouvelle méthode de correction a été proposée. Il s'agit d'une correction analogique basée sur l'utilisation d'un signal de battement de référence, obtenu à partir d'une ligne à retard coaxiale. Ce signal est alors utilisé en temps qu'horloge pour l'échantillonnage non-uniforme du signal de battement et permet de compenser la non-linéarité contenue dans la fréquence du signal de battement utile. Cette méthode de correction a été validée au travers de simulations à l'aide de la plateforme de simulation et de mesures expérimentales. Les résultats obtenus ont démontré la possibilité d'utiliser des sources VCO en oscillation libre ayant des caractéristiques fréquence-tension de linéarité médiocres.

Le troisième chapitre concerne l'implémentation d'un démonstrateur radar fonctionnant dans la bande 300 MHz à 2400 MHz et intégrant les développements présentés précédemment. Dans une première partie, les différentes parties de l'architecture du radar ont été dimensionnées et développées. Un module de commutation comprenant les deux commutateurs pour l'aiguillage des signaux sur une seule antenne a été conçu et caractérisé. L'architecture du radar, incluant la correction analogique de la non-linéarité du VCO ainsi que la conception d'une carte de traitement analogique et numérique, ont été dimensionnées et intégrées. Des simulations de l'architecture complète ainsi qu'une caractérisation en dynamique et sensibilité du démonstrateur ont été réalisés pour deux bandes de fréquence : 400 à 800 MHz et 1 à 2 GHz, en utilisant deux sources VCO différentes et pour des fréquences de commutation différentes. L'atténuation maximum du canal acceptée et mesurée est de l'ordre de 80 dB avec un SNR (Signal to Noise Ratio) de 10 pour les différentes configurations du système radar, permettant d'envisager des expérimentations sur sites. Dans une seconde partie du chapitre, des essais du démonstrateur ont été menés pour la détection et la localisation de réseaux enterrés. Pour cela le démonstrateur a été installé sur un chariot. Les mesures effectuées ont permis de valider la détection de réseaux enterrés sur différents sites. Pour ces expérimentations, deux sources VCO ont été utilisées, pour un changement de la bande de fréquence.

Le quatrième chapitre est consacré plus largement à l'augmentation de la résolution en distance du radar FMCW. Dans le cadre du radar FMCW, la résolution en distance est liée à la largeur de bande de fréquence mais également à la méthode d'analyse spectrale utilisée pour traiter le signal de battement. Dans une première partie, les algorithmes MUSIC (MUltiple SIgnal Classification) et EDFT (Extended DFT) pour l'obtention d'une super-résolution spectrale ont été présentés. Etant donné la difficulté à utiliser avec efficacité des outils paramétriques, tels que l'algorithme MUSIC, sur les signaux de battement dont le nombre de composantes fréquentielles est inconnu à priori, ont été explorés et confrontés l'algorithme EDFT et des méthodes d'analyse basées sur la modélisation autorégressive (AR) destinées à

Licence CC BY-NC-ND 3.0

étendre l'évolution temporelle du signal de battement. Ces méthodes ont été appliquées à des signaux GPR issus de la plateforme de simulation et ont été évaluées quant à leur robustesse. Il a été montré que l'algorithme EDFT présentait un bon compromis entre performance (résolution) et robustesse pour traiter des signaux radar réalistes. La seconde partie du chapitre présente les travaux d'exploration de nouvelles méthodes pour l'augmentation de la résolution basée sur la mise en œuvre de réseaux de neurones. L'objectif étant la prédiction de l'évolution temporelle du signal de battement, une méthode de traitement permettant de dimensionner les différentes couches cachées du réseau a été mise en place. Plusieurs configurations de réseau ont été entrainées et évaluées à l'aide des signaux de battement théoriques et simulés. Après un choix de l'architecture du réseau, des essais sur des signaux de mesure ont été réalisés pour une analyse de performance et une comparaison avec l'algorithme EDFT. Il a été mis en évidence lors des expérimentations que la méthode de traitement proposée permettait un traitement rapide du signal et l'augmentation de la résolution. L'utilisation de réseaux de neurones offre une perspective très intéressante pour un traitement embarqué, toutefois, l'optimisation du réseau doit être faite pour une meilleure robustesse, en comparaison avec celle fournie par l'algorithme EDFT.

Les essais réalisés avec le démonstrateur ont permis de mettre en évidence de nombreux axes d'amélioration. Un premier axe concerne l'optimisation de l'architecture du radar, les travaux futurs envisagés concernent l'intégration de la chaine RF sur carte pour réduire l'encombrement et réduire les longueurs électriques entre les composants. Pour l'échantillonnage du signal de battement, le choix d'un ADC ayant une plus haute résolution pourra conduire à l'augmentation de la dynamique de réception du radar. Pour augmenter la résolution du radar, la mise en place d'une source ayant une bande fractionnaire plus élevée pourra être réalisée à l'aide d'un décalage de fréquence (mélange) et d'un VCO fonctionnant dans une bande fréquentielle plus haute. Dans le cadre d'une industrialisation, un choix de la fréquence, appuyé par des essais en fonction des applications visées, et satisfaisant à la norme d'utilisation des fréquences doit être fait.

Pour la mise en pratique du démonstrateur, de nouvelles expérimentations sur site seront effectuées. En effet, ces essais sont à mener au travers de différentes configurations antennaires, selon le choix des caractéristiques de l'antenne et de la hauteur de vol du drone. Des applications sont à explorer pour la détection d'objets enfouis, tels que les mines anti-personnelles, ou la cartographie de réseaux à partir du radar embarqué. Une itération supplémentaire sera réalisée en simulation pour la mise à contribution de la zone aveugle pour des distances différentes (hauteur drone), dans le but d'atténuer l'écho du sol et d'augmenter la sensibilité de mesure. Enfin, l'utilisation des outils de traitement tel que l'EDFT et les réseaux de neurones pour l'augmentation de la résolution du radar pourront être employés sur des imageries GPR issus d'expérimentations. D'autres applications concernant l'emploi des réseaux de neurones sont à explorer pour le GPR sur drone, notamment pour la réduction du clutter ou le traitement des cartographies.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexes

Annexe 1. Définition des paramètres pour la modélisation du sol 260
Annexe 2. Caractéristiques de l'antenne K 262
Annexe 3. Caractéristiques de la ligne à retard coaxiale.....263

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 1. Définition des paramètres pour la modélisation du sol

Permittivité électrique :

La permittivité électrique exprime le degré de sensibilité du matériau face au champ électrique appliqué. La permittivité absolue dans l'espace libre s'écrit :

$$\varepsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} F/m \quad \text{(A1.1)}$$

La permittivité électrique dans le matériau s'écrit :

$$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \quad \text{(A1.2)}$$

Avec la permittivité relative ε_r qui varie de 1 à 80 pour la plupart des matériaux géologiques. La permittivité peut se mettre sous sa forme complexe :

$$\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon'' \quad \text{(A1.3)}$$

Où ε' désigne la capacité à accumuler de l'énergie et ε'' les pertes par absorption. Les pertes occasionnées dans un diélectrique sont reliées à la tangente de pertes :

$$\tan(\delta) = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon} \quad \text{(A1.4)}$$

Le courant de déplacement généré sous l'application d'un champ E s'écrit :

$$\overrightarrow{J_D} = \varepsilon \frac{d\vec{E}}{dt} \quad \text{(A1.5)}$$

Perméabilité magnétique :

La perméabilité magnétique quantifie les phénomènes d'induction du matériau face au champ magnétique appliqué. La perméabilité magnétique absolue dans l'espace libre s'écrit :

$$\mu_0 = 1.256 \cdot 10^{-6} H/m \quad \text{(A1.6)}$$

La perméabilité magnétique dans le matériau s'écrit :

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad \text{(A1.7)}$$

La perméabilité relative μ_r est considérée comme égale à 1 pour des matériaux non magnétiques, ce qui est le cas pour la majorité des milieux sondés par le GPR. La forme complexe de la perméabilité est donc rarement prise en compte dans ce cas.

Conductivité :

La conductivité est liée au déplacement des charges libres dans le milieu lors de l'application d'un champ électromagnétique. La conductivité s'exprime également en grandeur complexe :

Licence CC BY-NC-ND 3.0

$$\sigma = \sigma' + j\sigma'' \quad \text{(A1.8)}$$

La conductivité des sols est comprise entre 10^{-8} et 1 S/m. Le courant de conduction, issu de la loi d'Ohm s'écrit :

$$\overrightarrow{J_C} = \sigma\vec{E} \quad \text{(A1.9)}$$

Avec $\overrightarrow{J_c}$ la densité de courant due aux charges libres ou courant de conduction (A/m²), σ la conductivité électrique (S/m) et $\vec{E}$ le champ électrique (V/m).

Propagation d'une onde EM dans un diélectrique parfait :

La vélocité de propagation (m/s) dans l'espace libre s'écrit :

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}} \approx 3 \cdot 10^8 \; m/s \quad \text{(A1.10)}$$

La vélocité de propagation dans le matériau s'écrit (la perméabilité relative μ_r est à 1) :

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad \text{(A1.11)}$$

L'impédance d'onde dans le matériau s'écrit :

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad \text{(A1.12)}$$

L'onde se propageant en direction de l'axe z dans un diélectrique parfait (sans pertes) est décrite par :

$$E(z) = E_0 e^{-jkz} \quad \text{(A1.13)}$$

Avec la constante de phase (ou le vecteur nombre d'ondes) s'écrit :

$$k = \frac{\omega}{v} = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} \; (m^{-1}) \quad \text{(A1.14)}$$

La longueur d'onde dans le matériau s'écrit :

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{v}{f} \quad \text{(A1.15)}$$

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 2. Caractéristiques de l'antenne K

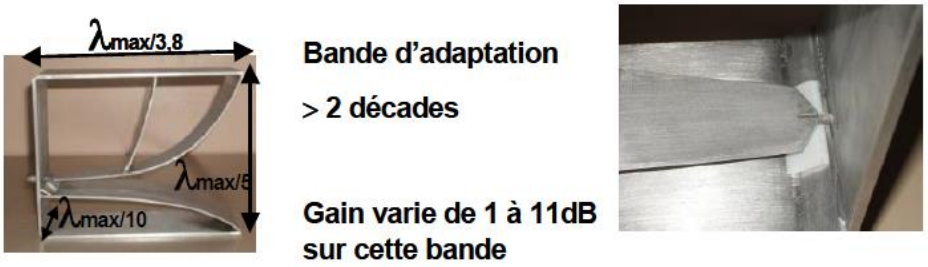
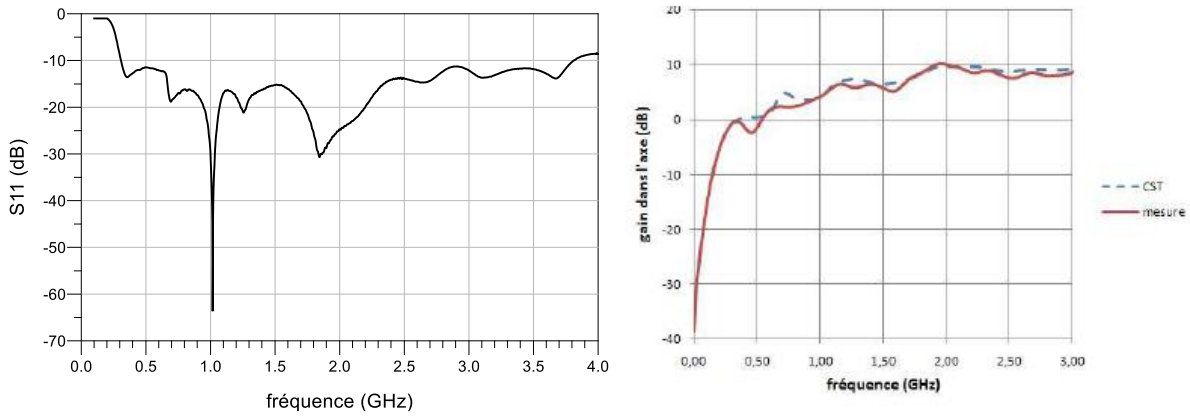


Figure A2.1 – Caractéristiques de l'antenne K.



(a) (b)

Figure A2.2 – Coefficient de réflexion S11 (a) et gain dans l'axe (b) de l'antenne K.

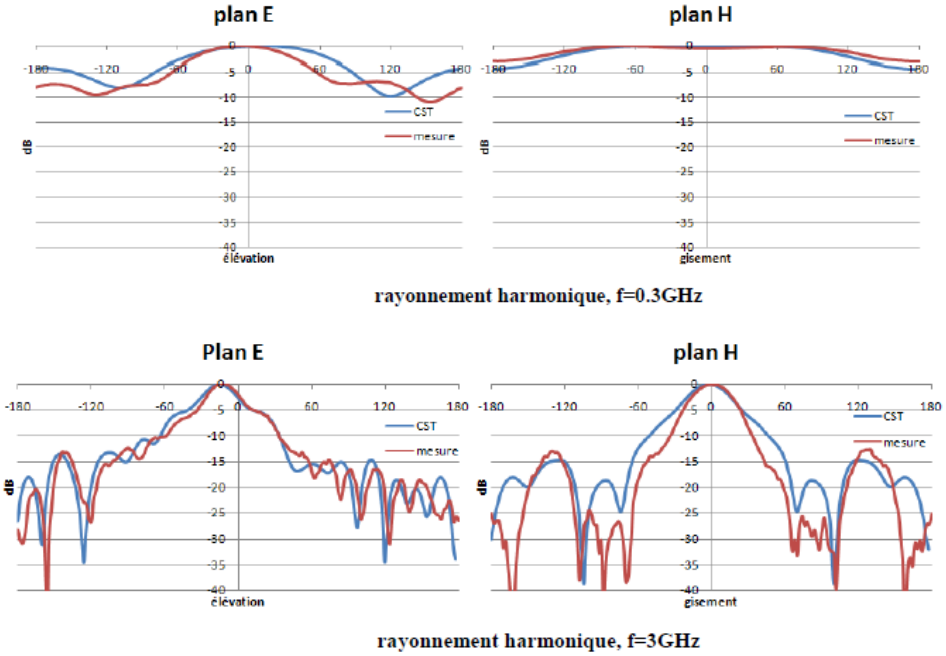


Figure A2.3 – Diagrammes de rayonnement de l'antenne K.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Annexe 3. Caractéristiques de la ligne à retard coaxiale

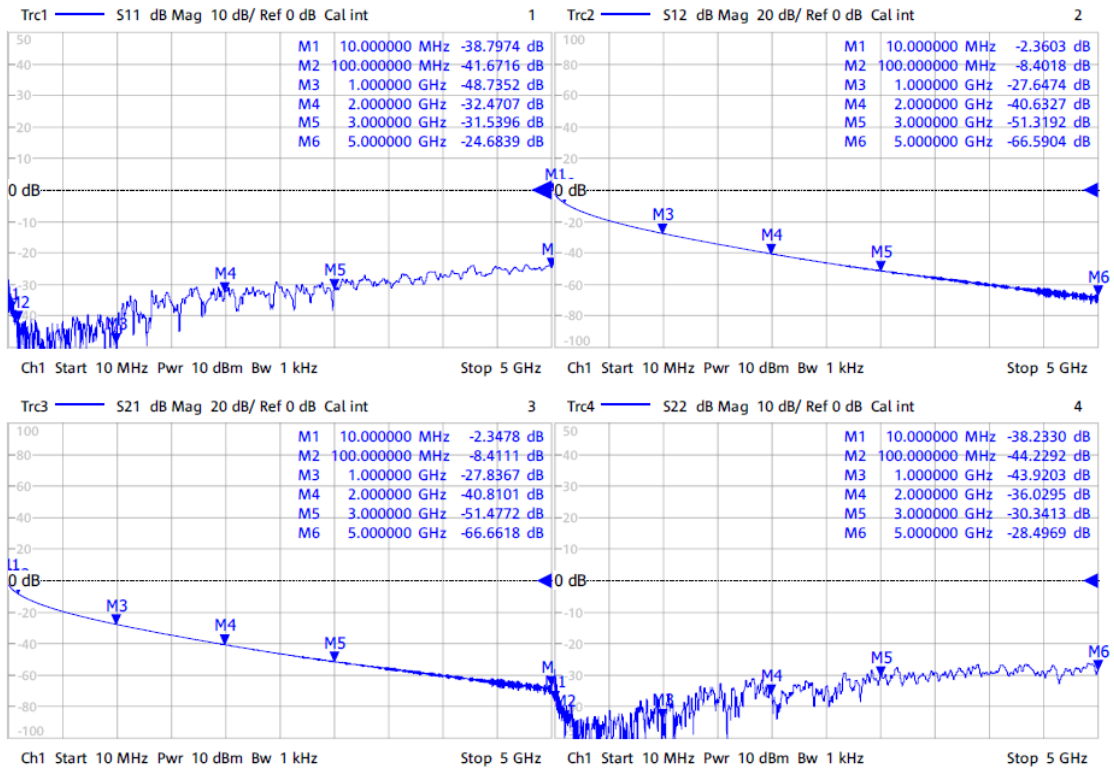


Figure A3.1 – Mesure des paramètres S de la ligne à retard coaxiale.

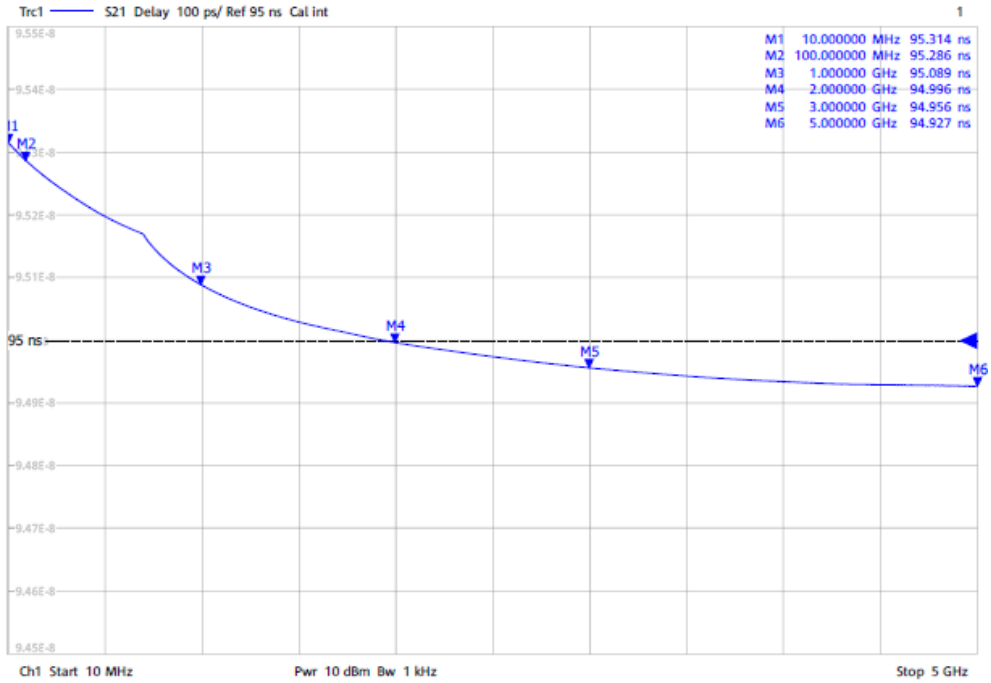


Figure A3.2 – Mesure du temps de groupe de la ligne à retard coaxiale.

Licence CC BY-NC-ND 3.0

Développement d’une architecture de RADAR à pénétration de sol dédié à une intégration sur drone

Le GPR (Ground Penetrating Radar) ou géoradar est utilisé pour la prospection des sous-sols. Par ailleurs, le marché des drones a rapidement évolué ces dernières années et la performance des solutions volantes actuelles vient offrir de nouvelles perspectives quant à leur utilisation. L’association des technologies du drone et du géoradar est alors une idée très attractive. De nombreux défis et incertitudes sont liés au rayonnement des basses fréquences, utiles pour une meilleure pénétration, et qui impliquent une taille conséquente du système antennaire. De plus, une maîtrise du cout et de la consommation du système est requise. Pour répondre aux contraintes d’encombrement et de poids, des solutions d’aiguillage des signaux pour n’utiliser qu’une seule antenne ont été développées. Dans le but de permettre la génération reconfigurable et bas cout des fréquences du radar, l’utilisation de VCO (Voltage-Controlled Oscillator) couplé à une méthode de correction analogique de la non-linéarité de fréquence a été mise en place. Un démonstrateur radar a été mis en œuvre et des expérimentations sur site ont été réalisées. Enfin, l’exploration de solutions pour l’augmentation de la résolution en distance du radar est présentée et une méthode alternative basée sur les réseaux de neurones a été développée.

Mots-clés : Radar à pénétration de sol, Architecture radar ultra-large bande, FMCW, FMICW, Correction de non-linéarité de VCO, Résolution en distance, Réseaux de neurones.

Development of a ground-penetrating RADAR architecture dedicated to integration on a UAV

The GPR (Ground Penetrating Radar) is designed for underground imaging. In addition, the UAV market has evolved rapidly in recent years, and the performance of today's flying solutions offers new concepts for their use. The pairing of UAV and ground-penetrating radar technologies is a very attractive idea. Many challenges and uncertainties are related to low-frequency radiation, which is useful for better penetration, and which imply a consequent size of the antenna system. In addition, a reduction in the cost and consumption of the system is required. To meet compactness and weight constraints, switching solutions for using only one antenna have been developed. To allow the reconfigurable and low-cost generation of waveform from a VCO (Voltage-Controlled Oscillator), an analog frequency non-linearity correction method has been implemented. A radar demonstrator has been developed and on-site experiments have been carried out. Finally, the exploration of solutions for increasing the range resolution of the radar is presented and a method based on neural networks has been developed.

Keywords : Ground Penetrating Radar (GPR), UWB radar architecture, FMCW, FMICW, Voltage Controlled Oscillator (VCO) nonlinearity correction, Range resolution, Neural networks.