HAL open science

# Conception d'un système de contrôle d'antennes basé sur la radio logicielle pour réception et émission améliorées de données

Clément Campo

▶ **To cite this version:**

Clément Campo. Conception d'un système de contrôle d'antennes basé sur la radio logicielle pour réception et émission améliorées de données. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Poitiers, 2020. Français. NNT : 2020POIT2270 . tel-03209090

**HAL Id: tel-03209090**

**https://theses.hal.science/tel-03209090v1**

Submitted on 27 Apr 2021

**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.

# THESE

Pour l'obtention du Grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE POITIERS

(Faculté des Sciences Fondamentales et Appliquées)
(Diplôme National - Arrêté du 25 mai 2016)

Ecole Doctorale : Sciences et Ingénierie des Systèmes,
Mathématiques, Informatique (SISMI)

Secteur de Recherche : Electronique, Microélectronique, Nanoélectronique et Micro-ondes

Présentée par :

Clément Campo

**********

CONCEPTION D'UN SYSTÈME DE CONTRÔLE D'ANTENNES BASÉ SUR LA RADIO LOGICIELLE POUR RÉCEPTION ET ÉMISSION AMÉLIORÉES DE DONNÉES

**********

Soutenue le 16 Octobre 2020

devant la Commission d'Examen

**********

## JURY

| | |
|---|---|
| Jean-Michel Friedt, Maître de Conférences, HDR, Université de Besançon | Rapporteur |
| Renaud Loison, Professeur des universités, INSA Rennes | Rapporteur |
| Geneviève Baudoin, Professeur émérite, ESIEE Paris | Examinatrice |
| Jean-François Diouris, Professeur des universités, Polytech Nantes | Examinateur |
| Jean-Marie Paillot, Professeur des universités, Université de Poitiers | Directeur de thèse |
| Hervé Boeglen, Maître de Conférences, Université de Poitiers | Co-Encadrant |
| Loïc Bernard, Chargé de Recherches, HDR, ISL | Co-Directeur de thèse |
| Sébastien Hengy, Chargé de Recherches, ISL | Co-Encadrant |
| Markus Stefer, Dr Ingénieur, Aptiv Services | Membre invité |

*A la mémoire de ma grand-mère.*

# REMERCIEMENTS

*Tout d'abord, je tiens à remercier l'Institut franco-allemand de recherche de Saint-Louis (ISL) qui m'a accueilli et m'a financé pendant ces quatre années de recherche.*

*Je souhaite remercier Loïc BERNARD, grâce à qui j'ai eu une chance de faire mes preuves, d'abord en stage puis lors de cette thèse. Il a toujours été présent et ses conseils m'ont toujours été précieux. Il a su m'encourager quand j'en avais besoin et me rappeler à l'ordre quand j'en avais encore plus besoin. Merci pour tout.*

*Merci également à Sébastien HENGY, qui a accepté de m'encadrer après le début de ma thèse. Rien ne l'obligeait à s'embarquer dans ce projet, mais il s'est toujours montré gentil, souriant et encourageant envers moi. Et ses conseils se sont révélés salutaires plus de fois que je n'arrive à compter.*

*Merci à Markus STEFER, qui m'a encadré pendant mon stage et le début de cette thèse, avant son départ. Après quatre ans, nos échanges sont toujours un réel plaisir. Merci également d'avoir accepté de faire partie du jury de thèse. Dans l'espoir d'avoir à nouveau l'occasion de travailler ensemble dans le futur !*

*J'adresse mes plus sincères remerciements à tous mes collègues du groupe de recherche STC, ainsi qu'aux collègues des groupes GNC et ABX. Je ne compte plus le nombre de fois où je suis venu demander de l'aide pour mon projet, et je n'ai jamais trouvé porte fermée.*

*Bien sûr, je ne pourrais oublier de remercier Hervé BOEGLEN et Jean-Marie PAILLOT, mon encadrant à Poitiers et mon directeur de thèse respectivement. Mes encadrants à XLIM m'ont toujours apporté leur aide tout au long de ces quatre années, malgré la distance, et je n'aurais pas pu arriver si loin sans eux. Pour leurs conseils, leur bienveillance et leur patience, merci du fond du coeur. Je remercie aussi l'ensemble de mes collègues de XLIM que j'ai eu l'occasion de côtoyer pendant les trois mois que j'ai passés à Poitiers.*

*Je présente également mes remerciements à Renaud LOISON et Jean-Michel FRIEDT, pour avoir accepté les rôles de rapporteurs. Merci pour leur examen expert de mon travail et leurs remarques qui ont permis d'enrichir ce mémoire. Merci aussi à Geneviève BAUDOIN et Jean-François DIOURIS d'avoir accepté de faire partie du jury de thèse et pour leurs participations qui ont permis de maintenir une discussion intéressante tout au long de la soutenance.*

*Enfin, un paragraphe ne suffira pas à exprimer ma gratitude envers ma famille pour ce qu'elle a fait pour moi, depuis toujours. Simplement merci pour tout, donc. Et merci à ma compagne, Anaïs, qui m'a supporté jusqu'à la fin de cette thèse, en première ligne, même dans les moments les plus difficiles.*

# Table des matières

**RÉSUMÉ/SUMMARY** **7**

**INTRODUCTION** **9**

**1 ÉTAT DE L'ART DES RÉSEAUX D'ANTENNES ET RADIOS LOGICIELLES** **13**

1.1 Les antennes et réseaux . . . . . 13
1.1.1 Onde électromagnétique . . . . . 13
1.1.2 Diagrammes de rayonnement . . . . . 14
1.1.3 Directivité et Gain . . . . . 14
1.1.4 Polarisation . . . . . 16
1.1.5 Equation des télécommunications . . . . . 16
1.1.6 Interférences . . . . . 17
1.1.7 Définition d'un réseau d'antennes . . . . . 18
1.1.8 Propriétés et approximation en champ lointain . . . . . 19
1.1.9 Vecteur de réponse et facteur de réseau . . . . . 21
1.2 Le traitement d'antennes . . . . . 29
1.2.1 Circuit de base du traitement d'antenne : le beamformer . . . . . 29
1.2.2 Formation de faisceaux : le Beamforming . . . . . 30
1.2.3 Formation et dépointage de nuls : le Nullsteering . . . . . 32
1.2.4 Pondération en amplitude . . . . . 34
1.2.5 Radiogoniométrie (DOA) . . . . . 36
1.3 Les réseaux intelligents et le traitement d'antennes . . . . . 41
1.3.1 Définition des réseaux d'antennes intelligents . . . . . 41
1.3.2 Etat de l'art des réseaux d'antennes . . . . . 43
1.4 Télécommunications avec des projectiles . . . . . 44
1.4.1 Les antennes à diagramme fixe . . . . . 45
1.4.2 Les solutions à base de réseaux intelligents . . . . . 45
1.4.3 Etat de l'art des travaux menés à l'ISL . . . . . 46
1.5 Les radios logicielles . . . . . 47
1.5.1 Définition de radio logicielle . . . . . 47
1.5.2 Partie matérielle . . . . . 49
1.5.3 Débit de données . . . . . 53
1.5.4 Partie logicielle . . . . . 54
1.5.5 Etat de l'art des radios logicielles . . . . . 55
1.5.6 Radios logicielles utilisées pendant cette thèse . . . . . 57
1.6 Problématique : concevoir un système de contrôle d'antennes avec des radios logicielles du commerce . . . . . 60
1.7 Conclusion . . . . . 62

**2 RÉCEPTION DE DONNÉES POUR APPLICATIONS À ALIGNEMENT DE PHASE AVEC DES RADIOS LOGICIELLES COMMERCIALES 63**
2.1 Présentation de l'équipement utilisé . . . 63
2.1.1 Station de réception à base de radios logicielles . . . 63
2.1.2 Réseaux d'antennes . . . 64
2.2 Contextes de mesure . . . 69
2.2.1 Caractérisation à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) . 69
2.2.2 Oscilloscope numérique . . . 69
2.2.3 Chambre anéchoïque . . . 69
2.2.4 Champ de tir à Baldersheim . . . 70
2.3 Automatisation des mesures . . . 71
2.4 Problématique de réception de données en alignement de phase . . . 74
2.4.1 Modélisation des signaux reçus par un réseau piloté par USRPs . . 74
2.4.2 Normalisation des amplitudes . . . 76
2.4.3 Initialisation des phases . . . 77
2.4.4 Quantification des performances du système de réception . . . 82
2.4.5 Traitement réalisé pour les mesures en chambre anéchoïque . . . 85
2.5 Dépointage de faisceau : Beam steering . . . 86
2.5.1 Mesures en géométrie linéaire . . . 87
2.5.2 Mesures en géométrie carrée 2x2 . . . 89
2.6 Dépointage de nul : Null steering . . . 91
2.6.1 Courbes de gain mesurées à 2,3 GHz . . . 91
2.6.2 Erreurs entre consignes et mesures . . . 92
2.6.3 Conclusion sur le dépointage de nul . . . 93
2.7 Pondération en amplitude . . . 93
2.7.1 Influence de $N$ sur les performances . . . 94
2.7.2 Utilisation d'un ULA de 6 antennes . . . 95
2.7.3 Mesures en chambre anéchoïque . . . 95
2.7.4 Conclusion sur les mesures de pondération en amplitude . . . 96
2.8 DOA : estimation de la direction d'arrivée . . . 97
2.8.1 Contexte de mesure . . . 97
2.8.2 Mesures pour des géométries linéaires . . . 98
2.8.3 Mesures pour la géométrie en carré 2x2 . . . 100
2.9 Application : suivi de projectile . . . 105
2.9.1 Montage expérimental . . . 105
2.9.2 Suivi électronique . . . 107
2.9.3 Problématique : déclenchement à distance . . . 108
2.9.4 Etude de faisabilité . . . 110
2.9.5 Optimisation . . . 115
2.9.6 Application en conditions réelles . . . 120
2.9.7 Conclusion sur le suivi de projectile . . . 125
2.10 Conclusion sur la réception de données en alignement de phase . . . 126

**3 ÉMISSION DE DONNÉES POUR APPLICATIONS À ALIGNEMENT DE PHASE À L'AIDE DE RADIOS LOGICIELLES COMMERCIALES127**
3.1 Problématique liée au fonctionnement en émission . . . 127
3.1.1 Montage expérimental pour mesures en émission . . . 127
3.1.2 Problématique de l'émission de données par rapport à la réception 128
3.2 Solution proposée : le circuit de calibration . . . 131
3.2.1 Principe du montage en fonctionnement réel . . . 131
3.2.2 Modélisation des signaux et déformations . . . 132

3.2.3 A l'intérieur du circuit de calibration . . . . . 132
3.2.4 Algorithme de calibration en émission . . . . . 134
3.2.5 Pilotage par PCDuino . . . . . 136
3.2.6 Implémentation de la calibration automatisée sous GNU Radio . . 136
3.3 Validation expérimentale de la calibration automatisée . . . . . 138
3.3.1 Expérimentation proposée . . . . . 138
3.3.2 Couplages entre les voies d'une même USRP . . . . . 138
3.3.3 Résultats avant et après calibration automatisée . . . . . 142
3.4 Montage expérimental mis à jour . . . . . 144
3.4.1 Quantification des résultats en fonctionnement émission . . . . . 145
3.4.2 Premières mesures en chambre anéchoïque . . . . . 146
3.5 Dépointage de faisceau : Beam steering . . . . . 147
3.5.1 Mesures en géométrie linéaire . . . . . 147
3.5.2 Mesures en géométrie carrée 2x2 . . . . . 149
3.5.3 Mesures pour le réseau conique à 5,2 GHz . . . . . 151
3.6 Dépointage de nul : Null steering . . . . . 154
3.7 Discussion pour une utilisation bidirectionnelle . . . . . 156
3.8 Vers une électronique de radio logicielle embarquée dans un projectile . . . 157
3.8.1 Position des travaux menés par rapport à une problématique d'embarquement . . . . . 157
3.8.2 Réflexion sur les points importants pour une intégration dans un projectile . . . . . 157
3.8.3 Les défis à relever pour assurer un fonctionnement en alignement de phase dans un projectile . . . . . 158
3.9 Conclusion sur l'émission de données pour les applications à alignement de phase . . . . . 159

**CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES 160**

**A Création de blocs GNU Radio : tutoriel avec gr_modtool 171**
A.1 Contexte . . . . . 171
A.2 La création d'un nouveau module . . . . . 172
A.3 Création d'un bloc à l'aide de gr_modtool . . . . . 173
A.4 Code source . . . . . 174

**B Utilisation de variables globales dans GNU Radio 182**
B.1 Contexte et rappels . . . . . 182
B.2 Utilisation et exemple . . . . . 183

**C Résultats expérimentaux pour les ULAs en fonctionnement réception 184**
C.1 Résultats pour le dépointage de faisceau . . . . . 184
C.2 Résultats pour le dépointage de nul . . . . . 186
C.3 Résultats pour l'estimation de DOA . . . . . 187

**D Liste des publications en rapport avec la thèse 191**

# RÉSUMÉ

Les ondes électromagnétiques permettent d'échanger des informations sans fil sur des distances pouvant aller de quelques mètres à plusieurs années-lumière et sont, aujourd'hui plus que jamais, omniprésentes dans notre environnement. Le nombre toujours croissant d'appareils connectés appelle à une meilleure utilisation des ressources spectrales disponibles. Dans le cadre particulier des radiocommunications avec un projectile, étudié dans cette thèse, les communications doivent en plus être discrètes et fiables dans un environnement hostile. Dans le contexte général des télécommunications comme dans ce dernier domaine d'application, le filtrage spatial reconfigurable dynamiquement permis par les réseaux d'antennes offre ainsi de nombreux atouts pour les défis présents et à venir. Le contrôle de réseaux d'antennes nécessite une électronique fonctionnant en cohérence et en alignement de phase. Dans une précédente thèse, un système analogique a permis de dépointer vers une station alliée le lobe principal d'un réseau embarqué dans un projectile, durant toute la trajectoire de ce dernier. Ce système n'autorise cependant que seize configurations pour le diagramme de rayonnement du réseau et n'est fonctionnel qu'autour de 5,2 GHz. Par opposition, la radio logicielle utilise des composants large-bande programmables, qui permettent le traitement des signaux reçus ou à émettre en bande de base numérique. Son utilisation rendrait ainsi possible un contrôle du diagramme de rayonnement du réseau plus précis et un fonctionnement sur de larges bandes de fréquences. Cette technologie reste pourtant encore peu utilisée dans le cadre des applications à cohérence de phase. Ces travaux étudient donc les possibilités offertes par la radio logicielle pour les applications à cohérence, avec la contrainte supplémentaire d'alignement des phases, à travers les radiocommunications avec un projectile. Des réseaux d'antennes de géométries linéaire et planaire sont étudiés. Un système de contrôle d'antennes de quatre voies en réception et émission est conçu à partir de radios logicielles commerciales. Des solutions, distinctes pour la réception et l'émission de données, sont développées pour assurer une compensation automatisée des déphasages entre les voies. Plusieurs algorithmes de traitement d'antennes et d'estimation d'angle d'arrivée (DOA) sont implémentés en C++. Les équipements disponibles ne permettant pas une mesure automatisée des diagrammes de rayonnement des réseaux pilotés par radios logicielles, un montage expérimental est proposé. Les performances du système sont alors quantifiées en chambre anéchoïque pour des réseaux d'antennes de différentes géométries et des fréquences de fonctionnement allant de 2,3 à 5,2 GHz. Selon le réseau piloté, le lobe principal ou un nul de rayonnement peuvent être dépointés dans des plages angulaires allant de 60° à plus de 100°, selon une ou deux dimensions. Les algorithmes implémentés sont également utilisés pour développer une station au sol assurant le suivi de projectiles. Ce suivi, basé sur l'estimation de DOA de l'émetteur embarqué dans le projectile, est testé en conditions réelles. Plusieurs projectiles volant à des vitesses proches de celle du son sont alors correctement suivis électroniquement. Le rapport signal à bruit du signal recombiné grâce à la station de suivi est plus de 5 dB supérieur à celui d'une unique antenne du réseau et les données de vol du projectile sont correctement décodées.

# SUMMARY

As a wireless way to exchange information, electromagnetic waves are more omnipresent in our environment than ever. The ever increasing number of connected devices calls for a better use of the available spectrum. In the particular case of radiocommunications with a projectile, which is the case of study in this thesis, communications must also be discreet and reliable, even in a hostile environment. In the general framework of telecommunications as well as in this particular field of application, antenna arrays and the dynamic spatial filtering they allow offer multiple advantages for present and future challenges. Antenna array steering requires phase coherent and phase aligned functioning from the control electronics. In a previous PhD thesis, an analog system allowed beam steering of the array embedded in a projectile towards a base station at all times during projectile flight. However, this system was only able to switch between 16 different configurations for the embedded array radiation pattern and was functional only around a 5.2 GHz working frequency. On the other hand, Software Defined Radio (SDR) uses wide-band programmable components thanks to which received or generated signals can be processed in digital baseband. Therefore, using SDR would allow for a more precise control of the radiation pattern over large frequency bandwidths. Despite these promises, this technology remains rarely used for phase coherent applications. This work hence studies possibilities provided by commercial SDR for phase coherent and phase aligned applications. Radiocommunications with a projectile constitute the considered application. Linear and planar antenna arrays are studied. An antenna weighting system of 4 channels for both data reception and transmission is assembled using commercial SDR. Distinct solutions are developed for data reception or transmission in order to automate phase shift compensation between channels. Several antenna weighting and Direction of Arrival (DOA) algorithms are implemented in C++. As the available equipment does not allow the automated measurement of the radiation pattern of antenna arrays when steered by SDR, a dedicated experimental setup is proposed. The developed system performance is then quantified in an anechoic environment for arrays of different geometries, and working frequencies from 2.3 to 5.2 GHz. Depending on the measured array, the main lobe or null can be steered within 60 to more than 100° along 1 or 2 dimensions. The implemented algorithms are also used to develop a projectile tracking station based on DOA estimation of the transmitter embedded in the projectile. The resulting station is tested with several projectiles flying at a speed close to Mach 1. The projectiles are electronically followed by the system as expected from simulations. The signal to noise ratio of the station combined signals is superior to that of a single element signal by more than 5 dB, and transmitted flight data is correctly decoded.

# Introduction

### Contexte et problématique

Aujourd'hui média incontournable d'échange d'informations, les ondes électromagnétiques sont plus que jamais présentes dans notre environnement. En 1865, James Clerk Maxwell propose pour la première fois un modèle mathématique unifiant les théories de l'électricité et du magnétisme, jusqu'alors séparées [1]. Ses travaux sont plus tard connus sous le nom d'équations de Maxwell, et constituent la première prédiction théorique de l'existence d'ondes électromagnétiques pouvant se déplacer librement sans conducteur.

Il faut attendre la publication des travaux de Heinrich Hertz, plus de quinze ans après, pour démontrer expérimentalement l'existence d'ondes électromagnétiques et leur lien avec la circulation d'un courant alternatif dans un conducteur métallique [2]. L'application de ce phénomène pour transmettre des informations sans fil sur de longues distances se développe dès l'aube du vingtième siècle, d'abord uniquement par les gouvernements et les forces armées, avant que les avancées technologiques ne permettent progressivement d'améliorer et démocratiser la réception d'ondes radio des années 20 à 50. Le début des années 90 marque ensuite l'explosion des télécommunications avec l'avènement des réseaux de téléphonie mobile [3]. Ces nouvelles possibilités ont marqué une effervescence des nouvelles technologies, et aujourd'hui même les montres peuvent être connectées grâce à l'Internet of Things [4]. L'augmentation exponentielle du nombre d'appareils présents sur les réseaux et de leurs besoins en termes de débit constitue autant de défis pour la communauté des télécommunications. Dans cette optique de nombreuses études ont été menées, de nouvelles techniques ont été développées et de nouvelles installations ont été déployées pour augmenter l'efficacité spectrale et/ou spatiale des stations relais. On peut par exemple citer l'OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplexing) [5], l'utilisation de techniques MIMO (Multiple Input Multiple Output) et de systèmes multi-antennaires [6], ou même l'implémentation prochaine des réseaux mobiles 5G en France.

Les applications militaires des télécommunications sont pratiquement aussi vieilles que leur invention. Au-delà de l'évident avantage stratégique qu'offre une communication entre les troupes armées, l'échange de données avec des projectiles ou des systèmes "autonomes" tels que les drones représente un centre d'intérêt pour la recherche depuis le début de l'essor des télécommunications [7]. Les applications d'échanges de données entre stations alliées et projectiles s'accompagnent de contraintes particulières en comparaison d'applications plus classiques dans le domaine des télécommunications : lesdits projectiles sont généralement petits par rapport à des missiles standards, ce qui amène de fortes contraintes de miniaturisation pour les systèmes embarqués. Les communications doivent non seulement être sécurisées, mais également se montrer robustes en cas de brouillage ennemi ou de fortes atténuations pouvant se présenter au cours de la trajectoire du projectile. Enfin, le système doit fonctionner malgré des contraintes mécaniques énormes lors du tir (jusqu'à 20000 G d'accélération) et pendant le vol (forces centrifuges dues à des vitesses de rotation jusqu'à 1000 tours/s). Les réseaux d'antennes

permettent de répondre à plusieurs de ces exigences particulières et peuvent être intégrés dans des projectiles. Ils constituent ainsi une piste privilégiée pour l'évolution des radiocommunications embarquées, discrètes et fiables en milieu hostile. En effet, ils émettent un rayonnement directif, sous forme de lobes séparés par des minima locaux, qui peut être modifié. En fonction des pondérations en amplitude et en phase appliquées aux signaux de ses antennes constitutives, il est possible de dépointer le lobe principal du diagramme de rayonnement d'un réseau, ou de modifier le niveau de ses lobes secondaires [8]. De la même façon, il est possible de dépointer les minima locaux de son rayonnement dans des directions imposées par l'utilisateur. Avec ces atouts, les réseaux d'antennes offrent ainsi une meilleure robustesse aux interférences et aux tentatives de brouillage et d'écoute.

Un algorithme peut être implémenté par logiciel ou à l'aide de composants pour calculer et modifier les pondérations à appliquer à chaque antenne élémentaire en fonction de la situation. Ces réseaux d'antennes adaptatifs, dits "intelligents", peuvent consister en des circuits très simples de quelques déphaseurs et un micro-contrôleur [9], tout comme ils peuvent être à la base de RADARs ("RAdio Detection And Ranging") très performants et très onéreux, constitués de milliers d'antennes et pouvant être déployés dans des stations au sol ou des porte-avions [10]. L'électronique utilisée pour piloter le réseau d'antennes doit être adaptée à la bande de fréquence d'utilisation de ce dernier, et posséder une bande passante et une puissance de calcul suffisantes pour l'application visée. Un système générique capable d'assurer n'importe quelle application sans la moindre modification et pouvant être produit à grande échelle offre donc un avantage économique certain, mais les technologies actuelles ne le permettent pas. Les avancées technologiques de ces dernières décennies ont néanmoins rendu économiquement accessibles les radios logicielles ("SDR" pour "Software-Defined Radio" en anglais), qui utilisent des composants à large bande et programmables permettant de ramener les signaux analogiques dans le domaine numérique. Une fois ces signaux numérisés, il est alors possible de réaliser le traitement voulu en utilisant des algorithmes de traitement de signal numérique, qui ne vieillissent pas et permettent une grande flexibilité dans les traitements applicables sans modifier le matériel utilisé. Ces avantages certains et l'arrivée sur le marché de radios logicielles à bas coût ont contribué à un intérêt croissant de la communauté pour les radios logicielles. Des études ont ainsi montré la possibilité d'utiliser des systèmes à base de radios logicielles à bas coût en complément d'équipements dédiés onéreux, par exemple pour la détection d'avions dans les aéroports [11]. D'autres études ont également testé l'utilisation de radios logicielles commerciales pour des applications en alignement de phase telles que le pilotage de réseaux phasés [12, 13] ou la radiogoniométrie ("direction finding" en anglais) [14, 15, 16]. Cependant, à notre connaissance, ces études se focalisent sur des applications plus classiques dans le domaine des télécommunications, comme les liaisons inter-véhicules, la téléphonie mobile ou le suivi de satellites, mais jamais sur des applications aux vitesses aussi élevées ni aux contraintes aussi spécifiques que le vol de projectiles, qui utilisent encore aujourd'hui des systèmes dédiés.

D'un autre côté, l'Institut franco-allemand de recherche de Saint-Louis (ISL) travaille depuis longtemps sur l'instrumentation et l'amélioration de télécommunications bidirectionnelles avec un projectile en vol. Les réseaux intelligents peuvent être employés, d'une part, pour améliorer le suivi du projectile par les stations au sol (le suivi électronique permis par les réseaux d'antennes est bien plus rapide que le suivi mécanique d'une antenne montée sur une structure mobile). D'autre part, dans l'optique de contribuer au développement de "munitions intelligentes", il pourrait être envisagé d'embarquer dans un projectile un réseau intelligent chargé de suivre électroniquement la station au sol alliée. De par leur nature "à usage unique" cependant, les projectiles tirés ne peuvent être instrumentés avec de l'électronique embarquée trop chère. Le développement d'un sys-

tème générique capable de répondre à l'ensemble des applications de recherche de l'ISL sans nécessité de modifier les circuits existants constitue donc un enjeu économique important sur le long terme. Comme évoqué, la radio logicielle a bénéficié de plusieurs avancées récentes et, au vu du contexte précédemment introduit, il semble aujourd'hui intéressant d'étudier l'applicabilité de cette technologie pour les télécommunications bidirectionnelles et le suivi de projectile.

### Objectifs

Cette thèse a pour but la conception d'un système de contrôle d'antennes basé sur la radio logicielle commerciale pour réception et émission améliorées de données, dans le cadre des applications de suivi de projectiles. Les points importants sur lesquels se concentre le travail réalisé peuvent être énumérés comme suit.

— Développement des différentes briques technologiques nécessaires : définition du système commercial étudié, implémentation des algorithmes de traitement d'antennes et de radiogoniométrie, ainsi que des programmes pour réception et émission améliorées de données.

— Identification et étude des problématiques propres au passage d'architectures analogiques à des architectures numériques : modélisation des signaux reçus ou émis via plusieurs voies, développement de solutions logicielles et matérielles pour assurer un fonctionnement en cohérence et alignement de phase.

— Démonstration de concepts : mise en place des protocoles expérimentaux et évaluation des performances.

### Encadrement de la thèse

Ces contributions s'inscrivant dans un projet fortement pluridisciplinaire, l'expertise de plusieurs laboratoires est nécessaire pour mener à bien les différents aspects de ce projet. Cette thèse est le fruit d'une coopération entre le laboratoire XLIM et l'Institut franco-allemand de recherche de Saint-Louis (ISL).

— Le laboratoire XLIM est un institut de recherche pluridisciplinaire dont les disciplines s'articulent autour de l'électronique, la photonique et l'imagerie informatique et mathématique. L'équipe impliquée dans cette thèse se nomme Réseaux et Systèmes de Télécommunications (RESYST). XLIM est localisé sur plusieurs sites, dans notre cas les sites de Poitiers et Angoulême. Le laboratoire compte plus de 400 personnes entre enseignants-chercheurs, chercheurs CNRS, ingénieurs, techniciens, doctorants et personnel administratif.

— L'ISL est un établissement de recherche binational exploité en commun par l'Allemagne et la France, spécialisé dans la recherche scientifique pour les domaines de la défense et la sécurité du territoire, mais également impliqué dans les domaines de la sécurité civile et la protection contre le terrorisme. L'ISL est situé en France, en Alsace dans "le pays des trois frontières". Cette thèse s'inscrit dans les recherches menées par le groupe Senseurs, Télémétrie et Communications (STC) de la division Technique de vol pour projectiles.

**Présentation du manuscrit**

Le reste de ce manuscrit est divisé en trois chapitres. L'émission de données en alignement de phase ayant nécessité le développement de solutions nouvelles par rapport à la réception de données en alignement de phase, elle est développée après la réception de données dans ce manuscrit.

— Le premier chapitre présente les différents principes physiques essentiels à la compréhension des travaux réalisés, aussi bien pour la partie antennes et réseaux phasés que pour la technologie des radios logicielles. Un état de l'art présente l'état de la littérature dans ces domaines.

— Le second chapitre détaille l'ensemble des résultats obtenus lors de l'étude de réception de données en cohérence et alignement de phase avec des radios logicielles commerciales. Les différentes problématiques traitées, telles que la calibration des différentes voies de chaque radio logicielle en fréquence et en phase, la mise en place de protocoles expérimentaux ou l'interprétation des résultats obtenus, sont détaillées et une application originale de station de suivi de projectile est introduite.

— Le dernier chapitre traite du fonctionnement du système conçu pour l'émission de données en cohérence et alignement de phase. Les fonctionnements en mode réception et émission étant identiques du point de vue des télécommunications, le chapitre se concentre sur les problématiques spécifiques rencontrées en fonctionnement émission par rapport au fonctionnement réception et sur la présentation des résultats expérimentaux obtenus.

Les différents résultats de ces travaux sont regroupés dans une conclusion générale qui ouvre le débat sur les perspectives de recherche futures.

# Chapitre 1

# ÉTAT DE L'ART DES RÉSEAUX D'ANTENNES ET RADIOS LOGICIELLES

## 1.1 Les antennes et réseaux

Cette thèse ayant pour objet le pilotage de réseaux d'antennes à l'aide de radios logicielles commerciales, elle met en jeu de nombreuses notions de rayonnement électromagnétique et traitement d'antennes et réseaux. Avant de développer l'ensemble des travaux réalisés, il est donc naturel de revenir sur plusieurs notions importantes de ces domaines. Cette section présente les principes théoriques incontournables pour comprendre les résultats exposés dans la suite de ce manuscrit. Elle n'a cependant pas vocation à être exhaustive ni à réécrire l'ensemble des démonstrations mathématiques associées. Pour une étude plus exhaustive des ondes électromagnétiques, des antennes ou des réseaux phasés, le lecteur intéressé est invité à se reporter à [17], [18] ou [19].

### 1.1.1 Onde électromagnétique

Une information peut être transportée sans média sur de larges distances sous forme d'ondes électromagnétiques. En effet lorsqu'un signal électrique (c'est-à-dire un courant électrique variable portant une information à transmettre) alimente une antenne, cette dernière rayonne une onde électromagnétique. Les antennes peuvent être actives, c'est-à-dire qu'un dispositif est utilisé pour amplifier le signal émis ou reçu à partir d'une source d'énergie électrique externe. On se limite cependant dans ces travaux à l'étude d'antennes passives. On considère également des antennes parfaitement réciproques en émission et en réception. Le phénomène précédent est alors réversible : une onde électromagnétique captée par une antenne induit dans le conducteur de cette antenne un signal électrique de mêmes propriétés que celui qui a donné naissance à l'onde [20]. C'est ce phénomène qui est à la base des télécommunications et cela signifie que l'ensemble des principes présentés dans ce chapitre pour les antennes et les réseaux d'antennes sont valables aussi bien pour la réception que l'émission de signaux électromagnétiques. Une onde électromagnétique consiste en une variation des champs vectoriels électrique $\mathbf{E}$ et magnétique $\mathbf{B}$ (dans la suite de ce manuscrit, les grandeurs vectorielles sont notées en gras) se propageant à la vitesse de la lumière [19]. La figure 1.1 représente une onde électromagnétique se propageant dans la direction pointée par le vecteur $\mathbf{z}$.

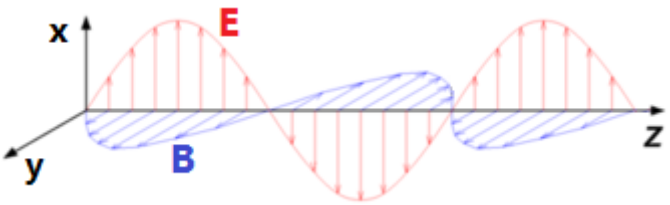



FIGURE 1.1 – Onde électromagnétique à polarisation linéaire se propageant selon l'axe **z** [21].

### 1.1.2 Diagrammes de rayonnement

Une onde électromagnétique se propage dans toutes les directions de l'espace si elle le peut (si elle n'est pas absorbée et ne rencontre pas d'obstacles). Une antenne rayonnant ainsi avec une même puissance dans toutes les directions de l'espace est appelée isotrope. Une telle antenne n'a pas de réalité physique et en pratique, une antenne rayonne de manière privilégiée dans certaines directions de l'espace. Le rayonnement d'une antenne peut prendre des formes variées et il apparaît nécessaire de pouvoir caractériser ce rayonnement. Le diagramme de rayonnement d'une antenne est ainsi défini comme une fonction mathématique ou une représentation graphique d'une grandeur caractérisant le rayonnement de cette antenne, par exemple l'amplitude du champ électrique, en fonction de chaque point d'un plan (dans le cas d'une représentation 2D) ou de l'espace. Un diagramme de rayonnement permet donc de visualiser la distribution angulaire de l'énergie que l'antenne rayonne. La figure 1.2 montre la représentation 3D du diagramme de rayonnement d'une antenne planaire ("patch"), dans laquelle la couleur indique l'amplitude du rayonnement de l'antenne, pour chaque direction de l'espace (les couleurs plus proches du rouge indiquent un rayonnement de plus forte amplitude).

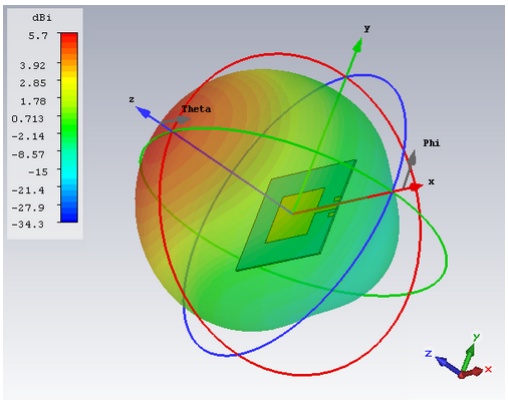



FIGURE 1.2 – Diagramme de rayonnement en 3D d'une antenne patch.

### 1.1.3 Directivité et Gain

La section précédente a introduit la notion de diagramme de rayonnement, qui permet de représenter la répartition de l'énergie rayonnée par une antenne dans l'espace. La directivité et le gain d'une antenne permettent de quantifier l'inégalité de répartition de cette énergie dans l'espace. En effet la directivité d'une antenne pour une direction donnée se définit par le rapport entre l'intensité du rayonnement émis par cette antenne dans la direction d'intérêt, sur l'intensité du rayonnement moyennée sur l'ensemble des directions de l'espace. Dans la suite du chapitre, l'espace en trois dimensions est décrit à

l'aide d'un repère sphérique. N'importe quel point de l'espace peut alors être défini par sa distance à l'origine $\rho$ et par deux angles $\theta$ et $\phi$, comme montré dans la figure 1.3.

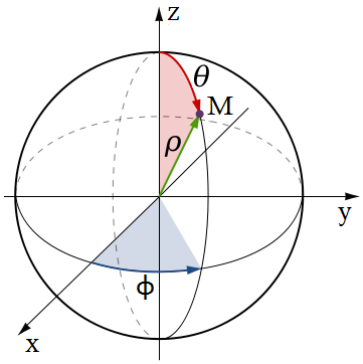



FIGURE 1.3 – Système de coordonnées sphériques, utilisé pour représenter l'espace en trois dimensions [17].

On appelle *I(θ,ϕ)* l'intensité du rayonnement irradié par l'antenne considérée dans la direction de l'espace définie par les angles $\theta$ et $\phi$ et $P_{rad}$ la puissance totale irradiée par une antenne isotrope de référence, obtenue en intégrant l'intensité de rayonnement de l'antenne de référence selon toutes les directions de l'espace ([17] p41). Puisque cette antenne de référence est isotrope, l'intensité de rayonnement *I(θ,ϕ)* qu'elle irradie est constante, de valeur $I_0$, quelle que soit la direction de l'espace considérée.

$$I_{\text{antenne isotrope de référence}}(\theta,\phi) = I_0 \quad [W/\text{angle solide}] \qquad \forall(\theta,\phi) \tag{1.1}$$

$$P_{rad} = \int_0^{2\pi}\int_0^{\pi} I_0 \, \sin\theta \, d\theta \, d\phi \quad [W] \tag{1.2}$$

La directivité $D$ de l'antenne étudiée peut alors s'écrire mathématiquement comme suit :

$$D(\theta,\phi) = \frac{4\pi I(\theta,\phi)}{P_{rad}} \quad [\,] \tag{1.3}$$

De la même façon, le gain d'une antenne s'écrit comme le rapport entre l'intensité de rayonnement dans la direction choisie et la puissance totale qu'irradierait une antenne de référence isotrope sans aucune perte, c'est-à-dire sa puissance d'entrée $P_{in}$. On définit la puissance d'entrée de cette antenne de référence par rapport à sa puissance irradiée et à son rendement $e_{ref}$ comme suit.

$$P_{rad} = e_{ref}\, P_{in}, \qquad 0 < e_{ref} < 1 \tag{1.4}$$

$$G(\theta,\phi) = \frac{4\pi I(\theta,\phi)}{P_{in}} \quad [\,] \tag{1.5}$$

Le gain et la directivité d'une antenne sont donc identiques, aux pertes de l'antenne près. Concrètement, la directivité et le gain d'une antenne quantifient sa capacité à rayonner dans une direction donnée. Ce sont des grandeurs adimensionnelles.

### 1.1.4 Polarisation

Ces travaux considèrent des ondes électromagnétiques uniquement en champ lointain (l'approximation permise par le cas de champs lointains et la distance de Fraunhofer à respecter sont développées dans les sections 1.1.8 et 2.2.3 respectivement). Dans ce cas, les ondes électromagnétiques sont des ondes transversales, c'est-à-dire que les oscillations du champ électrique et du champ magnétique sont perpendiculaires à la direction de propagation de l'onde : sur la figure 1.1 précédente l'on observe que les champs électrique **E** et magnétique **B** n'ont pas de composante selon **z**. La polarisation est définie comme le paramètre décrivant l'évolution dans le temps de la direction et l'amplitude relative du champ électrique **E** (le champ magnétique **B** étant toujours proportionnel au champ **E**, orthogonal au champ **E** et à la direction de propagation, il est facilement déduisible). Ainsi la figure 1.1 montre une onde à polarisation linéaire, soit une onde dont les oscillations du champ **E** sont définies par un seul axe, l'axe **x** ici. Si l'on considère des oscillations selon deux composantes, alors par superposition de vecteurs la direction du champ **E** est définie par la somme des deux composantes. Le champ **E** n'oscille alors plus selon un axe mais selon un plan (le plan défini par les vecteurs **x** et **y** dans le cas de la figure 1.1). On appelle cette polarisation elliptique, car en un point donné de l'espace les oscillations du champ **E** forment une ellipse. Le cas particulier de polarisation elliptique où les deux composantes du champ **E** ont la même amplitude d'oscillation est appelé polarisation circulaire. La figure 1.4 montre les composantes du champ **E** pour les trois cas mentionnés. En tout point de l'espace, le champ **E** résultant est la somme de ses composantes et oscille selon une ligne, un cercle ou une ellipse respectivement.

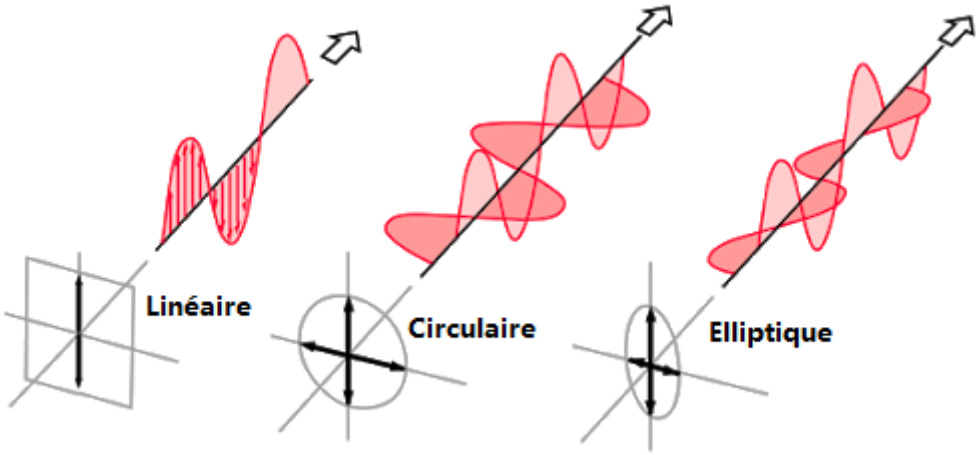



FIGURE 1.4 – Polarisations linéaire, circulaire et elliptique respectivement [22].

### 1.1.5 Equation des télécommunications

On se propose dans cette section de présenter l'équation de Friis [17]. On s'intéresse dans un premier temps au cas d'une antenne parfaitement isotrope rayonnant une puissance d'émission $P_t$. Les ondes électromagnétiques émises par cette antenne se propagent donc exactement de la même façon dans toutes les directions de l'espace, soit selon une sphère équiphase dont le rayon $R$ augmente à la vitesse de la lumière. La puissance rayonnée est parfaitement répartie à la surface de cette sphère, ce qui signifie que la puissance reçue en tout point à distance $R$ de la source correspond au rapport de la puissance émise par la surface de la sphère de rayon $R$. La puissance reçue en n'importe quel point à distance $R$ de la source s'écrit alors :

$$P_r(R) = \frac{P_t}{4\pi R^2} \tag{1.6}$$

Cependant une antenne parfaitement isotrope n'a pas de réalité physique, et il faut donc pouvoir adapter la formule précédente au cas où les antennes en émission et en réception présentent des variations spatiales de gain. La figure 1.5 représente ainsi le cas général.

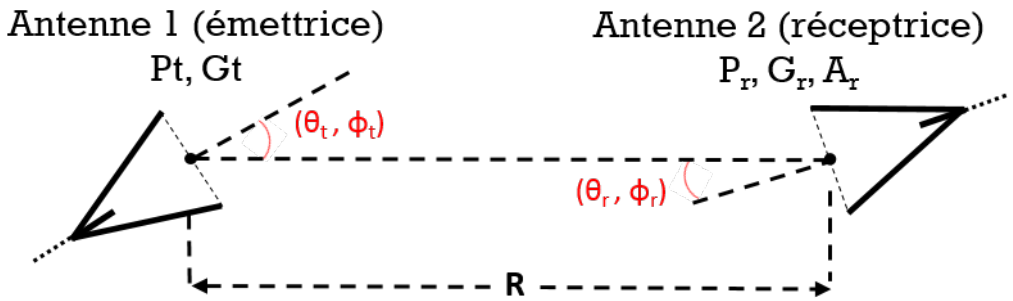



FIGURE 1.5 – Bilan de liaison entre deux antennes. [17].

On appelle antenne 1 l'antenne émettrice et antenne 2 l'antenne réceptrice. Les directions de l'espace sont repérées par les angles $\theta$ et $\phi$, comme dans la figure 1.3. Supposons maintenant que les gains de l'antenne émettrice $G_t$ et de l'antenne réceptrice $G_r$ sont connus pour toutes les directions de l'espace. La puissance rayonnée par l'antenne 1 est maintenant dépendante de la direction de l'espace à laquelle on s'intéresse. De la même façon, l'antenne 2 ne reçoit pas de la même façon dans toutes les directions, et il convient alors de définir l'ouverture de l'antenne 2, qui définit la puissance totale que l'antenne 2 peut effectivement recevoir lorsqu'un signal provient d'une direction donnée. La littérature définit cette ouverture $A_r$ comme suit [17] :

$$A_r = G_r(\theta_r, \phi_r)\frac{\lambda^2}{4\pi} \tag{1.7}$$

où $G_r$ est le gain de l'antenne 2. $\lambda$ est la longueur d'onde du signal émis. La puissance reçue par l'antenne 2 s'écrit alors :

$$P_r = \frac{A_r G_t(\theta_t, \phi_t)}{4\pi R^2} \tag{1.8}$$

Ce qui, en remplaçant $A_r$ grâce à l'équation 1.7, permet d'écrire :

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t(\theta_t, \phi_t)G_r(\theta_r, \phi_r)\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \tag{1.9}$$

L'équation 1.9 est connue sous le nom d'équation de Friis, ou équation des télécommunications. Le terme $(1/4\pi R)^2$ correspond à une répartition uniforme de l'énergie à la surface d'une sphère de rayon $R$. Le terme $(\lambda/4\pi R)^2$ peut ainsi être vu comme le facteur d'atténuation en espace libre pour une source ponctuelle isotrope (dont l'énergie est répartie équitablement en tous points de la sphère).

### 1.1.6 Interférences

Jusqu'à présent, seul le cas où une seule antenne rayonne une onde électromagnétique a été considéré. Dans le cas où l'on étudie l'influence de deux antennes rayonnant en même temps, le champ électrique produit par les deux antennes est égal à la somme des champs produits par chacune : c'est le principe de superposition [23].

$$\mathbf{E} = \mathbf{E_1} + \mathbf{E_2} \tag{1.10}$$

Ainsi, deux ondes électromagnétiques s'additionnent. Si les oscillations du champ électromagnétique sont à la même fréquence, il est donc possible d'augmenter l'amplitude de ces oscillations ou de les réduire de manière stable, selon le déphasage entre ces deux ondes. C'est le principe d'interférence.

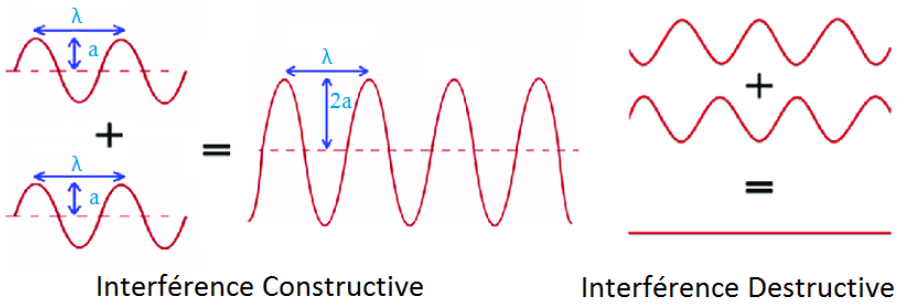



FIGURE 1.6 – interférence constructive ou destructive pour deux ondes de même fréquence et même amplitude [24].

La figure 1.6 illustre ce principe pour le cas où deux ondes ont la même fréquence (ou même longueur d'onde $\lambda$) et la même amplitude $a$. La figure 1.6 et l'article [24] traitent d'ondes acoustiques, mais le phénomène est valable pour des ondes mécaniques comme électromagnétiques. Si les deux ondes sont en phase l'interférence est constructive, leurs amplitudes s'additionnent et l'onde résultante a la même fréquence que les ondes constitutrices et une amplitude deux fois plus élevée. Si elles sont en opposition de phase, en revanche, l'interférence est destructive. Ici leurs amplitudes s'annulent alors parfaitement à chaque instant et aucune onde n'est plus propagée.

### 1.1.7 Définition d'un réseau d'antennes

La partie précédente a présenté certaines des caractéristiques les plus importantes d'une onde électromagnétique. Dans le cas d'une communication entre une antenne émettrice et une antenne réceptrice, les gains respectifs des antennes pour les directions de l'espace considérées entrent en jeu lors du calcul de la puissance du signal reçu. Néanmoins le diagramme de rayonnement d'une antenne est généralement large : l'énergie rayonnée est répartie dans une large proportion de l'espace. Puisque la puissance reçue décroît rapidement avec la distance parcourue par l'onde, il peut être nécessaire d'assurer des gains très élevés si la distance à parcourir devient grande. Pour obtenir de tels gains, il faut alors trouver des moyens de concevoir des antennes plus directives. La section précédente a introduit le principe d'interférences entre ondes électromagnétiques, montrant que dans le cas particulier où les ondes ont la même fréquence, il est possible d'obtenir une onde résultante de même fréquence et d'amplitude plus élevée ou d'annuler complètement une onde. Cela signifie qu'en exploitant correctement le principe d'interférence, il est possible de créer des antennes avec un gain significativement accru dans certaines directions de l'espace tout en limitant, voire en annulant, ce gain dans d'autres directions.

Un réseau d'antennes consiste ainsi en un agencement d'antennes dans l'espace. Chaque antenne est utilisée pour émettre ou recevoir le même signal en même temps. La figure 1.7 montre un réseau d'antennes utilisé pour émettre $N$ fois le même signal (le signal de chaque antenne est représenté par un arc de cercle équiphase).

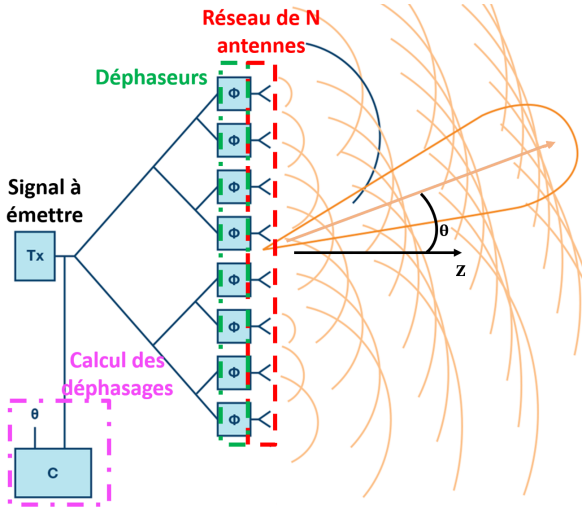


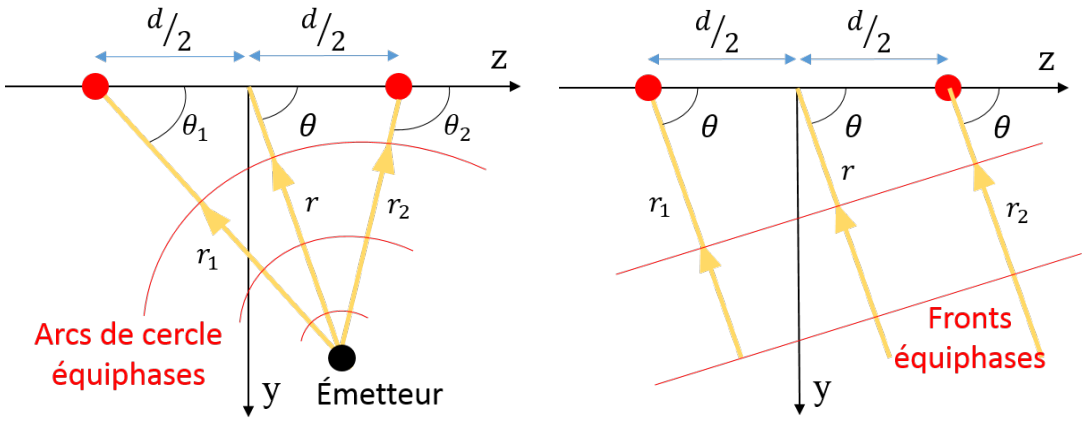

FIGURE 1.7 – Réseau de $N$ antennes émettant N versions déphasées du même signal [25].

D'une part, les déphasages entre les signaux reçus ou émis par deux éléments adjacents du réseau dépendent de la distance additionnelle que l'onde doit parcourir selon la direction de l'espace considérée (sur la figure 1.7, le déphasage entre les signaux de chaque élément du réseau dépend donc de $\theta$). Des pondérations peuvent également être appliquées indépendamment à chaque antenne (les déphaseurs symbolisent les pondérations appliquées en phase sur la figure 1.7) pour favoriser les interférences constructives dans la direction de l'espace $\theta$ imposée par l'utilisateur (le traitement d'antennes est développé dans la section 1.3 de ce chapitre). Grâce au phénomène d'interférences constructives (ou destructives, selon la direction de l'espace considérée), l'antenne globale constituée des $N$ antennes élémentaires peut avoir un diagramme de rayonnement qu'il est impossible d'obtenir avec une antenne classique. Sur la figure 1.7, les interférences constructives entre les signaux de chaque antenne forment un lobe dans lequel le rayonnement de l'antenne globale est maximisé. Mieux encore : puisque les signaux des antennes constitutives peuvent être déphasés, il est possible de modifier les directions de l'espace pour lesquelles les signaux de chaque antenne se compensent ou s'additionnent. En d'autres termes, il est possible de modifier le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes, permettant ainsi d'adapter ce diagramme à des scénarios complexes et/ou évoluant dans le temps.

### 1.1.8 Propriétés et approximation en champ lointain

Les propriétés d'un réseau d'antennes dépendent de celles de ses antennes constitutives. On considère ici uniquement le cas où chaque antenne constitutive est quasiment identique aux autres en termes de diagramme de rayonnement, de bande passante, etc. Le diagramme de rayonnement obtenu dépend alors des déphasages entre les signaux de chaque élément, c'est-à-dire, si l'on suppose qu'aucun déphasage additionnel n'est imposé à un élément, de la géométrie du réseau. Ce raisonnement repose néanmoins sur une approximation uniquement valable en champ lointain [17]. La figure 1.8 illustre cette approximation dans le cas d'un réseau de deux antennes ponctuelles alignées selon l'axe **z**, espacées d'une distance $d$. On suppose qu'un signal est reçu par les deux antennes, mais le raisonnement est également valable pour un signal émis par le réseau. Les angles entre l'émetteur et les deux antennes du réseau, et le centre géométrique du réseau, sont appelés $\theta_1$, $\theta_2$ et $\theta$ respectivement. Le centre du repère est fixé au niveau du centre géométrique du réseau.

En réalité, le signal de l'émetteur, qui est représenté par une source ponctuelle, se




(a) Champ proche

(b) Champ lointain

FIGURE 1.8 – Signal reçu par deux antennes en champ proche ou selon approximation en champ lointain [17].

propage sous forme de sphère équiphase et atteint chaque élément du réseau selon une direction de l'espace différente (des valeurs de $\theta$ différentes sur la figure 1.8a). Cependant, si l'émetteur est suffisamment loin par rapport à la distance inter-éléments ($r \gg d$), la portion de l'arc de cercle équiphase atteignant les éléments du réseau est suffisamment petite pour être assimilée à un front d'onde (en trois dimensions, un plan orthogonal à sa direction de propagation), comme représenté sur la figure 1.8b. Les déphasages entre les signaux reçus par chaque élément ne dépendent alors plus que de la géométrie du réseau et de la valeur de $\theta$, qui peut être considérée identique en tout point du réseau. Si les distances additionnelles que le front doit parcourir pour atteindre chaque élément introduisent des déphasages non négligeables, elles sont néanmoins négligeables par rapport à la distance $r$ séparant le réseau de l'émetteur. Ainsi, le facteur d'atténuation en espace libre peut être considéré le même pour tous les éléments du réseau. Les équations rassemblées dans 1.11 résument ces simplifications [17].

$$(r \gg d) \Rightarrow \begin{cases} \theta_1 \simeq \theta_2 \simeq \theta \\ \left.\begin{array}{l} r_1 \simeq r + \frac{d}{2}\cos\theta \\ r_2 \simeq r - \frac{d}{2}\cos\theta \end{array}\right\} & \text{pour le calcul des déphasages inter-éléments} \\ r_1 \simeq r_2 \simeq r & \text{pour l'atténuation en espace libre} \end{cases} \tag{1.11}$$

Les mesures réalisées espacent suffisamment l'émetteur et le récepteur pour assurer un fonctionnement en champ lointain (le calcul est présenté pour les mesures en chambre anéchoïque dans la section 2.2.3 du chapitre 2). Les algorithmes de radiogoniométrie (DOA) implémentés et les mesures présentées utilisent donc ces approximations.

### 1.1.9 Vecteur de réponse et facteur de réseau

Lorsque l'on se place en champ lointain, la géométrie d'un réseau, c'est-à-dire la répartition de ses antennes constitutives dans l'espace, joue ainsi un rôle essentiel dans les propriétés de son diagramme de rayonnement. On s'intéresse ici à l'expression de la réponse d'un réseau de $N$ antennes en champ lointain et, en premier lieu, à la réponse de la n$^{\text{ième}}$ antenne du réseau lorsqu'on considère un signal incident $s(t)$ dans une direction ($\theta$,$\phi$) de l'espace. On considère dans ces travaux que les signaux peuvent subir des déformations en amplitude et en phase. Les variations d'amplitude, notées $A$, et les déphasages, notés $\Delta\varphi$, présentés par la suite sont adimensionnels. L'équation 1.12 illustre le signal $s_{\text{réponse}}(t)$ reçu ou émis par une antenne en fonction du signal incident $s(t)$.

$$s_{\text{réponse}}(t) = A e^{j\Delta\varphi} s(t) \tag{1.12}$$

On utilise le repère sphérique décrit dans la section 1.1.3 et on considère que la première antenne du réseau, utilisée comme référence de phase, est placée au centre du repère. Les autres antennes du réseau sont repérées par les coordonnées cartésiennes $(x_n, y_n, z_n)$.

La réponse en amplitude et en phase de la n$^{\text{ième}}$ antenne du réseau dépend alors :

— du déphasage dû à la géométrie du réseau (les lois de phase de différentes géométries de réseau sont détaillées dans la suite de cette section).

$$\Delta\varphi_{\text{géométrie ant n}} = k(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi + z_n \cos\theta) \tag{1.13}$$

où $k$ est le nombre d'onde, exprimé en fonction de la longueur d'onde $\lambda$.

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \tag{1.14}$$

— des réponses en amplitude $A_{\text{ant n}}(\theta, \phi)$ et en phase $\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta, \phi)$ du champ électrique des antennes constitutives du réseau.

— des pondérations $w_n^*$ complexes (un terme $\|w_n^*\|$ en amplitude et un terme $\angle w_n^*$ en phase) imposées par l'utilisateur (les pondérations d'antenne sont traitées dans la section 1.3).

On définit notamment le vecteur de réponse et le facteur d'un réseau, ou "array manifold" et "array factor" en anglais respectivement. Le vecteur de réponse d'un réseau rassemble les réponses de chacune des $N$ antennes du réseau et s'écrit comme dans l'équation 1.15.

$$\mathbf{a}(\theta, \phi) = \begin{pmatrix} \|w_1^*\| A_{\text{ant 1}}(\theta, \phi) . e^{j(\Delta\varphi_{\text{ant 1}}(\theta,\phi) + \angle w_1^*)} \\ \vdots \\ \|w_N^*\| A_{\text{ant N}}(\theta, \phi) e^{j[k(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi + z_n \cos\theta) + \Delta\varphi_{\text{ant N}}(\theta,\phi) + \angle w_N^*]} \end{pmatrix} \tag{1.15}$$

Le facteur de réseau, quant à lui, décrit la réponse du réseau en fonction de sa géométrie et des pondérations appliquées par l'utilisateur. Il suppose des antennes isotropes et n'intègre donc pas la réponse individuelle des éléments du réseau. Son expression est donnée dans l'équation 1.16.

$$AF(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^{N} \|w_n^*\| e^{j[k(x_n \sin\theta \cos\phi + y_n \sin\theta \sin\phi + z_n \cos\theta) + \angle w_n^*]} \tag{1.16}$$

Puisque le facteur de réseau se concentre sur la géométrie du réseau et les pondérations imposées par l'utilisateur, il permet (par simulation numérique par exemple) d'estimer l'effet que ces dernières peuvent avoir sur le diagramme de rayonnement du réseau. Si les antennes constitutives du réseau ne sont pas isotropes mais ont des diagrammes de rayonnement comparables (une réponse en amplitude notée $A$ et une réponse en phase notée $\Delta\varphi$), une estimation du diagramme de rayonnement $F_{\text{array}}(\theta, \phi)$ du réseau peut être obtenue en multipliant le facteur du réseau par le diagramme élémentaire d'une de ses antennes [17].

$$A_{\text{ant n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}} = A\, e^{j\Delta\varphi} \text{ pour } 1 \leq n \leq N \Rightarrow F_{\text{array}}(\theta, \phi) = A\, e^{j\Delta\varphi}.AF(\theta, \phi) \quad (1.17)$$

Les équations 1.15 à 1.17 utilisent les coordonnées des antennes constitutives du réseau et sont donc valables quelle que soit sa géométrie. En pratique cependant, les antennes sont généralement réparties selon une géométrie prédéfinie pour laquelle les déphasages entre les signaux de chaque antenne peuvent être calculés en fonction des paramètres du réseau.

Les trois sections suivantes présentent donc brièvement les trois familles de géométries de réseaux d'intérêt dans cette thèse, leur vecteur de réponse et leur facteur de réseau, en supposant des antennes constitutives isotropes ($A_{\text{ant n}}(\theta, \phi) = 1$ et $\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta, \phi) = 0$). Pour toutes ces géométries, on considère un réseau de $N$ antennes régulièrement espacées selon les axes $\mathbf{x}$, $\mathbf{y}$ et $\mathbf{z}$, dont la première antenne est supposée au centre du repère et référence de phase. Dans la littérature, on renomme alors souvent $\psi$ le déphasage induit par la géométrie du réseau. Contrairement au terme $\Delta\varphi_{\text{géométrie ant n}}$ cependant, $\psi$ ne renvoie pas au déphasage par rapport à la première antenne, la référence de phase, mais à celui entre deux éléments adjacents (le $n^{\text{ième}}$ et le $n+1^{\text{ième}}$). Puisque les antennes sont régulièrement espacées, les composantes de $\psi$ selon chaque axe demeurent constantes en valeur absolue entre deux éléments alignés du réseau. La numérotation des antennes de 1 à $N$ dépend de la géométrie du réseau et est au choix de l'utilisateur. Il n'y a donc pas de formule générique liant la n$^{\text{ième}}$ antenne du réseau aux déphasages interéléments $\psi$. Mais puisque les antennes sont uniformément réparties, pour toute antenne $n$, le déphasage par rapport à l'origine induit par la géométrie du réseau est une combinaison linéaire de ces composantes constantes $\psi$. En appelant $a$, $b$ et $c$ les coefficients de cette combinaison linéaire selon chaque axe respectivement, le déphasage entre la première antenne et la n$^{\text{ième}}$ antenne du réseau peut ainsi s'écrire :

$$\Delta\varphi_{\text{géométrie ant n}} = (a-1)\,\psi_x + (b-1)\,\psi_y + (c-1)\,\psi_z \quad (1.18)$$

La figure 1.9 illustre l'exemple d'un réseau d'antennes conformé à une géométrie cylindrique.

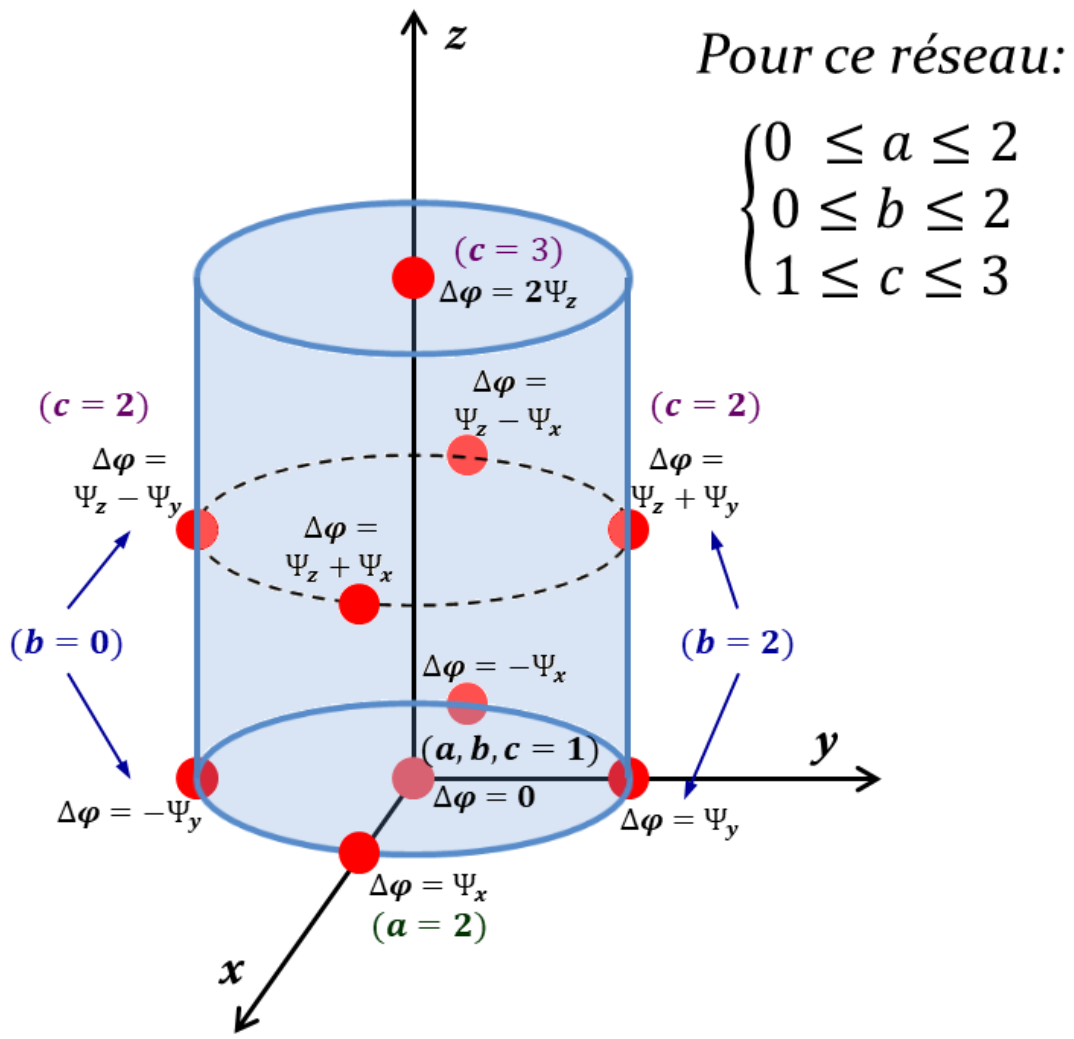



FIGURE 1.9 – Illustration de la décomposition de $\psi$ selon chaque axe pour un réseau d'antennes régulièrement espacées, dans le cas d'une géométrie cylindrique.

### Réseaux linéaires uniformes

Comme leur nom le suggère, les réseaux linéaires sont constitués d'antennes disposées selon une ligne. Cette géométrie est la plus simple et possède le plus de limitations. La figure 1.10 montre un réseau linéaire de six antennes ponctuelles représentées par des points rouges et alignées selon l'axe **y**.

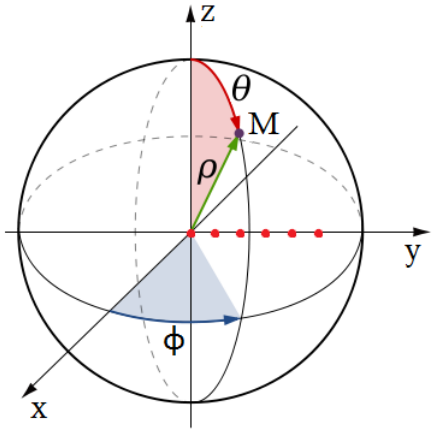



FIGURE 1.10 – Réseau linéaire d'antennes ponctuelles (points rouges) réparties sur l'axe **y**.

Les antennes étant réparties selon un unique axe, une seule information peut être obtenue. Il n'est donc pas possible de discriminer les deux angles $\theta$ et $\phi$ avec un réseau linéaire. Par exemple dans le cas de la figure 1.10, aucun déphasage n'est introduit par la géométrie du réseau entre les signaux de chaque antenne lorsqu'il se propage selon l'axe **z** : un plan équiphase de vecteur normal **z** contient soit toutes les antennes du réseau, soit aucune. Pour tout le plan $\phi = 0°$, $\theta$ ne peut pas être discriminé à l'aide du réseau. Pour utiliser le réseau, on se place donc préalablement dans le plan $\phi = 90°$. Dans ce plan, il est alors possible d'utiliser le réseau pour discriminer la valeur de $\theta$. Par exemple, il n'y a aucun déphasage entre les signaux de chaque antenne pour un signal incident selon $(\theta = 0°, \phi = 90°)$, mais ces déphasages inter-éléments sont maximisés pour un signal incident selon $(\theta = 90°, \phi = 90°)$. Dans le cas particulier où l'espacement $d$ entre antennes adjacentes est le même pour toutes les antennes du réseau, on parle de réseau linéaire uniforme ("Uniform Linear Array" ou "ULA" en anglais). En supposant toujours la première antenne du réseau au centre du repère et référence de phase, le vecteur de réponse et le facteur de réseau d'un ULA constitué d'antennes ponctuelles isotropes s'écrivent :

$$\mathbf{a_{ULA}}(\theta) = \begin{pmatrix} \|w_1^*\| e^{j\angle w_1^*} \\ \vdots \\ \|w_N^*\| e^{j[(N-1)\psi_{ULA}(\theta)+\angle w_N^*]} \end{pmatrix} \tag{1.19}$$

$$AF_{ULA}(\theta) = \sum_{n=1}^{N} \|w_n^*\| e^{j[(n-1)\psi_{ULA}(\theta)+\angle w_N^*]} \tag{1.20}$$

Puisque le déphasage naturel $\psi_{ULA}$ entre éléments adjacents d'un réseau dépend de la géométrie de ce dernier, il est possible de l'exprimer en fonction des paramètres géométriques du réseau. On considère ici un réseau linéaire dont les antennes sont alignées selon l'axe **y**, comme dans la figure 1.10. On suppose le réseau uniforme, c'est-à-dire que les antennes sont régulièrement espacées d'une distance $d$, comme sur la figure 1.11. Comme un ULA ne permet de discriminer que l'angle $\theta$, on projette l'espace sur le plan défini par **y** et **z**.

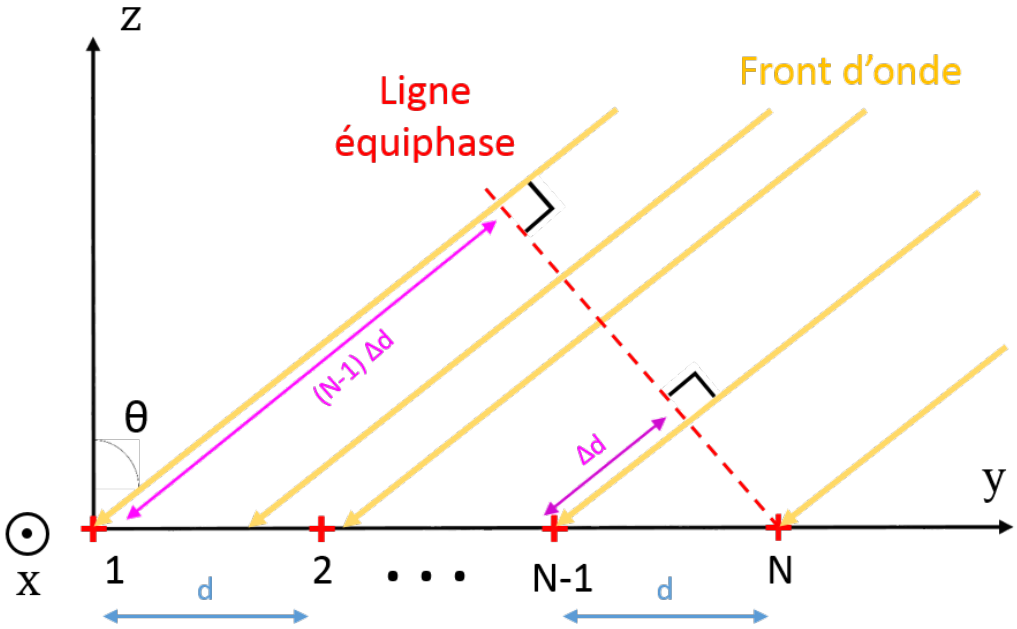



FIGURE 1.11 – Déphasage naturel entre les signaux d'un ULA en fonction de l'angle $\theta$.

La figure 1.11 montre la distance additionnelle $\Delta d$ que le front d'onde incident doit parcourir pour atteindre les éléments du réseau les plus éloignés, responsable du déphasage naturel $\psi_{ULA}$ entre éléments adjacents de l'ULA. Cette distance $\Delta d$ est donnée par la relation trigonométrique :

$$\Delta d = d \sin\theta \tag{1.21}$$

Une onde électromagnétique se propage à la vitesse de la lumière. La célérité $c$ de la lumière étant une constante (environ $3.10^8$ m/s dans le vide ou l'air), il est possible de calculer la durée $\Delta t$ nécessaire à l'onde pour parcourir $\Delta d$. De plus, la célérité $c$ de l'onde électromagnétique peut être reliée à sa fréquence $f$ et à sa longueur d'onde $\lambda$ via la relation :

$$\lambda = \frac{c}{f} \tag{1.22}$$

Il en suit, en remplaçant les différents termes dans l'équation 1.21 et en appelant $k$ le nombre d'onde, les deux relations équivalentes :

$$\Delta t = \frac{d \sin\theta}{\lambda f} \tag{1.23}$$

et :

$$\psi_{ULA}(\theta) = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta = k\, d \sin\theta \tag{1.24}$$

### Réseaux planaires

Les réseaux planaires sont constitués d'antennes réparties selon un plan. L'espacement entre les antennes constitutives est régulier selon chaque axe, et les antennes forment une "grille". La figure 1.12 montre un réseau planaire de 15 éléments dans le plan défini par les vecteurs **x** et **y**.

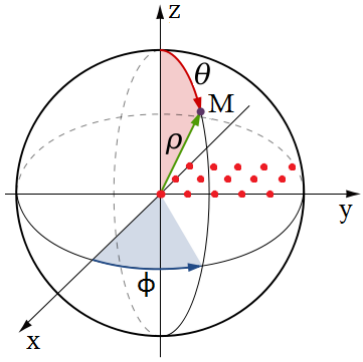



FIGURE 1.12 – Réseau planaire d'antennes ponctuelles (points rouges) régulièrement espacées dans le plan défini par **x** et **y**.

Au prix d'une complexité et d'un nombre d'antennes constitutives rapidement élevés, les réseaux planaires offrent plus de possibilités que les réseaux linéaires. Il est possible, en modifiant les déphasages entre les signaux de chaque antenne, de faire pointer le lobe principal du diagramme de rayonnement du réseau dans n'importe quelle direction de l'espace, ou à l'inverse de discriminer la direction d'arrivée d'un signal reçu selon les angles $\theta$ et $\phi$. Ce type de réseau est le plus largement utilisé pour les applications de hautes performances qui n'ont pas de fortes contraintes d'embarquement ni de complexité de mise en oeuvre [18], telles que les applications de RADARs au sol ou les stations de télécommunications. On note respectivement $\psi_x$ et $\psi_y$ les déphasages "naturels" (dus à la géométrie du réseau) entre éléments adjacents selon les axes **x** et **y**, $d_x$ et $d_y$ l'espacement entre les antennes et $k$ le nombre d'onde. Pour un réseau planaire de $M$x$N$ éléments dans le plan défini par **x** et **y**, le vecteur de réponse et le facteur du réseau s'écrivent comme suit.

$$\mathbf{a_{planaire}}(\theta,\phi) = \begin{pmatrix} \|w_{11}^*\| e^{j\angle w_{11}^*} \\ \vdots \\ \|w_{1N}^*\| e^{j[(N-1)\psi_y(\theta,\phi)+\angle w_{1N}^*]} \\ \|w_{21}^*\| e^{j[\psi_x(\theta,\phi)+\angle w_{21}^*]} \\ \vdots \\ \|w_{2N}^*\| e^{j[\psi_x(\theta,\phi)+(N-1)\psi_y(\theta,\phi)+\angle w_{2N}^*]} \\ \vdots \\ \|w_{MN}^*\| e^{j[(M-1)\psi_x(\theta,\phi)+(N-1)\psi_y(\theta,\phi)+\angle w_{MN}^*]} \end{pmatrix} \tag{1.25}$$

$$AF_{planaire}(\theta,\phi) = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N} \|w_{mn}^*\| e^{j[(m-1)\psi_x(\theta,\phi)+(n-1)\psi_y(\theta,\phi)+\angle w_{mn}^*]} \tag{1.26}$$

Un réseau planaire peut être vu comme l'alignement de plusieurs ULA. Il est donc possible de piloter ces sous-réseaux indépendamment pour créer plusieurs faisceaux. Néanmoins la grande majorité des applications cherche à créer un unique faisceau dans une

seule direction de l'espace ($\theta$,$\phi$). C'est ce cas qui est présenté ici. On considère pour cela un réseau planaire de $N$x$N$ éléments répartis dans le plan défini par **x** et **y**, espacés de $dx$ et $dy$ respectivement. On suppose un front d'onde incident selon ($\theta$,$\phi$) tel que, lorsque le front d'onde atteint le point P, il reste encore une distance $\Delta d$ (représentée par le segment $\overline{\text{OA}}$) à parcourir pour atteindre le centre $O$ du repère. Pour aider à représenter le vecteur directeur du front d'onde en coordonnées cartésiennes, on introduit le point $M$ et on utilise les formules de passage des coordonnées sphériques aux coordonnées cartésiennes pour décrire ses coordonnées (on suppose sa norme unitaire). On illustre le cas considéré avec la figure 1.13 et on définit les données suivantes :

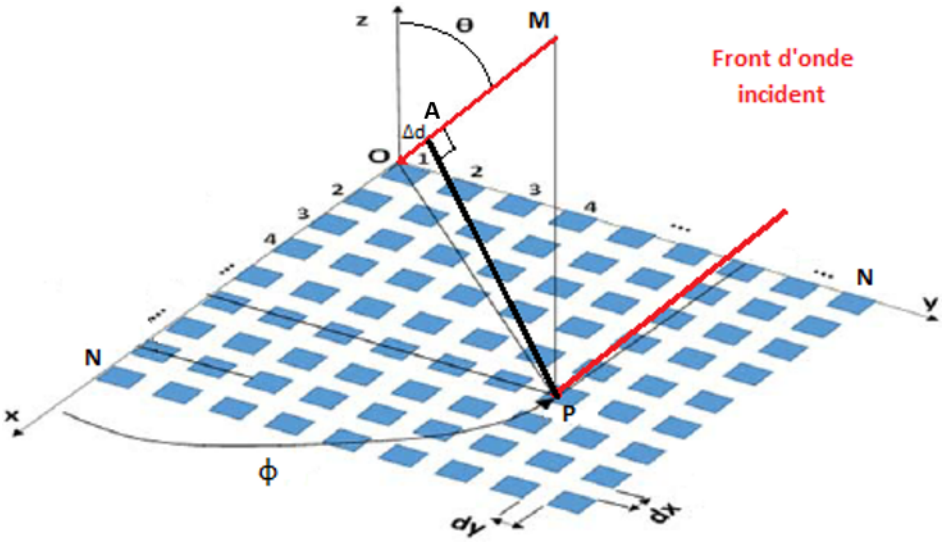



FIGURE 1.13 – Front d'onde incident sur un réseau planaire pour calcul des lois de phase [26].

$$M = \begin{pmatrix} \sin\theta\, cos\phi \\ \sin\theta\, \sin\phi \\ \cos\theta \end{pmatrix} \qquad P = \begin{pmatrix} x_P \\ y_P \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (m-1)dx \\ (n-1)dy \\ 0 \end{pmatrix} \quad , \qquad 1 \leq m, n \leq N \tag{1.27}$$

On cherche encore à déterminer la distance $\Delta d$, et plus précisément les composantes $\Delta d_x$ et $\Delta d_y$ pour connaître les déphasages $\psi_x$ et $\psi_y$ induits entre éléments adjacents dans le réseau. Or $\Delta d$ est la norme du vecteur **OA**, soit le produit scalaire de **OP** avec **OM** :

$$\Delta d = \|\mathbf{OA}\| = \mathbf{OP}.\mathbf{OM} = \begin{pmatrix} x_P \\ y_P \\ 0 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} \sin\theta\, \cos\phi \\ \sin\theta\, \sin\phi \\ \cos\theta \end{pmatrix} = x_P \sin\theta \cos\phi + y_P \sin\theta \sin\phi \tag{1.28}$$

Ainsi, les déphasages inter-éléments adjacents s'écrivent de la façon suivante :

$$\psi_x(\theta, \phi) = k\, dx\, \sin\theta\, \cos\phi \quad \psi_y(\theta, \phi) = k\, dy\, \sin\theta\, \sin\phi \quad \left(k = \frac{2\pi}{\lambda}\right) \tag{1.29}$$

Pour un réseau planaire dans le plan défini par **x** et **y**, le déphasage entre le signal de l'élément ($m$,$n$) du réseau considéré et la référence des phases (le centre du repère) est alors la somme des déphasages dus à sa position selon $x$ et selon **y**, comme noté par l'équation 1.30 :

$$\psi_{mn}(\theta, \phi) = (m-1)\psi_x(\theta, \phi) \; + \; (n-1)\psi_y(\theta, \phi) \tag{1.30}$$

### Réseaux conformés

Dans certains cas, il est désirable de répartir différentes antennes dans les trois dimensions de l'espace de façon à pouvoir les intégrer à une surface prédéfinie. Cette catégorie regroupe entre autres les réseaux circulaires, cylindriques ou coniques. La figure 1.14 montre un réseau conformé d'antennes patchs en trois dimensions, conçu pour embarquer les antennes sur une forme conique [9].

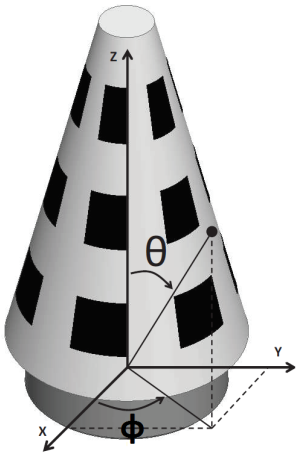



FIGURE 1.14 – Réseau conformé d'antennes patchs intégrées sur une forme conique [9].

L'avantage de ce type de réseau réside dans les possibilités d'intégration pour des applications aux contraintes spécifiques. Par exemple, l'ISL utilise des réseaux conformés à géométrie conique pour embarquer des réseaux d'antennes dans des pointes de projectiles tirés au canon [27]. C'est donc la forme conique qui est présentée en exemple. Puisque les positions des éléments du réseau dépendent de la surface dans laquelle ils doivent s'intégrer, les expressions des déphasages $\psi$ induits par la géométrie du réseau dépendent de la surface étudiée. Le cas particulier d'un réseau intégré à une surface conique est développé dans le paragraphe suivant.

### Réseaux coniques

Dans le cas où la surface considérée est conique, le réseau constitue un empilement de $M$ réseaux circulaires (dans notre cas selon l'axe $\mathbf{z}$) espacés d'une distance $d$, où chaque sous-réseau circulaire de $N$ éléments possède un rayon $r_m$ fonction de sa cote (voir figure 1.15). Chaque sous-réseau peut alors être considéré comme l'élément d'un réseau linéaire selon $\mathbf{z}$. Ainsi, les déphasages selon $\mathbf{x}$ et $\mathbf{y}$ sont dus à la position de l'élément considéré au sein du sous-réseau circulaire, tandis que les déphasages selon l'axe $\mathbf{z}$ dépendent de la cote du sous-réseau considéré. On note chaque élément du réseau conique avec deux indices $m$ et $n$. $m$ définit le sous-réseau circulaire considéré tandis que $n$ définit l'indice de l'élément au sein du sous-réseau. Dans un sous-réseau circulaire, plutôt que le déphasage naturel $\psi_n$ entre éléments adjacents, on associe à l'élément $S_{mn}$ l'angle $\phi_n$ entre l'élément et l'axe $\mathbf{x}$. On appelle de plus $\alpha$ l'angle entre la base du cône (ici le plan défini par $\mathbf{x}$ et $\mathbf{y}$) et une génératrice de ce cône. Le facteur de réseau d'un réseau conique s'écrit alors comme suit [9] :

$$\begin{aligned} AF_{conique}(\theta,\phi) &= \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\|w_{mn}^{*}\|e^{j[k r_m \ \sin\theta \ \cos(\phi-\phi_n)+(m-1)\ \psi_z+\angle w_{mn}^{*}]} \\ \text{avec : } r_m &= \frac{[M-(m-1)]d}{\tan\alpha} \quad , \qquad \psi_z = k d\cos\theta \end{aligned} \tag{1.31}$$

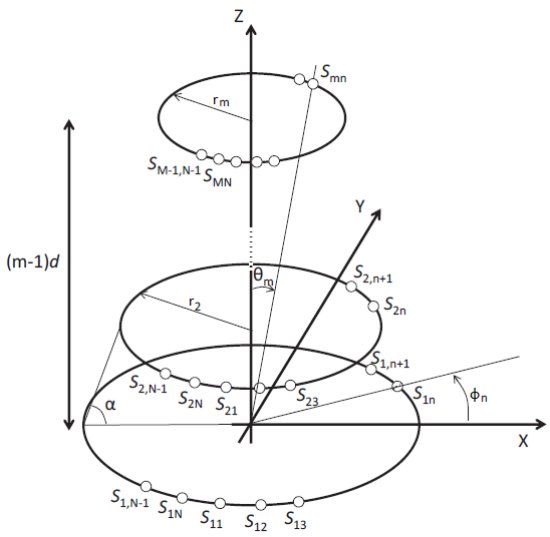



FIGURE 1.15 – Géométrie d'un réseau conique composé de M anneaux [9].

En décomposant le déphasage au niveau de chaque élément selon les trois composantes du repère cartésien, l'expression du facteur de réseau devient :

$$AF_{conique}(\theta,\phi) = \sum_{m=1}^{M}\sum_{n=1}^{N}\|w_{mn}^{*}\|e^{j[k(r_m\ \sin\theta\ \cos\phi\ \cos\phi_n + r_m\ \sin\theta\ \sin\phi\ \sin\phi_n + (m-1)\ d\ \cos\theta) + \angle w_{mn}^{*}]} \tag{1.32}$$

## 1.2 Le traitement d'antennes

Un réseau d'antennes a été défini comme un ensemble d'antennes agencées dans l'espace et traitant les mêmes signaux pour exploiter les phénomènes d'interférences constructives et destructives. Les avantages offerts par les réseaux d'antennes comprennent une directivité accrue de l'antenne globale formée par l'ensemble des antennes constitutives du réseau, et la possibilité de modifier le diagramme de rayonnement associé. Pour pouvoir effectivement modifier les propriétés de rayonnement d'un réseau, il faut pondérer les signaux en amplitude et/ou en phase au niveau de chaque antenne. Dans la section précédente, les pondérations en amplitude ont été notées $\|w^*\|$ et les pondérations en phase $\angle w^*$. La section suivante présente d'abord la pondération en phase, puis la pondération en amplitude. La première y est utilisée pour dépointer le maximum ou un minimum local du diagramme de rayonnement du réseau, tandis que la pondération en amplitude est utilisée pour modifier le niveau des lobes secondaires.

### 1.2.1 Circuit de base du traitement d'antenne : le beamformer

Le concept et le modèle mathématique d'un circuit de formation de faisceau (ou circuit beamformer) sont introduits ici. Dans ce but, on considère un réseau de $N$ antennes ponctuelles isotropes. On suppose ici un fonctionnement en réception, mais le raisonnement est aussi valable pour l'émission de signaux. On appelle $y_{\mathrm{n}}$ le signal reçu sur l'antenne $n$ et $w_n^*$ la pondération appliquée à ce signal. Chaque signal portant une information en amplitude et en phase, les signaux $y_n$ et les pondérations $w_n^*$ sont des nombres complexes. Les pondérations appliquées en phase sont utilisées pour compenser les déphasages naturels entre les signaux de chaque antenne de par leur répartition dans l'espace. Pour noter cette nature compensatoire, on représente par convention les

pondérations $w_n^*$ par un complexe conjugué, noté à l'aide d'une *. C'est-à-dire que le terme de phase $\angle w_n^*$ est fixé de façon à compenser les termes de phase $\psi$. Un circuit de formation de faisceau consiste ainsi à sommer les signaux reçus pondérés pour tirer profit du phénomène d'interférences, comme illustré par les figures 1.16 et 1.7.

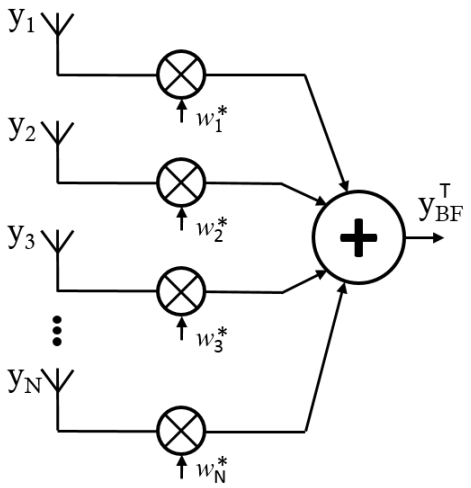



FIGURE 1.16 – Principe d'un circuit beamformer illustré pour un réseau de N antennes ponctuelles isotropes

On rassemble les signaux $y_n$ dans un vecteur $\mathbf{y}$ et les pondérations $w^*{}_i$ dans un vecteur $\mathbf{w^*}$. Par convention on choisit des vecteurs colonnes :

$$\mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} \qquad \mathbf{w}^* = \begin{pmatrix} w_1^* \\ w_2^* \\ \vdots \\ w_N^* \end{pmatrix} \tag{1.33}$$

Le signal résultant $y_{BF}^T$ du circuit de pondération, c'est-à-dire la somme des signaux pondérés de chaque antenne, constitue le signal reçu ou émis par le réseau d'antennes. Il s'écrit :

$$y_{BF}^T = w_1^* y_1 + \ldots + w_N^* y_N = \begin{pmatrix} w_1^* & \ldots & w_N^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} = \mathbf{w^H}\,\mathbf{y} \tag{1.34}$$

$\mathbf{w^H}$ dans l'équation 1.34 signifie l'Hermitien du vecteur $\mathbf{w}$, c'est-à-dire que le vecteur $\mathbf{w^H}$ est la transposée du vecteur $\mathbf{w^*}$. L'équation 1.34 illustre ainsi le fonctionnement d'un circuit de formation de faisceau, et sera réutilisée dans la section 1.2.5 sur la radiogoniométrie.

### 1.2.2 Formation de faisceaux : le Beamforming

La section précédente a présenté le principe d'un circuit de pondération d'antennes, généralement appelé circuit de formation de faisceau ou beamformer dans la littérature. On s'intéresse dans un premier temps uniquement à la pondération en phase (terme $\angle w_n^*$). La pondération en amplitude est présentée dans la section 1.2.4. On suppose donc dans cette section que $\|w_n^*\| = 1$ pour chaque antenne $n$.

Modifier le déphasage entre les signaux reçus ou émis permet notamment de favoriser les interférences constructives dans une direction privilégiée de l'espace, créant ainsi un lobe observable dans le diagramme de rayonnement du réseau. C'est ce que l'on appelle la formation de faisceau, ou "beamforming" dans la littérature. De plus, en modifiant la pondération en phase appliquée, il est possible de favoriser les interférences constructives pour une autre direction de l'espace, c'est-à-dire de dépointer le lobe créé. La modification des pondérations en phase des signaux pour dépointer le lobe de rayonnement du réseau est appelée l'orientation de faisceau, ou plus souvent "beam steering" dans la littérature.

Cette section montre comment déterminer les pondérations en phase à appliquer à chaque élément afin de créer efficacement un faisceau dans une direction qui peut être définie par l'utilisateur, en fonction de la géométrie du réseau. On s'intéresse ici aux géométries introduites dans la section 1.1.9, qui supposent des antennes régulièrement espacées. On appelle $dx$, $dy$ et $dz$ l'espacement entre antennes adjacentes selon les axes $\mathbf{x}$, $\mathbf{y}$ et $\mathbf{z}$ respectivement et $\psi_x$, $\psi_y$ et $\psi_z$ les composantes correspondantes du déphasage naturel $\psi$. De même, on appelle $N_x$, $N_y$ et $N_z$ le nombre d'antennes du réseau selon chaque axe et $a$, $b$ et $c$ les indices correspondants de l'élément considéré. Comme $\psi$, on définit souvent dans la littérature le déphasage imposé entre deux éléments du réseau, plutôt que par rapport à la référence de phase. Ce déphasage imposé par pondération est alors renommé $\beta$ et est décomposé comme suit :

$$\beta = \beta_x + \beta_y + \beta_z \tag{1.35}$$

Pour dépointer le lobe principal d'un réseau dans une direction de l'espace $(\theta_c,\phi_c)$, la pondération en phase imposée est calculée telle que (cf. équations 1.13 et 1.18) :

$$\begin{aligned}
\angle w_n^* &= (a-1)\beta_x \,+\, (b-1)\beta_y \,+\, (c-1)\beta_z \\
&= -k\,(x_n \sin\theta_c \cos\phi_c + y_n \sin\theta_c \sin\phi_c + z_n \cos\theta_c) \\
&= -k\,[(a-1)dx \sin\theta_c \cos\phi_c + (b-1)dy \sin\theta_c \sin\phi_c + (c-1)dz \cos\theta_c] \\
&\underbrace{= -\Delta\varphi_{\text{géométrie ant n}}}_{\text{si } (\theta_c,\phi_c)=(\theta,\phi)}
\end{aligned} \tag{1.36}$$

Le calcul de $\beta$ pour une géométrie donnée est appelé loi de phase. On peut noter que l'équation 1.36 montre la nature compensatoire de la pondération en phase (cf. section 1.2.1). Pour dépointer le maximum de rayonnement dans une direction $(\theta_c,\phi_c)$ choisie par l'utilisateur, $\beta$ est calculé pour compenser le déphasage naturel $\psi$ pour ces valeurs particulières de $\theta$ et $\phi$. L'indice "c" renvoie à "consigne" et permet de distinguer la consigne de dépointage de l'utilisateur de la direction $(\theta,\phi)$ du signal incident. Dans le cas particulier où $(\theta_c,\phi_c) = (\theta,\phi)$, les composantes selon $\mathbf{x}$, $\mathbf{y}$ et $\mathbf{z}$ de $\beta$ sont les opposées des composantes correspondantes de $\psi$ : un faisceau est créé dans la direction $(\theta,\phi)$. Les paragraphes suivants développent les expressions des composantes de $\beta$ pour les géométries linéaire, planaire et conique. On utilise les mêmes repères et notations que dans la section 1.1.9.

### Loi de phase d'un ULA

D'après les équations 1.24 et 1.36, on calcule la loi de phase d'un ULA selon l'équation :

$$\beta_{ULA}(\theta_c) = -\,\psi_{ULA}(\theta_c) = -\,k\,d\,\sin\theta_c \tag{1.37}$$

**Lois de phase d'un réseau planaire**

On considère un réseau de $M$x$N$ éléments répartis dans le plan défini par les vecteurs $\mathbf{x}$ et $\mathbf{y}$, comme dans la figure 1.13 de la section 1.1.9. On s'intéresse ici uniquement au cas où l'on ne souhaite qu'un seul faisceau. D'après les équations 1.29 et 1.36, les lois de phase du réseau planaire s'écrivent alors :

$$\beta_x(\theta_c, \phi_c) = -\ k\, dx\ \sin\theta_c\ \cos\phi_c \qquad \beta_y(\theta_c, \phi_c) = -\ k\, dy\ \sin\theta_c\ \sin\phi_c \tag{1.38}$$

**Lois de phase d'un réseau conique**

Comme dans la section 1.1.9, on considère un réseau conique constitué de $M$ anneaux de $N$ éléments chacun, séparés d'une distance $d$ selon l'axe $\mathbf{z}$. On garde les mêmes notations que dans la section 1.1.9. D'après les équations 1.31 et 1.36, on définit $\beta_n$ la loi de phase selon l'élément $n$ du sous-réseau circulaire considéré et $\beta_z$ la loi de phase selon l'anneau du cône.

$$\beta_n(\theta_c, \phi_c) = -\ k\, r_m\ \sin\theta_c\ \cos(\phi_c - \phi_n) \qquad \beta_z(\theta_c) = -\ k\,(m-1)\, d\ \cos\theta_c \tag{1.39}$$

En décomposant la loi de phase selon les trois composantes du repère cartésien, les composantes de $\beta$ deviennent :

$$\begin{aligned} \beta_x(\theta_c, \phi_c) &= -\ k\, r_m\ \sin\theta_c\ \cos\phi_c\ \cos\phi_n \\ \beta_y(\theta_c, \phi_c) &= -\ k\, r_m\ \sin\theta_c\ \sin\phi_c\ \sin\phi_n \\ \beta_z(\theta_c) &= -\ k\,(m-1)\, d\ \cos\theta_c \end{aligned} \tag{1.40}$$

### 1.2.3 Formation et dépointage de nuls : le Nullsteering

La section précédente s'est concentrée sur la formation de faisceaux. Elle a montré comment, par le biais des lois de phases, il est possible de concentrer l'énergie de rayonnement d'un réseau d'antennes dans une direction de l'espace qui peut être choisie et modifiée par l'utilisateur. De la même façon cependant, il peut être nécessaire de rejeter les signaux provenant d'une direction donnée lorsque ceux-ci ne sont pas d'intérêt, voire interfèrent avec les signaux que l'on cherche à exploiter. Pour cela, il est possible de favoriser les interférences destructives selon une direction *(θ,ϕ)* pour dépointer un minimum local de rayonnement. Même si le signal émis ou reçu n'est pas complètement annulé dans ces directions, ces minima locaux sont généralement appelés "null" dans la littérature et on utilisera donc par la suite le terme de "nul" ou "nul de rayonnement". La formation de nuls ("nullsteering" en anglais) et ses applications d'anti-brouillage sont ainsi utilisées pour la téléphonie mobile, mais aussi la réception GNSS [28, 29].

L'un des algorithmes de dépointage de nul les plus connus est l'algorithme d'inversion de puissance ("power inversion" en anglais), basé sur la méthode des moindres carrés et employé pour limiter l'influence de brouilleurs dans le cadre de la réception GNSS [30, 31]. Différentes méthodes de niveaux d'efficacité et de complexité variables existent [32].

Ici, on s'intéresse à la méthode la plus simple possible pour la formation de nuls. On considère que le signal incident, dans la direction *(θ,ϕ)*, interfère et doit être rejeté. On impose donc une consigne de dépointage $(\theta_{NS}, \phi_{NS})$ telle que :

$$(\theta_{NS}, \phi_{NS}) = (\theta, \phi) \tag{1.41}$$

Pour rejeter ce signal, on part du raisonnement détaillé dans la section 1.2.2 pour la formation de faisceau, à savoir l'application de lois de phase entre éléments adjacents du réseau pour maximiser les interférences constructives dans la direction de l'espace visée. Puisque la formation de faisceau cherche à compenser le déphasage naturel entre signaux, la formation de nuls peut être réalisée en maximisant les interférences destructives entre les signaux de chaque élément dans la direction *(θ,ϕ)* dans laquelle on souhaite créer le nul. Si l'on suppose un signal constitué de fonctions sinusoïdales $2\pi$-périodiques et un réseau de $N$ éléments, on peut maximiser les interférences destructives en imposant, après avoir réaligné en phase les signaux de chaque antenne, un déphasage supplémentaire de $\frac{2\pi}{N}$ entre les signaux d'éléments adjacents.

On considère ici un réseau d'antennes ponctuelles régulièrement espacées avec un circuit de pondération comme dans la figure 1.16 et l'on cherche la loi de phase $\beta_{NS}$ à imposer pour dépointer un nul dans la direction *(θ,ϕ)* du front d'onde incident. Puisque l'objectif est de minimiser le signal résultant en sortie du circuit de pondération, l'amplitude de chaque signal joue un rôle important. Ainsi dans cette section, on ne considère pas des antennes isotropes. Chaque antenne du réseau introduit une variation d'amplitude $A_{ant\ n}$ et un déphasage $\Delta\varphi_{\text{ant n}}$ dépendants de *(θ,ϕ)*. Ces variations peuvent être caractérisées par la mesure et on suppose donc par la suite qu'elles sont connues. En plus de ces effets et des pondérations appliquées, le signal au niveau de chaque élément subit toujours un déphasage dû à la géométrie du réseau. La réponse de la n$^{\text{ième}}$ antenne du réseau s'écrit ainsi :

$$\|w_n^*\|\,.\,A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\,.\,e^{j[(a-1)\,\psi_x(\theta,\phi)+(b-1)\,\psi_y(\theta,\phi)+(c-1)\,\psi_z(\theta,\phi)+\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)+\angle w^*_{\text{n NS}}]} \quad (1.42)$$

Comme les déphasages $\Delta\varphi_{\text{ant n}}$ introduits par les diagrammes de rayonnement individuels de chaque antenne sont connus, il est possible d'en tenir compte dans la pondération en phase $\angle w^*_{\text{n NS}}$ appliquée au niveau de chaque élément, comme illustré par l'équation 1.43.

$$\angle w^*_{\text{n NS}} = (a-1)\beta_x(\theta,\phi) + (b-1)\beta_y(\theta,\phi) + (c-1)\beta_z(\theta,\phi) - \Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi) \quad (1.43)$$

D'après les raisonnements de cette section et de la section 1.2.2, les pondérations en phase doivent compenser les composantes du déphasage naturel $\psi$ et rajouter un déphasage additionnel de $\frac{2\pi}{N}$ entre éléments adjacents du réseau. L'expression 1.43 de $\angle w^*_{\text{n NS}}$ devient alors :

$$\angle w^*_{\text{n NS}} = -\left[(a-1)\psi_x(\theta,\phi)+(b-1)\psi_y(\theta,\phi)+(c-1)\psi_z(\theta,\phi)\right]-\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)+(n-1)\frac{2\pi}{N} \quad (1.44)$$

En utilisant les équations 1.42 et 1.44, la réponse du réseau, c'est-à-dire la somme pondérée des signaux de chaque antenne (cf. section 1.2.1), s'écrit donc :

$$\begin{aligned}&\sum_{n=1}^{N}\|w_n^*\|\,.\,A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\,.\,e^{j[(a-1)\,\psi_x(\theta,\phi)+(b-1)\,\psi_y(\theta,\phi)+(c-1)\,\psi_z(\theta,\phi)+\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)+\angle w^*_{\text{n NS}}]}\\ &= \underbrace{\sum_{n=1}^{N}\|w_n^*\|\,.\,A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\,.\,e^{j(n-1)\frac{2\pi}{N}}}_{=0 \text{ si } \|w_n^*\|\,.\,A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)=1 \quad \forall n=1,\ldots,N}\end{aligned} \quad (1.45)$$

D'après l'équation 1.45, on peut complètement annuler la contribution d'un signal incident selon la direction de l'espace *(θ,ϕ)* en ajoutant un terme $\frac{2\pi}{N}$ aux lois de phases développées dans la section 1.2.2. Pour cela, on suppose que les diagrammes de rayonnement

individuels des éléments du réseau sont parfaitement compensés par les pondérations en amplitude et en phase imposées par l'utilisateur.

Les pondérations en amplitude des signaux reçus ou émis peuvent être contrôlées par logiciel afin d'assurer que la condition de l'équation 1.45 est remplie. En pratique, on peut s'attendre à ce que de faibles différences d'amplitude et déphasages résiduels soient présents entre les signaux de chaque voie. On peut alors dépointer un nul de rayonnement, c'est-à-dire un minimum local, pour minimiser l'amplitude du signal incident sans réussir à complètement l'annuler.

### 1.2.4 Pondération en amplitude

Les sections 1.2.2 et 1.2.3 ont présenté la pondération en phase au travers de la formation de faisceau et de nul. La pondération en amplitude peut être séparée de la pondération en phase. Elle n'intervient pas dans la direction du lobe principal de rayonnement, mais influe sur sa largeur et sur le niveau des lobes secondaires, que l'on souhaite généralement le plus bas possible. En effet, ces lobes secondaires signifient que le réseau émet ou est sensible à la contribution de signaux dans des directions autres que celle d'intérêt. Or un même signal provient généralement de plusieurs directions à cause du multi-trajet, ce qui est à la base du phénomène d'évanouissement ("fading") [33]. Les méthodes de pondération en amplitude présentées ici ont donc pour rôle de diminuer le niveau des lobes secondaires pour minimiser leur impact sur la qualité d'une communication, tout en maintenant un lobe principal le plus fin possible, préservant ainsi la directivité du réseau. L'opération de pondération en amplitude s'apparente à un fenêtrage des signaux de chaque élément. On présente dans cette section trois algorithmes d'optimisation connus dans la littérature pour minimiser les niveaux des lobes secondaires en pondérant les éléments du réseau en amplitude [34], c'est-à-dire en définissant les valeurs imposées à $\|w_n^*\|$. Les formules sont données pour un réseau de $N$ éléments et les résultats obtenus sont illustrés par un exemple dans le cas d'un ULA de huit éléments.

On peut noter dès le départ que, puisque la pondération en amplitude et la pondération en phase sont traitées indépendamment, les résultats des sections 1.2.2 et 1.2.3 restent valables. Il est ainsi possible de pondérer les amplitudes des signaux de chaque antenne avec les algorithmes présentés dans cette section, tout en dépointant un extremum du diagramme de rayonnement du réeau en déphasant ces mêmes signaux.

Le facteur de réseau de l'ULA sans pondération en amplitude est donné en pointillé pour comparaison directe. Les poids calculés sont à appliquer à chaque élément de l'ULA. Pour un réseau planaire, il est possible d'appliquer ces mêmes poids en considérant chaque ligne ou colonne du réseau comme un ULA indépendant. De même, il est possible de les appliquer dans le cas d'un réseau conique en considérant chaque anneau comme l'élément d'un ULA.

#### Présentation des algorithmes

Trois algorithmes [34] ont été implémentés dans cette thèse : les algorithmes de Blackman [35], de Hamming [36] et Kaïser-Bessel [35, 37]. D'autres algorithmes connus de la littérature, tels que celui de Dolph-Chebyshev [38], ne sont pas présentés dans cette thèse mais pourraient également être implémentés. La figure 1.17 compare les facteurs de réseau obtenus pour un ULA de huit éléments en fonction de la pondération en amplitude appliquée.

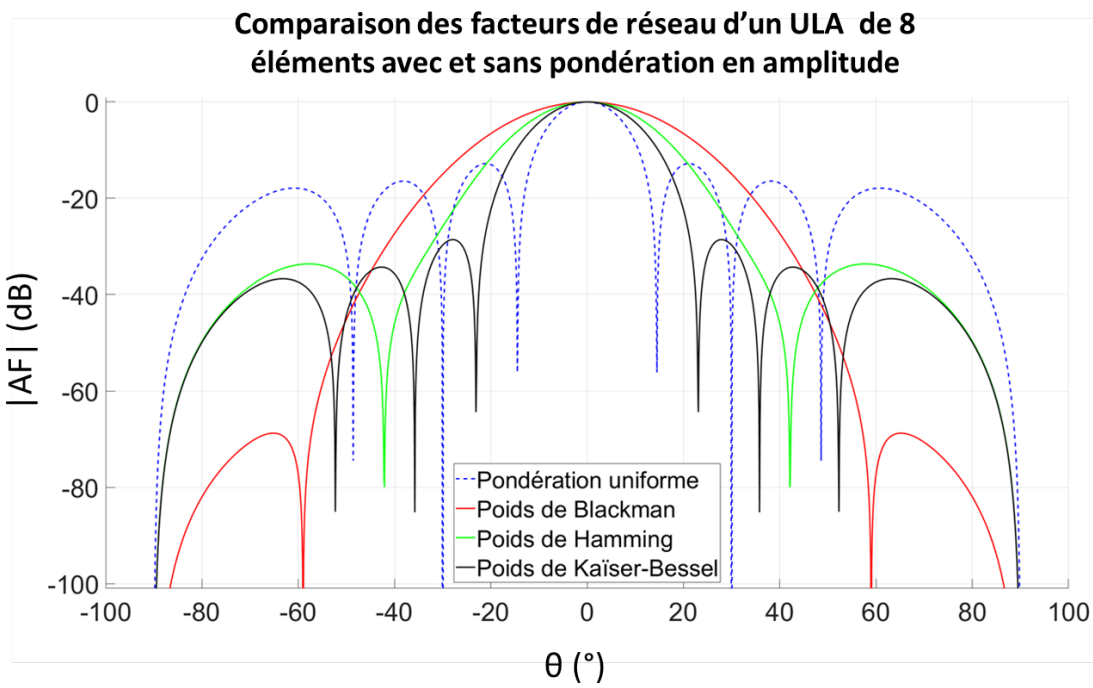



FIGURE 1.17 – Comparaison des facteurs de réseau obtenus pour un ULA de 8 éléments selon la pondération en amplitude appliquée.

Les sous-sections suivantes décrivent le calcul des pondérations appliquées à chacune des antennes de l'ULA, pour les trois algorithmes, et comparent leurs performances à partir de la figure 1.17.

### Poids de Blackman

On définit les poids de Blackman par :

$$\|w_n^*\| = 0,42 - 5\,\cos\left(\frac{2\pi(n-1)}{N-1}\right) + 0,8\,\cos\left(\frac{4\pi(n-1)}{N-1}\right) \quad , \quad n = 1, \ldots, N \tag{1.46}$$

Les poids de Blackman [35] offrent la meilleure suppression des lobes secondaires (maxima locaux en-dessous de -65 dB) au prix du lobe principal le plus large parmi les fenêtres présentées, avec l'apparition des nuls à 59° de la direction de dépointage du lobe principal contre seulement 14,5° sans pondération en amplitude.

### Poids de Hamming

On définit les poids de Hamming par :

$$\|w_n^*\| = 0,54 - 0,46\,\cos\left(\frac{2\pi(n-1)}{N-1}\right) \quad , \quad n = 1, \ldots, N \tag{1.47}$$

Les poids de Hamming offrent un premier compromis par rapport aux poids de Blackman [36], avec une apparition des premiers nuls à 42° de la direction de dépointage, un unique lobe secondaire à -33 dB de chaque côté du lobe principal, au lieu de lobes secondaires à -13 dB sans pondération en amplitude.

#### Poids de Kaïser-Bessel

Les poids de Kaïser-Bessel peuvent être calculés via la formule :

$$\|w_n^*\| = \frac{I_0\left(\alpha\sqrt{1-\left(\frac{(n-1)-N/2}{N/2}\right)^2}\right)}{I_0(\alpha)} \quad , \quad \begin{cases} n = 1,\ldots,N \\ \alpha > 1 \end{cases} \tag{1.48}$$

La valeur $\alpha = 1$ correspond à une pondération uniforme en amplitude.

Les poids de Kaïser-Bessel offrent le meilleur compromis parmi les méthodes présentées dans ce manuscrit [35, 37]. En effet, les premiers nuls apparaissent à 23° du maximum de rayonnement seulement, et demeurent inférieurs à -28 dB (exemple donné pour $\alpha = 3$).

### 1.2.5 Radiogoniométrie (DOA)

Les techniques de dépointage de faisceau ou de nul présentées dans les sections précédentes permettent de modifier le diagramme de rayonnement du réseau afin de favoriser, ou au contraire de limiter l'influence d'un signal incident pour une direction $(\theta_{utilisateur},\phi_{utilisateur})$ que l'utilisateur peut choisir et modifier, comme dans le cas de la figure 1.7 avec l'entrée $\theta$. La direction $(\theta,\phi)$ du signal incident n'est cependant pas forcément connue. De la même façon, cette direction peut varier dans le temps (le signal du téléphone d'un piéton reçu par une station relais par exemple). Puisque les déphasages entre les signaux de chaque antenne dépendent de la géométrie du réseau (connue par l'utilisateur) et de la direction $(\theta,\phi)$ du signal incident, la direction d'un signal reçu par le réseau peut être estimée à partir des signaux reçus par chaque antenne constitutive du réseau. C'est le rôle des algorithmes de radiogoniométrie, ou d'estimation de direction d'arrivée ("Direction of Arrival" ou "DOA" en anglais).

La section suivante présente le principe fondateur et les algorithmes les plus connus d'estimation de DOA pour des cas simples [39, 40, 41, 8]. Puisque le but des algorithmes de DOA est d'estimer la direction depuis laquelle provient un signal reçu, on suppose un fonctionnement en réception tout au long de la section.

#### Matrice de covariance spatiale

La section 1.2.1 a introduit le concept de circuit de formation de faisceau en modélisant le signal résultant du circuit à un instant $t$ donné à l'aide de l'équation 1.34. Dans les faits cependant, les signaux sont échantillonnés dans le temps, et les algorithmes de DOA utilisent un nombre donné d'échantillons pour produire une estimation de la direction $(\theta,\phi)$ du signal incident. On reprend donc le modèle utilisé dans la section 1.2.1, mais l'on suppose maintenant que chaque antenne dispose de $T$ échantillons. De même, les pondérations appliquées à chaque signal peuvent être modifiées (si $(\theta,\phi)$ varie dans le temps par exemple) et l'on suppose donc $T$ pondérations pour chaque antenne constitutive du réseau.

$$\mathbf{y} = \begin{pmatrix} y_{11} & \cdots & y_{1T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{N1} & \cdots & y_{NT} \end{pmatrix} \qquad \mathbf{w}* = \begin{pmatrix} w_{11}^* & \cdots & w_{1T}^* \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N1}^* & \cdots & w_{NT}^* \end{pmatrix} \tag{1.49}$$

Maintenant que plusieurs instants $t$ sont introduits, la sortie $y_{BF}$ du circuit de formation de faisceau n'est plus un nombre, mais un vecteur. Ce vecteur s'écrit comme suit :

$$\mathbf{y_{BF}} = \begin{pmatrix} y_{BF}(t=1) \\ \vdots \\ y_{BF}(t=T) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_{11}^* y_{11} + \ldots + w_{N1}^* y_{N1} \\ \vdots \\ w_{1T}^* y_{1T} + \ldots + w_{NT}^* y_{NT} \end{pmatrix} \tag{1.50}$$

L'expression $\mathbf{w^H y}$ introduite par l'équation 1.34 de la section 1.2.1 devient alors :

$$\mathbf{w^H y} = \begin{pmatrix} (w_{11}^* y_{11} + \ldots + w_{N1}^* y_{N1}) & \ldots & (w_{11}^* y_{1T} + \ldots + w_{N1}^* y_{NT}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ (w_{1T}^* y_{11} + \ldots + w_{NT}^* y_{N1}) & \ldots & (w_{1T}^* y_{1T} + \ldots + w_{NT}^* y_{NT}) \end{pmatrix} \tag{1.51}$$

L'équation 1.51 montre que les termes du vecteur $\mathbf{y_{BF}}$ correspondent à la diagonale principale de la matrice $\mathbf{w^H y}$.

Pour pouvoir estimer la direction d'arrivée du signal reçu, l'idée est de calculer l'amplitude du signal résultant $\mathbf{y_{BF}}$ pour un ensemble de pondérations donné : si les signaux interfèrent constructivement en un signal résultant de forte amplitude, cela signifie que les pondérations appliquées compensent correctement le déphasage naturel entre les antennes du réseau. Si le modèle pour la loi de phase du réseau est suffisamment proche de la réalité, on peut alors supposer que la direction $(\theta_{pondérations}, \phi_{pondérations})$ utilisée pour le calcul des pondérations est une estimation correcte de l'angle d'arrivée du signal reçu par les antennes du réseau. On calcule ainsi l'amplitude du vecteur $\mathbf{y_{BF}}$ :

$$\mathbf{P(w)} = \frac{1}{T}|\mathbf{y_{BF}}|^2 = \frac{1}{T}\mathbf{y_{BF}^T}\,\mathbf{y_{BF}^*} \tag{1.52}$$

Pour obtenir le résultat, on substitue $\mathbf{y_{BF}}$ par $\mathbf{w^H y}$ et l'on s'intéresse uniquement à la diagonale principale du résultat :

$$\mathbf{P(w)} = \frac{1}{T}\mathbf{y_{BF}^T}\,\mathbf{y_{BF}^*} = \frac{1}{T}(\mathbf{w^H y})(\mathbf{y^H w}) = \frac{1}{T}\mathbf{w^H}(\mathbf{y y^H})\mathbf{w} = \mathbf{w^H R_{yy}\,w} \tag{1.53}$$

On appelle $\mathbf{R_{yy}}$ la matrice de covariance spatiale [42]. En conservant les termes de la diagonale principale de la matrice obtenue avec l'équation 1.53, on peut connaître la puissance de sortie du beamformer pour un ensemble donné de pondérations. L'équation 1.53 est ainsi à la base de tous les algorithmes d'estimation de DOA présentés ici. Ils se distinguent par leur moyen de calculer les pondérations $\mathbf{w}$ à appliquer aux signaux reçus par chaque antenne en fonction des performances recherchées (discrimination de plusieurs sources de signal plus ou moins proches les unes des autres, minimisation de la contribution des signaux reçus venant d'autres directions de l'espace que celle d'intérêt, etc).

### Beamformer conventionnel : Bartlett

L'algorithme de DOA le plus ancien et le plus naturel est souvent nommé Bartlett [42, 43] et consiste à appliquer le concept du circuit de beamformer de la section 1.2.1 pour rechercher la direction d'arrivée d'un signal incident, en normalisant les pondérations appliquées en amplitude pour éviter les solutions triviales. On applique donc des pondérations $w^*$ telles que :

$$w(\theta, \phi) = \frac{\mathbf{a}(\theta, \phi)}{\sqrt{\mathbf{a^H}(\theta, \phi)\,\mathbf{a}(\theta, \phi)}} \tag{1.54}$$

En insérant l'expression 1.54 dans l'équation 1.53, l'algorithme calcule la puissance de sortie du beamformer de la façon suivante :

$$\mathbf{P_{Bartlett}}(\theta, \phi) = \frac{\mathbf{a^H}(\theta, \phi)\, \mathbf{R_{yy}}\, \mathbf{a}(\theta, \phi)}{\mathbf{a^H}(\theta, \phi)\, \mathbf{a}(\theta, \phi)} \tag{1.55}$$

Puisque le vecteur de réponse du réseau $\mathbf{a}(\theta, \phi)$ (cf. section 1.1.9) est connu a priori, l'algorithme de Bartlett génère toutes les valeurs de $w$ correspondant à toutes les valeurs de $(\theta,\phi)$ que l'on souhaite tester, et teste la puissance en sortie du beamformer pour chaque configuration possible. L'ensemble de pondérations pour lequel la puissance de sortie est maximale correspond alors aux valeurs de $(\theta,\phi)$ qui corrigent le mieux les déphasages entre les signaux et deviennent l'estimation de la direction d'arrivée du signal.

Cet algorithme est le plus simple à mettre en oeuvre en termes de temps de développement et de ressources nécessaires pour les calculs à réaliser, mais "se contente" de chercher les maxima locaux de la puissance de sortie du beamformer en appliquant les lois de phase entrées par l'utilisateur pour le réseau. Pour ces raisons, ses performances sont les plus limitées. Par exemple, il est impossible de discriminer deux sources plus proches que la largeur du faisceau formé par le réseau [42, 43].

### Algorithme de Capon

L'algorithme dit "de Capon" [44] a été mis au point pour surmonter les limitations de l'algorithme de Bartlett. En effet, l'algorithme cherche des pondérations $w$ permettant de limiter la contribution du bruit et des signaux provenant des directions autres que celle d'intérêt. En posant le problème pour éviter les solutions triviales, on obtient :

$$\begin{cases} \min\limits_{\mathbf{w}} \mathbf{P}(\mathbf{w}) \\ \mathbf{w^H a}(\theta, \phi) = 1 \end{cases}$$

En introduisant la solution pour les pondérations $w$ dans l'équation 1.53, on obtient la formule de calcul de la puissance de sortie du beamformer suivante :

$$\mathbf{P_{Capon}}(\theta, \phi) = \frac{1}{\mathbf{a^H}(\theta, \phi)\, \mathbf{R_{yy}^{-1}}\, \mathbf{a}(\theta, \phi)} \tag{1.56}$$

Où $\mathbf{R_{yy}^{-1}}$ est l'inverse de la matrice de covariance spatiale. Bien que la capacité à discriminer des sources proches demeure toujours dépendante des propriétés du réseau et du rapport signal sur bruit, l'algorithme de Capon est intrinsèquement capable de résoudre des sources plus rapprochées que l'algorithme de Bartlett. Il faut noter la présence de l'inverse de la matrice de covariance spatiale, un calcul qui peut devenir plus coûteux lorsque le nombre d'éléments du réseau augmente.

### Algorithme MUSIC

L'algorithme MUSIC (pour "MUltiple SIgnal Classification" en anglais) est l'un des premiers à explicitement exploiter la modélisation des signaux reçus [45]. Les performances de l'algorithme MUSIC sont particulièrement intéressantes lorsque plusieurs sources sont présentes, et ses performances ont surclassé les algorithmes utilisés jusqu'alors.

Le problème est posé comme suit : un réseau de $N$ antennes ponctuelles reçoit $K$ fronts d'onde ($s_1$, ..., $s_K$) non corrélés provenant de $K$ directions ($(\theta_1,\phi_1)$, ..., $(\theta_K,\phi_K)$), avec $K<N$. Pour $n=1,\ldots,N$, on appelle $y_n$ les signaux reçus par les antennes du réseau et $b_n$ le bruit blanc gaussien observable pour chaque élément. Les vecteurs de réponse du

réseau pour les directions ($(\theta_1,\phi_1)$, ..., $(\theta_K,\phi_K)$) sont notés ($\mathbf{a_1}$, ..., $\mathbf{a_K}$). Le vecteur des signaux reçus s'écrit ainsi :

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{a}(\theta_\mathbf{1}, \phi_\mathbf{1}) & \dots & \mathbf{a}(\theta_\mathbf{K}, \phi_\mathbf{K}) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_K \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_1 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} \tag{1.57}$$

soit, en écriture matricielle :

$$\mathbf{Y} = \mathbf{AS} + \mathbf{B} \tag{1.58}$$

Par le biais de la matrice $\mathbf{A}$, la réception des signaux par le réseau est ainsi vue comme une transformation linéaire de $K$ dans un espace à $N$ dimensions. En considérant un bruit blanc gaussien et en partant de l'équation 1.58, la matrice de covariance spatiale $\mathbf{R_{yy}}$ s'écrit :

$$\mathbf{R_{yy}} = \mathbf{AR_{SS}A^H} + \sigma^2_{bruit}\mathbf{I_N} \tag{1.59}$$

$\sigma^2{}_{bruit}$ est la variance du bruit, $\mathbf{I_N}$ est la matrice identité et $\mathbf{R_{SS}}$ est la matrice de corrélation du signal telle que : $\mathbf{R_{SS}} = \mathbf{SS^H}$.

Chaque colonne de $\mathbf{A}$ est un vecteur de réponse du réseau pour une direction de l'espace différente des autres colonnes. Les colonnes de $\mathbf{A}$ sont donc linéairement indépendantes et $\mathbf{A}$ est de rang $K$. De plus, les signaux reçus sont non corrélés, donc la matrice $\mathbf{R_{SS}}$ est inversible. L'expression $\mathbf{AR_{SS}A^H}$ est donc une matrice de dimensions $N$x$N$ semi-définie positive de rang $K$ et possède $N$ valeurs propres dont les $N$-$K$ plus petites sont nulles. D'après cette propriété et la relation 1.59 , on peut écrire les valeurs propres de $\mathbf{R_{yy}}$ :

$$\lambda_{K+1} = \lambda_{K+2} = \ldots = \lambda_N = \lambda_{min} = \sigma^2_{bruit} \tag{1.60}$$

Par définition des valeurs propres et vecteurs propres s'en suit l'égalité suivante. On appelle $\mathbf{v_i}$ les vecteurs propres de $\mathbf{R_{yy}}$.

$$\mathbf{R_{yy}v_i} = \sigma^2_{bruit}\mathbf{v_i} \quad , \qquad i = K+1, \ldots, N \tag{1.61}$$

Soit, d'après 1.59 :

$$\mathbf{AR_{SS}A^Hv_i} = 0 \quad , \qquad i = K+1, \ldots, N \tag{1.62}$$

Puisque les colonnes de $\mathbf{A}$ sont linéairement indépendantes et que $\mathbf{R_{SS}}$ est inversible, on en déduit :

$$\mathbf{A^Hv_i} = 0 \quad , \qquad i = K+1, \ldots, N \tag{1.63}$$

En d'autres termes, l'équation 1.63 montre que les vecteurs colonnes de $\mathbf{A}$, qui décrivent le sous-espace du signal, sont orthogonaux aux $N$-$K$ vecteurs propres de $\mathbf{R_{yy}}$ qui correspondent au bruit. Les sous-espaces du signal et du bruit sont orthogonaux :

$$\{\mathbf{a}(\theta_\mathbf{1}, \phi_\mathbf{1}), \ldots, \mathbf{a}(\theta_\mathbf{K}, \phi_\mathbf{K})\} \perp \{\mathbf{v_{K+1}}, \ldots, \mathbf{v_N}\} \tag{1.64}$$

L'algorithme MUSIC consiste à chercher parmi les vecteurs du réseau $\mathbf{a(\theta,\phi)}$ lesquels sont orthogonaux au sous-espace du bruit. D'après l'équation 1.64, lorsque la direction $(\theta,\phi)$ testée correspond à la direction d'arrivée d'un des $K$ signaux incidents, alors seulement $\mathbf{a(\theta,\phi)}$ est orthogonal au sous-espace du bruit. En termes géométriques, lorsque la

direction *(θ,ϕ)* testée correspond à la direction d'arrivée d'un signal, la distance euclidienne $d$ entre les vecteurs du réseau et le sous-espace du bruit est minimale. On évalue donc la fonction à maximiser ainsi :

$$\mathbf{P_{MUSIC}}(\theta,\phi) = \frac{1}{d^2} = \frac{1}{\mathbf{a^H}(\theta,\phi)\,\mathbf{v_n}\,\mathbf{v_n^H}\,\mathbf{a}(\theta,\phi)} \quad , \quad \mathbf{v_n} = \{\mathbf{v_{K+1}},\ldots,\mathbf{v_N}\} \tag{1.65}$$

### Comparaison des trois algorithmes

Trois algorithmes d'estimation de DOA ont été présentés. L'algorithme de Bartlett, ou beamformer conventionnel, teste successivement les vecteurs de réponse du réseau pour toutes les directions d'arrivée possibles. Cette technique est la plus directe mais offre les performances les plus limitées (voir figure 1.18 ci-après). L'algorithme de Capon cherche à limiter l'influence des signaux provenant de directions autres que celle d'intérêt pour améliorer la robustesse de l'estimation aux interférences. Enfin, l'algorithme MUSIC exploite le modèle mathématique des signaux reçus. Il réalise la décomposition en valeurs propres de la matrice de covariance spatiale pour extraire les estimations de DOA. Les trois algorithmes présentés sont donc de complexité et de coût en ressources de calcul croissants. Cette complexité croissante permet cependant d'améliorer la robustesse de l'estimation réalisée. La figure 1.18 compare les fonctions de puissance de sortie pour les algorithmes de Bartlett, Capon et MUSIC. Dans les trois cas, la valeur maximale de la fonction puissance correspond à l'estimation de DOA que fournit l'algorithme. Les fonctions affichées sont obtenues en simulant un signal incident aléatoire avec un rapport signal sur bruit de 20 dB. La robustesse des algorithmes de Capon et MUSIC permet de mieux rejeter les interférences. Les fonctions de puissance associées présentent donc un pic uniquement lorsque l'angle testé correspond à la direction d'arrivée du signal incident. Au contraire, l'algorithme de Bartlett présente des lobes secondaires lorsque les valeurs d'angles testées apportent des interférences constructives entre les signaux reçus sur les différentes antennes du réseau, rendant l'algorithme moins robuste aux erreurs.

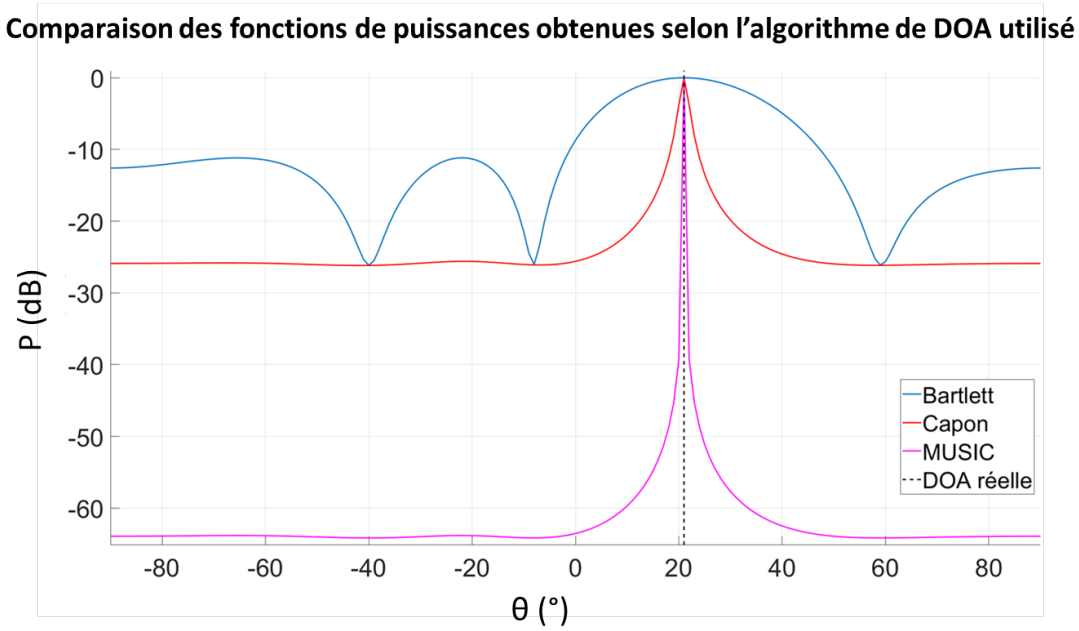



FIGURE 1.18 – Comparaison des performances atteintes par les trois algorithmes pour un rapport signal sur bruit de 20 dB.

On peut noter ici la mise à disposition, peu de temps après le début de cette thèse, d'un module de GNU Radio (cf sections 1.5.4 et 1.5.6) nommé gr-doa [46, 47], implémentant l'algorithme MUSIC pour la carte fille alors nouvellement sortie par Ettus, la twinRX [48]. Ce module était alors néanmoins prévu pour fonctionner uniquement avec cette carte fille, plus onéreuse et permettant uniquement la réception de signaux (cf section 1.5.6). Malgré la synchronisation permise entre les voies de la twinRX, une étape de calibration demeurait nécessaire avant l'utilisation de ce module. Pour ces raisons, le travail présenté s'appuie sur notre implémentation en C++ des algorithmes présentés dans GNU Radio, à l'aide de l'outil gr_modtool (cf section 1.5.6).

## 1.3 Les réseaux intelligents et le traitement d'antennes

Les sections précédentes ont introduit d'importantes notions sur les antennes, présenté le concept de réseau d'antennes et certaines possibilités offertes par ces derniers en pondérant les signaux de chaque élément du réseau en amplitude et/ou en phase. Il est possible d'utiliser des circuits électroniques capables d'imposer un ensemble fini de pondérations, comme les matrices de Butler [49], pour imposer autant de configurations différentes au réseau piloté, si les différents scénarios auxquels le réseau doit s'adapter sont connus. La direction du signal incident n'est cependant pas toujours connue et certaines applications nécessitent une adaptation du réseau à des situations qui ne peuvent être anticipées (le déplacement d'utilisateurs d'un réseau mobile par exemple). La section précédente sur la DOA a montré comment la direction $(\theta,\phi)$ d'un signal incident peut être estimée si elle n'est pas connue. Si la consigne de dépointage $(\theta_c,\phi_c)$ peut être modifiée de manière automatisée, en imposant l'estimation d'un algorithme de DOA par exemple, il est alors envisageable d'utiliser une électronique de contrôle pour modifier en temps réel les pondérations appliquées aux signaux des éléments du réseau en fonction de l'estimation de $(\theta,\phi)$. En fonction du traitement d'antennes réalisé, le diagramme de rayonnement du réseau peut ainsi être adapté à des scénarios évolutifs, simulant une intelligence contrôlant le réseau. La section suivante introduit ainsi le concept de "réseau intelligent".

### 1.3.1 Définition des réseaux d'antennes intelligents

Les premières études des réseaux d'antennes, et la possibilité de reconfigurer leur diagramme de rayonnement en pondérant la phase et l'amplitude des signaux de leurs antennes constitutives, remontent à la seconde guerre mondiale. Pourtant, l'intérêt pour les réseaux d'antennes s'est surtout popularisé avec les progrès fulgurants de ces dernières décennies dans les technologies de l'électronique et des télécommunications. La disponibilité de puissances de calcul inimaginables encore 50 ans plus tôt et les performances accrues des composants électroniques ont en effet rendu envisageable une utilisation intelligente des réseaux pour correctement exploiter la flexibilité de leurs diagrammes de rayonnement. Ainsi, on entend par "réseau intelligent" un système constitué d'un réseau d'antennes et d'une architecture électronique de contrôle capable d'adapter le diagramme de rayonnement du réseau à une situation évolutive. Par exemple, une station relais de téléphonie mobile capable de recevoir et émettre dans la direction d'un téléphone précis, possiblement en mouvement, tout en limitant les interférences produites par un autre téléphone, comme illustré dans la figure 1.19.

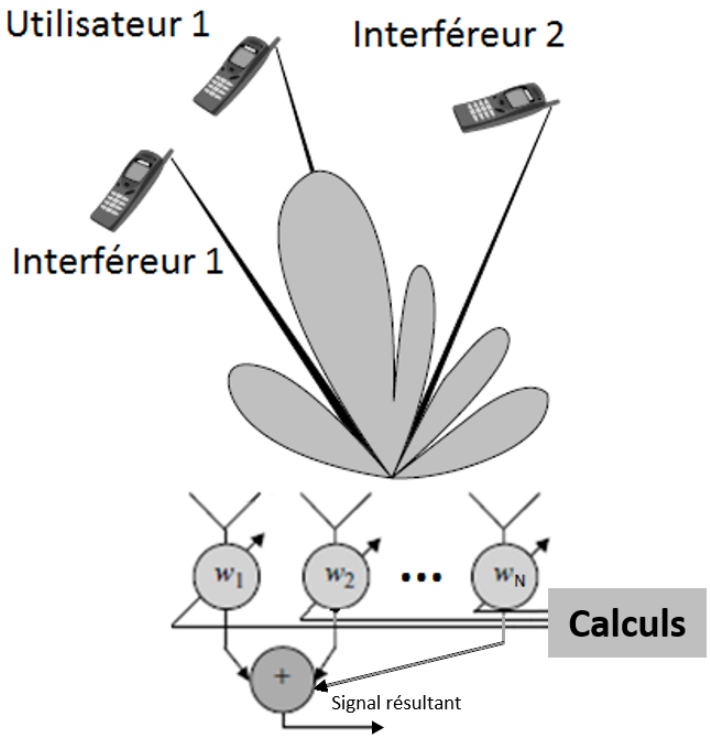



FIGURE 1.19 – Réseau intelligent capable de maximiser son rayonnement dans la direction d'un utilisateur mobile tout en limitant les interférences produites par un autre [17].

#### Bénéfices des réseaux intelligents

De par la possibilité de modifier leur diagramme de rayonnement, les réseaux intelligents offrent une grande flexibilité. Il est possible de concevoir un réseau d'antennes en fonction des critères d'un cahier des charges et des différents scénarios dans lesquels le système doit fonctionner. Les réseaux intelligents répondent ainsi aux besoins d'un grand nombre d'applications pour lesquelles une unique antenne directive ne convient pas.

Puisque leurs diagrammes de rayonnement sont directifs et peuvent être modifiés en pondérant les signaux des antennes élémentaires, il est possible de favoriser les communications avec un interlocuteur précis tout en rejetant les signaux d'autres appareils, comme illustré dans la figure 1.19. On appelle cette capacité à discriminer les signaux venant de directions particulières de l'espace le filtrage spatial. L'exemple fourni par la figure 1.19 illustre le cas d'une station de relais pour les réseaux de téléphonie mobile. Le filtrage spatial représente un enjeu de plus en plus important pour les télécommunications dans un contexte où le nombre d'appareils présents sur les réseaux continue d'augmenter et les bandes de fréquences sont encombrées. De plus, il est possible, tout en rejetant les signaux qui ne sont pas d'intérêt, de compenser les effets du multi-trajet (par exemple en milieu urbain) pour tirer contribution non seulement du signal reçu ou émis en trajet direct, mais également de ses réflexions. Les réseaux intelligents offrent ainsi un rapport signal sur bruit accru et sont moins sensibles aux interférences.

#### Inconvénients

Les réseaux d'antennes reposent sur le principe d'interférences constructives et destructives entre plusieurs antennes traitant les mêmes signaux. Puisqu'il est nécessaire d'utiliser plusieurs antennes, d'assurer une chaîne de réception/émission différente pour chaque antenne, de se soucier de la synchronisation entre les différents signaux et de

développer une électronique de contrôle, les réseaux intelligents sont complexes et coûteux à mettre en oeuvre par rapport à une antenne classique. Ces inconvénients sont d'autant plus vrais que le nombre d'antennes nécessaires pour que le réseau remplisse le cahier des charges est élevé, et dépend également du coût des antennes individuelles. Il faut cependant noter que ces coûts supplémentaires sont visibles à court-terme. Le gain plus important des réseaux par rapport à une unique antenne permet l'utilisation d'amplificateurs moins puissants. Sur le long terme et à gain égal, les réseaux peuvent donc également être économiquement avantageux.

### 1.3.2 Etat de l'art des réseaux d'antennes

L'histoire du développement des réseaux d'antennes est fortement liée non seulement à l'histoire des technologies de l'électronique, mais aussi à celle de la guerre froide et de la conquête spatiale. En effet, les premiers lancements russes et la menace grandissante d'une attaque balistique à très longue portée ont entraîné aux Etats-Unis un besoin crucial de RADARs à longue portée pour la surveillance, la détection et la défense contre des missiles. L'amélioration des performances des RADARs militaires constituait alors un axe de recherche prioritaire [10] étroitement lié aux réseaux d'antennes. Dans la course à l'armement, des sommes colossales ont été dépensées par les états américain et russe dans la construction de structures de plusieurs milliers, voire dizaines de milliers d'antennes, aux consommations de plusieurs centaines de kilowatts, comme illustré sur la figure 1.20. Cette figure montre le "Missile Site Radar" (ou MSR). Construit en 1975 pour l'armée américaine, chacune de ses quatre faces utilise un réseau de plus de 5000 éléments, pour une consommation de plus de 200 kW. La structure a été construite dans un contexte de guerre froide, pour surveiller les éventuels lancements de missile ennemis et alliés, mais n'a jamais officiellement servi en situation de conflit réel.

FIGURE 1.20 – Le Missile Site Radar (MSR) a été construit dans un contexte de peur d'une guerre nucléaire. Il contient plus de 5000 éléments et rayonne plus de 200 kW.

Ces systèmes pionniers étaient d'abord fixes avant d'être adaptés aux besoins et ressources disponibles pour être embarqués d'abord sur des navires, puis des camions, des avions de chasse, etc. Aujourd'hui encore, des RADARs dédiés à très hautes performances sont financés par l'armée américaine, pour la surveillance spatiale par exemple [50]. Les RADARs constituent de nos jours une technologie que l'on retrouve sur une multitude de plateformes et dans plusieurs bandes de fréquences suivant les applications visées. Par exemple, le RADAR Cobra, embarqué sur un camion, est utilisé par l'armée française pour les avantages tactiques qu'il offre sur le théâtre opérationnel : détection et localisation des moyens d'artillerie adverse, contrôle des effets des tirs d'artillerie alliés, information sur la position, la direction et la bande de fréquence de fonctionnement de brouilleurs, etc [51, 52].

L'explosion des télécommunications dans les années 90 avec les réseaux de téléphonie mobile a contribué à la démocratisation des réseaux d'antennes dans les applications civiles. Face au nombre grandissant d'utilisateurs et d'appareils présents sur les réseaux, les filtrages fréquentiel et temporel ne sont plus suffisants et le filtrage spatial permis par les réseaux d'antennes est devenu la piste privilégiée pour permettre un service toujours plus performant [53]. Les antennes-relais de téléphonie mobile, dont le but est de permettre la meilleure couverture possible du territoire, utilisent ainsi des réseaux d'antennes pour assurer une couverture à 360° et limiter les interférences entre utilisateurs [54], comme illustré dans la figure 1.21.

FIGURE 1.21 – Station relais de téléphonie mobile constituée de réseaux d'antennes linéaires d'une dizaine d'éléments.

Les réseaux d'antennes sont donc aujourd'hui largement utilisés dans la communauté des télécommunications. En plus des applications militaires et des réseaux sans fil, où ils jouent un rôle majeur, on peut citer par exemple l'utilisation de diagrammes de rayonnement directifs, voire intelligents, pour augmenter la zone d'effet des puces à "Radio-Frequency IDentification" (RFID) [55], ou la conception de RADARs pour étudier et prévoir les phénomènes météorologiques [56]. Parmi toutes ces applications, les radiocommunications avec des projectiles en vol et le suivi de projectiles sont au coeur des recherches du groupe "Sensors, Telemetry and Communications" (STC) de l'ISL et font l'objet d'un développement plus détaillé dans la section suivante.

## 1.4 Télécommunications avec des projectiles

Les missions de l'ISL peuvent se regrouper sous les domaines de la défense et la sécurité du territoire. Les travaux menés peuvent également concerner la sécurité et la lutte contre le terrorisme. Dans le cadre de ces missions, le groupe STC travaille à l'instrumentation de projectiles tirés au canon pour la collecte de données de vol et la mise en place de radiocommunications bidirectionnelles optimisées et sécurisées entre le projectile et des stations alliées, au sol ou aériennes [27, 57, 58]. Ces travaux visent entre autres au développement de munitions "intelligentes" dans le futur, permettant de réduire les dégâts collatéraux en situation de combat, de s'affranchir des systèmes de brouillage et d'écoute adverses, etc. Les projectiles tirés au canon sont soumis à des accélérations pouvant aller jusqu'à 20000 G pour une vitesse de pointe en vol entre Mach 1 et Mach 6, suivant les projectiles, et une rotation pouvant dépasser les 1000 Hz suivant les calibres. Ces contraintes très particulières séparent ce domaine d'application des applications plus connues de la communauté des télécommunications, et l'ISL possède un savoir-faire historique dans ce domaine. Les parties suivantes présentent des exemples

de solutions mises en place à l'ISL pour le suivi et les communications bidirectionnelles avec un projectile.

### 1.4.1 Les antennes à diagramme fixe

Historiquement, la première solution consiste à placer une unique antenne directive alignée avec l'axe de tir, une antenne dont le diagramme de rayonnement est directif et fixe. La directivité de l'antenne de la station alliée permet alors de capter les signaux provenant du projectile ou d'émettre vers le projectile. Cette solution présente évidemment de nombreux désavantages : aucune adaptabilité n'est possible en fonction de la situation réelle, et les conditions de bonne réception sont tributaires de la trajectoire du projectile, de la position et de l'orientation de l'antenne embarquée par rapport à la station au sol (figure 1.22).

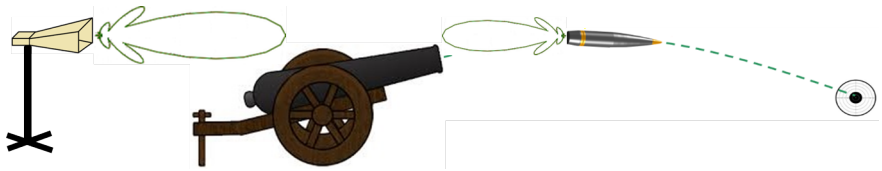


FIGURE 1.22 – Antenne directive fixe utilisée pour les télécommunications avec un projectile en vol.

Rapidement, de telles antennes ont été placées sur des structures mécaniques mobiles (figure 1.23). Une estimation de la trajectoire du projectile permet alors d'orienter mécaniquement l'antenne en direction du projectile. Il devient ainsi possible de suivre un projectile malgré la trajectoire balistique de celui-ci, mais la réactivité du système est dépendante de la structure mécanique et si la trajectoire estimée n'est pas correcte, il est possible que les conditions de la liaison RF ne soient pas satisfaisantes.

FIGURE 1.23 – Antenne parabolique à diagramme fixe. Un moteur monté sur le trépied permet le suivi mécanique du projectile.

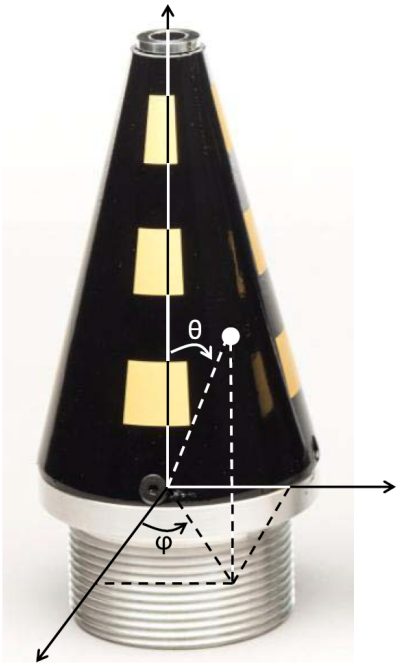
### 1.4.2 Les solutions à base de réseaux intelligents

Les réseaux intelligents permettent de s'affranchir des limitations précédentes. Le suivi électronique permis par les techniques de formation de faisceaux est bien plus rapide qu'un suivi mécanique et, en le combinant avec des algorithmes de DOA, offre

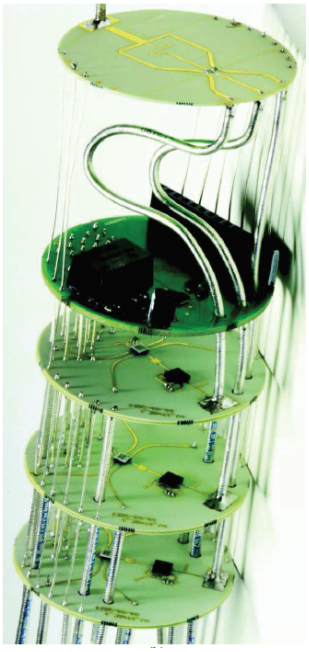
une bien meilleure flexibilité dans les cas où la trajectoire diffère des prédictions. Si les composants sont capables de résister aux accélérations subies au coup de canon, des réseaux intelligents peuvent être embarqués sur le projectile en vol et déployés au niveau de la station au sol pour assurer une directivité bidirectionnelle pendant tout le vol du projectile. A notre connaissance, peu de travaux de suivi à l'aide de réseaux phasés concernent des applications aux contraintes aussi spécifiques que le suivi de projectile, et dans ce cas les architectures développées (RADARs actifs [59], stations passives de télémesures [60]) sont, qu'elles soient analogiques [61] ou numériques [62, 63], développées spécifiquement pour l'application visée.

### 1.4.3 Etat de l'art des travaux menés à l'ISL

Le groupe de recherche STC de l'ISL travaille avec des RADARs Doppler actifs (la trajectoire du projectile est calculée en post-traitement en intégrant la courbe de sa vitesse) et des stations de réception de données passives situés derrière le canon, alignés avec l'axe de tir, basés sur des antennes directives au diagramme généralement fixe. Ces stations de réception utilisent des radios logicielles pour enregistrer les données reçues par une unique antenne lors des tirs instrumentés. Des recherches sont également menées sur des antennes [64] et réseaux d'antennes [65] destinés à la conception de stations au sol ainsi qu'au projectile lui-même. Ces études portent sur des liaisons unidirectionnelles et bidirectionnelles en bandes S et C, et sur la réception de signaux GNSS. Un système de contrôle de réseaux d'antennes intégrés à une pointe de projectile, basé sur une architecture analogique et des déphaseurs numériques 4 bits (figure 1.24a) a ainsi été l'objet d'étude dans le cadre de la thèse de Vincent Jaeck [9].




(a) Pointe de projectile et sous-réseaux conformés à la surface conique.



(b) Circuit d'alimentation à base de déphaseurs 4 bits développé pour piloter les réseaux pendant le vol.

FIGURE 1.24 – Système de contrôle d'antennes embarqué dans une pointe de projectile développé par Vincent Jaeck dans le cadre de sa thèse [9].

Le système fonctionne à une fréquence de 5,2 GHz, permet 16 configurations précalculées pour le diagramme de rayonnement de 4 sous-réseaux linéaires de 3 éléments, activés tour à tour pour rayonner constamment dans la direction de la station alliée mal-

gré le roulis du projectile, et a fait l'objet d'essais en conditions réelles [65]. Ces travaux ont permis de valider le fonctionnement du système, qui limite les émissions de données du projectile en vol à la seule direction de la station alliée. Néanmoins, le système a été conçu spécifiquement pour l'application visée à 5,2 GHz et le nombre limité de configurations permis par les déphaseurs crée des directions de l'espace dans lesquelles il n'est pas possible de diriger le lobe principal du sous-réseau activé. Ces limitations constituent une partie des motivations des travaux présentés ici.

## 1.5 Les radios logicielles

Les sections précédentes sur les antennes et réseaux ont introduit les principes les plus importants utilisés dans la suite de cette thèse. Ces principes sont bien connus de la communauté des télécommunications, mais le pilotage de ces derniers est le plus souvent mis en oeuvre à l'aide de circuits électroniques analogiques ou numériques dédiés [13, 66, 67]. Ces solutions dédiées peuvent être performantes et rapides, mais nécessitent un temps de développement et des coûts élevés. Elles sont conçues spécifiquement pour la bande de fréquence de fonctionnement de l'application visée. La technologie des radios logicielles, en revanche, offre une solution commerciale à bas coût, reconfigurable et fonctionnelle pour une large gamme de fréquence, et est donc étudiée ici dans le cadre des applications à alignement de phase. La section suivante a ainsi pour but de présenter les notions les plus importantes des radios logicielles et de donner un aperçu de l'état de l'art de cette technologie.

### 1.5.1 Définition de radio logicielle

Une radio logicielle est définie comme un appareil de radiocommunication dans lequel certaines ou l'ensemble des fonctionnalités généralement assurées par des couches électroniques physiques ont été implémentées. En d'autres termes, ces opérations habituellement appliquées aux signaux analogiques sont remplacées par des opérations de traitement du signal numérique sous forme d'instructions programmables à l'aide d'un ordinateur ou d'une unité de traitement embarquée. Le remplacement de matériel dédié par des algorithmes de traitement de signal numérique présente plusieurs avantages, parmi lesquels la possibilité de modifier le traitement appliqué au signal par reprogrammation pour une flexibilité d'applications accrue sans modification matérielle, ou l'absence de vieillissement desdits algorithmes.

#### Ce à quoi aspire la radio logicielle

Idéalement, une radio logicielle permettrait d'échantillonner directement le signal reçu par l'antenne pour le traiter dans le domaine numérique. De même, un ensemble d'échantillons créé en bande de base numérique pourrait être converti en un signal analogique et transmis par l'antenne en fonctionnement émission. Ainsi, la flexibilité dans les applications rendues possibles par cette architecture seraient maximales et les limites de fonctionnement du système seraient définies par la puissance de calcul disponible et les propriétés de l'antenne utilisée [68]. La figure 1.25 résume cette architecture idéale.

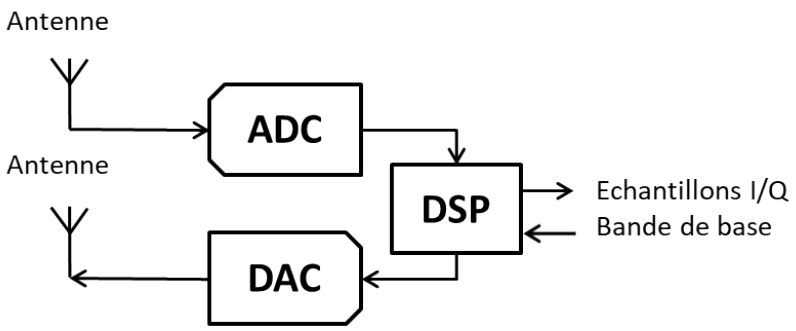



FIGURE 1.25 – Architecture idéale d'une radio purement logicielle.

### Limitations technologiques et fonctionnement réel

L'architecture présentée précédemment offre les meilleurs avantages en termes de flexibilité : si l'ensemble des composants de la radio sont définis par logiciel, alors l'intégralité de ses fonctions peuvent être modifiées sans toucher au matériel. Cependant, elle implique d'échantillonner directement le signal radio tel que reçu ou émis par l'antenne, c'est-à-dire à des fréquences pouvant aller de quelques kilohertzs à plusieurs dizaines de gigahertzs, ainsi que d'implémenter tous les composants de la radio et d'assurer leur fonctionnement en temps réel. S'il existe de nos jours des convertisseurs capables d'échantillonner des signaux à plusieurs giga échantillons par seconde (GSPS) [69], des limitations technologiques et économiques rendent encore inenvisageable une telle architecture [70]. Pour échantillonner les signaux analogiques et les traiter dans le domaine numérique, il est préférable de les ramener dans des bandes de fréquences plus basses à l'aide de composants analogiques tels que des filtres, des mélangeurs ou des amplificateurs [71]. La figure 1.26 illustre l'architecture d'une radio logicielle réelle (selon les caractéristiques de la radio logicielle, des variations peuvent être visibles dans l'architecture, comme visible dans [72] par exemple). On note la présence de plusieurs étages pour d'abord transposer les signaux dans une bande de fréquence intermédiaire, en fonction des caractéristiques des composants utilisés. Les rôles des différents composants et étages sont présentés dans la section suivante sur la partie matérielle.

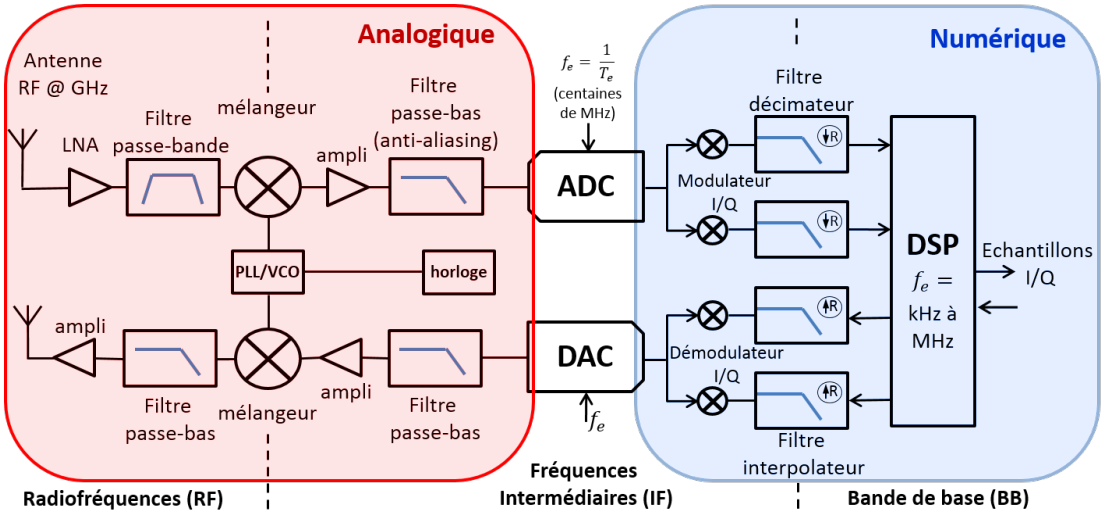



FIGURE 1.26 – Schéma de l'architecture d'une radio logicielle réelle [72].

### 1.5.2 Partie matérielle

La section suivante présente les principaux composants d'une radio logicielle.

#### Mélangeur

En fonctionnement réception, les radios logicielles nécessitent d'échantillonner les signaux analogiques captés par l'antenne. De la même manière, il est nécessaire en émission qu'elles génèrent des signaux analogiques à une fréquence porteuse adaptée à l'antenne. Mais les signaux utilisés dans le domaine des télécommunications peuvent atteindre des fréquences élevées (plusieurs dizaines de GHz) pour être directement échantillonnés sans perte d'information. On préfère donc ramener le signal analogique dans des bandes de fréquences plus basses en premier lieu. On utilise généralement un mélangeur de fréquences pour cela. Il s'agit d'un circuit électronique non linéaire pouvant transposer des signaux électriques d'une fréquence vers une autre, en fonction de la fréquence à laquelle le circuit est alimenté (généralement à l'aide d'un oscillateur local). Dans un récepteur radio, le mélangeur permet généralement de ramener le signal reçu vers une bande de fréquence plus basse pour un traitement plus facile. Dans un émetteur au contraire, les traitements sont d'abord réalisés sur des signaux basse fréquence avant d'être transposés vers des fréquences plus élevées, adaptées à l'antenne utilisée pour l'émission. Un mélangeur est en principe un multiplicateur de tension, et permet ainsi de créer des signaux de sortie à des fréquences correspondant à des sommes pondérées des fréquences d'entrée. On s'attarde ici sur le cas d'un mélangeur supposé idéal. On suppose que les deux signaux en entrée sont des sinusoïdes pures de pulsations respectives $\omega_1$ et $\omega_2$. Le premier signal d'entrée est arbitrairement choisi comme référence de phase. Le second signal est supposé déphasé de $\varphi$ par rapport à la référence de phase. Puisque le circuit est un multiplieur de tensions, le signal de sortie $s_{out}$ s'écrit alors :

$$s_{out} = \cos(\omega_1 t)\cos(\omega_2 t + \varphi) = \frac{\cos([\omega_1 + \omega_2]t + \varphi)}{2} + \frac{\cos([\omega_1 - \omega_2]t - \varphi)}{2} \tag{1.66}$$

La figure 1.27 montre un mélangeur supposé idéal. Un signal de pulsation $\omega_1$ (correspondant à une fréquence $f_1$) est appliqué en entrée et le mélangeur est alimenté avec un oscillateur local oscillant à la pulsation $\omega_2$. Le signal de sortie présente alors, d'après l'équation 1.66, les pulsations $\omega_1 + \omega_2$ et $|\omega_1 - \omega_2|$ :

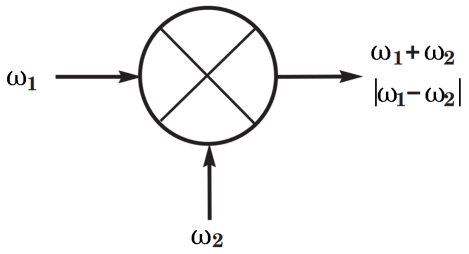



FIGURE 1.27 – Principe d'un circuit mélangeur idéal, pour un signal de pulsation $\omega_1$ en entrée et alimenté par un oscillateur à la pulsation $\omega_2$.

L'équation 1.66 montre qu'un mélangeur idéal alimenté par le signal que l'on souhaite décaler en fréquence et le signal d'un oscillateur local permet de transposer le signal d'intérêt dans une autre bande de fréquence tout en préservant la phase du signal d'origine. Les radios logicielles peuvent donc être utilisées pour imposer les déphasages voulus aux échantillons reçus ou émis en bande de base numérique. Les signaux analogiques associés préservent ces déphasages aux imperfections des mélangeurs près, permettant un fonctionnement en alignement de phase.

### Hétérodynage

En pratique, les antennes captent une multitude de signaux dans les bandes de fréquences autour de la fréquence porteuse. Ces signaux sont bruités et de faible puissance à cause de la distance entre l'émetteur et le récepteur. En réception, il est donc nécessaire d'amplifier et de filtrer les signaux analogiques reçus. Le LNA ("Low-Noise Amplifier" en anglais) est chargé de l'amplification des signaux en limitant le bruit ajouté. Les filtres passe-bande permettent, eux, de sélectionner le canal d'intérêt autour de la fréquence porteuse pour éliminer les signaux reçus dans les bandes de fréquences avoisinantes.

Cependant, la conception de filtres sélectifs à fréquence variable est plus difficile à hautes fréquences qu'à des fréquences plus basses. La solution généralement admise consiste à d'abord transposer les signaux reçus dans une bande de fréquence intermédiaire, pour laquelle les filtres sont plus faciles à réaliser et offrent un meilleur gain (ce qui limite le besoin de rajouter des amplificateurs supplémentaires). C'est le principe d'hétérodynage. Selon les besoins et architectures, plusieurs étages peuvent aussi être mis en cascade pour assurer la qualité des signaux reçus transposés en bande de base. Dans un émetteur, des transpositions de fréquence sont également utilisées pour assurer l'amplification et limiter les harmoniques des signaux émis.

### Convertisseurs

L'idée de base de la radio logicielle est d'implémenter un maximum de ses composants en logiciel, mais pour cela seuls des signaux numériques, c'est-à-dire des valeurs quantifiées et discrétisées du signal codées sur un nombre $n$ défini de bits, peuvent être traités. Les ondes électromagnétiques utilisées dans les télécommunications captées par l'antenne sont converties en tensions analogiques. Les convertisseurs sont chargés de convertir les signaux analogiques reçus (une fois ces signaux analogiques ramenés dans des bandes de fréquences adaptées aux composants numériques) en signaux numériques et, inversement, de générer à partir des signaux numériques des tensions analogiques permettant, après reconversion en bande de fréquence RF, de transmettre correctement l'information. En réception, on parle de convertisseur analogique-numérique ou "ADC" pour "Analog to Digital Converter" en anglais. En émission au contraire, on parle de convertisseur numérique-analogique, ou "DAC" pour "Digital to Analog Converter".

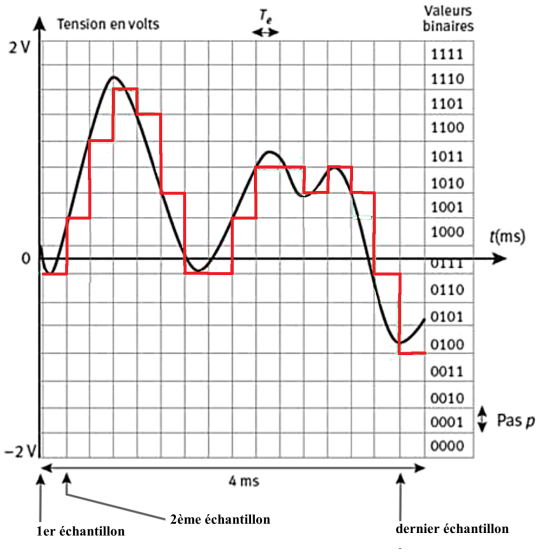



FIGURE 1.28 – Principe d'un convertisseur, analogique-numérique ou numérique-analogique [73].

La figure 1.28 montre le principe de fonctionnement d'un convertisseur de fréquence d'échantillonnage $f_e = 1/T_e = 400$ échantillons/s, capable de quantifier les signaux analogiques sur $n = 4$ bits, donc de coder $2^n = 16$ valeurs différentes pour ladite tension. Si le convertisseur est analogique-numérique, la tension analogique est le signal d'entrée. La valeur de cette tension est mesurée à des instants précis $T_e$, par exemple à l'aide d'un système échantillonneur-bloqueur, et discrétisée en la valeur la plus proche permise par le nombre de valeurs qui peuvent être codées par le convertisseur sur $n$ bits. Le résultat est la tension en rouge sur la figure 1.28. Pour chaque valeur discrète de cette tension, le convertisseur associe alors une valeur codée sur $n$ bits qui peut être utilisée pour traitement numérique du signal par logiciel. Le principe est le même pour un convertisseur numérique-analogique, sauf que les données d'entrée sont les valeurs codées sur $n$ bits. La sortie du convertisseur est alors la tension marquée noire sur la figure 1.28, une tension analogique puisque les temps de montée réels du convertisseur ne sont jamais nuls. Evidemment, dans un sens comme dans l'autre, plus le nombre de bits sur lequel les valeurs binaires peuvent être codées est grand et plus la fréquence d'échantillonnage $f_e$ est élevée, plus la tension analogique originelle (en noir sur la figure 1.28) peut être approximée finement, mais plus la quantité de données à traiter dans un temps donné est importante. Les convertisseurs d'aujourd'hui peuvent atteindre des fréquences d'échantillonnages de l'ordre du gigasample/s pour une résolution faible (6 à 8 bits) ou des fréquences de centaines de mégasamples/s pour des résolutions plus élevées (entre 12 et 18 bits) [74, 75].

### Oscillateur contrôlé en tension (VCO)

Un oscillateur contrôlé en tension, souvent appelé VCO pour "Voltage-Controlled Oscillator", est un circuit électronique capable de générer un signal périodique dont la fréquence dépend de la tension appliquée à son entrée. En faisant varier cette tension d'entrée, il est ainsi possible de contrôler la fréquence à laquelle oscille le signal de sortie. Cette propriété explique leur utilisation dans de nombreuses applications, parmi lesquelles les boucles à verrouillage de phase présentées ci-après. On peut citer comme applications les circuits générateurs d'horloge [76], les générateurs de fréquence (production de musique avec de l'électronique par exemple), ou même le pilotage de réseaux phasés à l'aide de réseaux de VCO couplés [77, 78].

### Boucle à verrouillage de phase

Une boucle à verrouillage de phase, ou "PLL" pour "Phase-Locked Loop" en anglais, est un circuit électronique dont la phase du signal de sortie (et par extension, sa fréquence) est asservie sur la phase (ou la fréquence, respectivement) du signal d'entrée. La figure 1.29 présente un montage de boucle à verrouillage de phase.

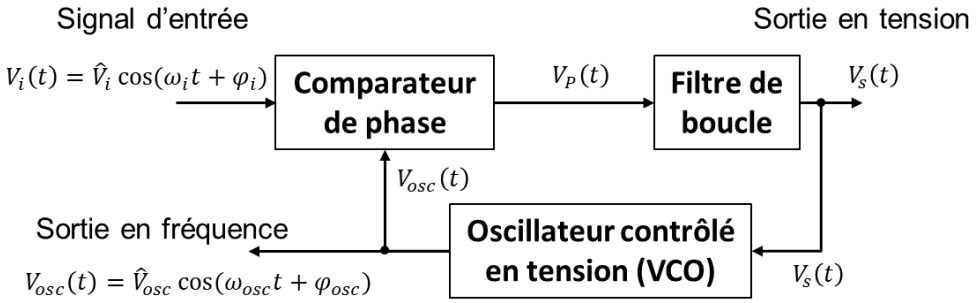



FIGURE 1.29 – Principe d'une boucle à verrouillage de phase.

Un circuit comparateur de phase permet de générer une tension $V_P$ proportionnelle au déphasage entre la tension variable d'entrée $V_i$ et la tension $v_{osc}$ utilisée comme référence de phase. Après filtrage, la tension $V_s$ est à la fois une tension de sortie du circuit et la tension d'entrée d'un VCO pour régulation. Le filtre de boucle est choisi selon l'application visée (ici un passe-bas permet d'éliminer les variations de phase hautes-fréquences). Cette régulation est réalisée par le biais du VCO et assure qu'en régime permanent, les tensions $V_s$ et $V_{osc}$ demeurent constantes. En effet, comme la tension de sortie $V_s$ est proportionnelle au déphasage entre les deux tensions $V_i$ et $V_{osc}$, une augmentation de ce déphasage (signe que la fréquence de $V_i$ est supérieure à celle de $V_{osc}$) entraîne une augmentation de $V_s$. Puisque la tension $V_s$ en entrée du VCO augmente, la fréquence du signal de sortie, $V_{osc}$, augmente à son tour, réduisant ainsi le déphasage avec la tension $V_i$ et entraînant une régulation dans le sens opposé. Cette boucle ne peut converger que si les fréquences de $V_i$ et $V_o$ sont égales et maintiennent un déphasage constant entre les deux signaux (la sortie d'intérêt dans cette application est $V_{osc}$). Comme les VCO, les boucles à verrouillage de phase sont utilisées pour de nombreuses applications. Dans notre cas, les signaux d'horloge nécessaires au fonctionnement des radios logicielles sont synchronisés à l'aide de boucles à verrouillage de phase, ce qui introduit la nécessité de calibrer les différentes voies de l'émetteur-récepteur, comme développé plus tard dans ce manuscrit.

### FPGA

"FPGA" vient de l'anglais "Field-Programmable Gate Array". Il s'agit d'un circuit électronique intégré constitué d'un grand nombre de portes logiques et qui peut être programmé par l'utilisateur à l'aide d'un langage de description matériel, le VHDL (de "VHSIC-HDL" pour "Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language"). Selon les caractéristiques du circuit FPGA utilisé et le programme implémenté, il est possible de modifier les fonctions logiques réalisées par le circuit, et ainsi de décrire par des algorithmes le comportement de différents matériels. Dans le cadre des travaux présentés ici cependant, on utilise les fonctions logiques implémentées dans le FPGA des radios commerciales utilisées, sans intervenir directement sur ce FPGA pour modifier la partie du matériel émulée.

### Processeur et Digital Signal Processor (DSP)

Un processeur est un circuit électronique capable d'exécuter des instructions machine, base de tout programme informatique. Ces instructions peuvent être des opérations arithmétiques plus ou moins compliquées selon les cas, des opérations logiques ou de contrôle, ou des opérations de lecture ou d'écriture sur différentes entrées/sorties. Le processeur rassemble la majeure partie des capacités de calcul d'un système embarqué. Il est capable de réaliser un nombre limité d'instructions élémentaires, et a pour but de permettre de réaliser la plus grande diversité d'applications logicielles possible, par opposition aux unités de calcul spécialisées et optimisées pour un type de calcul précis, comme les processeurs graphiques ("GPU" pour "Graphics Processing Unit") ou les processeurs de signal numérique (plus souvent appelés "DSP" pour "Digital Signal Processor").

Une radio logicielle ayant pour principe de réaliser les opérations de traitement de signal dans le domaine numérique, elle repose sur l'utilisation d'une unité de calcul. La présence d'un DSP, optimisé pour les calculs de traitement numérique du signal, est un atout pour une radio logicielle en termes de performance, mais l'utilisation d'un processeur peut être justifiée par des contraintes d'embarquement et de coût : la radio logicielle s'occupe alors de numériser les signaux à grande vitesse et de les transmettre à un ordinateur qui réalise la majeure partie des opérations de traitement de signal numérique

[79]. Les radios logicielles commerciales utilisées dans ces travaux, les “Universal Software Radio Peripherals” (USRPs) [80], utilisent cette dernière architecture.

### 1.5.3 Débit de données

Les données échantillonnées par les radios logicielles sont traitées en bande de base numérique. Une partie de ce traitement peut être réalisée dans un FPGA, mais une unité de calcul (un DSP ou un processeur par exemple) est nécessaire. Selon son architecture, la radio logicielle peut intégrer une unité de calcul ou utiliser celle d'un ordinateur. Dans tous les cas, puisque les convertisseurs échantillonnent des données à une fréquence élevée sur une ou plusieurs voies, se pose la question du débit de données maximal entre les convertisseurs et l'unité de calcul. Les paramètres à prendre en compte pour estimer ce débit incluent :

— le nombre de voies sur lesquelles des données sont échantillonnées.

— la résolution des convertisseurs (le nombre de bits sur lesquels les données sont codées). On considère dans ce manuscrit des échantillons I/Q. Il faut donc transférer les parties réelle et imaginaire de nombres complexes, chacune codée sur le nombre de bits permis par la résolution des convertisseurs.

— la fréquence d'échantillonnage des convertisseurs, en nombre d'échantillons par seconde (SPS pour “Sample Per Second” en anglais) et par voie.

Le tableau 1.30 résume quelques exemples chiffrés d'applications de réception de données et les débits associés.

| application | nombre de voies | résolution des convertisseurs (x2 échantillons I/Q) | fréquence d'échantillonnage (MSPS) | débit (Gbits/s) | interface |
|---|---|---|---|---|---|
| station de réception pour tir instrumenté | 1 | 16 bits | 25 | 0,78 | câble 1 Gbit Ethernet |
| station de suivi sur 4 voies | 4 | 16 bits | 8,33 | 1,04 | Thunderbolt 3 vers double 1 Gbit Ethernet |
| réception à haut débit sur 2 voies | 2 | 16 bits | 100 | 6,25 | carte 10 Gbit Ethernet ou PCIexpress |
| station de suivi avec le réseau planaire | 16 | 16 bits | 25 | 12,5 | Double 10 Gbit Ethernet ? |

FIGURE 1.30 – Exemples d'applications de réception de données et débits estimés associés.

Le tableau 1.30 montre que, selon les paramètres de l'application, les débits de transfert des données échantillonnées vers l'unité de calcul peuvent rapidement atteindre des valeurs élevées. Certaines technologies permettent d'assurer des débits aussi élevés, comme les cartes PCIe (“PCI-Express”) [81] qui assurent une connexion câblée entre la radio logicielle et le bus PCI-Express de l'ordinateur. Dans le cas des systèmes multi-voies comme les réseaux d'antennes, un nombre de voies élevé entraîne également une multiplication des débits nécessaires. Toujours selon le nombre de voies du système, le nombre de modules de radio logicielle utilisés doit également être adapté. Chacun de ces modules devant transmettre ses données à l'unité de calcul de façon synchronisée avec les

autres, un nombre important de radios logicielles entraîne donc une nécessité d'adapter les interfaces (est-il envisageable, selon les contraintes de l'application, de connecter 8 ou 16 radios logicielles sur une interface capable de supporter un débit de 12,5 Gbits/s ?).

Il faut également noter qu'au-delà de la capacité d'assurer le débit de données entre les convertisseurs et l'unité de calcul, un flux de données de plusieurs Gbits/s pose également la question des capacités de cette unité de calcul (de l'ordinateur pilotant la radio logicielle par exemple) à enregistrer et/ou traiter ces données en temps réel. En fonction du débit et du traitement de signal requis par l'application, il est possible que l'unité de calcul ne soit pas assez rapide. De la même façon, l'enregistrement de données en temps réel est limité par la vitesse d'écriture maximale dans la mémoire du système. Si l'on souhaite s'affranchir des limitations technologiques pour un nombre de voies trop important, un traitement décentralisé des données peut être adopté [54], mais amène d'autres défis techniques au niveau de la synchronisation entre les modules, la parallélisation et hiérarchisation des tâches, la modularité du système, etc.

### 1.5.4 Partie logicielle

L'intérêt des radios logicielles consiste à réaliser un maximum d'opérations dans le domaine numérique, c'est-à-dire en traitant des signaux numérisés à l'aide d'instructions informatiques. La partie suivante présente donc deux des outils les plus communément utilisés pour le pilotage de radios logicielles, Matlab et son outil de programmation graphique associé, Simulink, et le logiciel libre GNU Radio.

#### Matlab et Simulink

Simulink est un outil de programmation graphique intégré à Matlab et intégrant les programmes nécessaires pour piloter de nombreuses radios logicielles du commerce. Il profite de la grande bibliothèque de fonctions de Matlab et offre un environnement de travail confortable, avec à disposition des fonctions de haut niveau pour épargner à l'utilisateur des réglages trop complexes, des outils de contrôle et de test ou encore des tutoriels en ligne ou en vidéo. Simulink étant un outil de programmation graphique utilisant des fonctions Matlab, il est possible de piloter les mêmes radios logicielles directement à l'aide de fonctions Matlab si besoin est. Matlab et Simulink permettent de piloter, entre autres, les cartes USRP vendues par National Instruments [82], les SDR Zynq comme la Picozed "System-On-Module" (SOM) [83], ou encore le dongle USB RTL-SDR [84]. Cependant, Matlab et Simulink sont des logiciels propriétaires et l'achat d'une licence est donc obligatoire pour utiliser ces outils.

#### GNU Radio

GNU Radio est un outil de développement logiciel pour le traitement numérique de signal et le pilotage de radios logicielles [85]. Cet outil peut être installé sur une distribution Linux, Windows ou MacOS, mais est principalement conçu et optimisé pour fonctionner sous Linux. GNU Radio forme un outil puissant et complet qui présente par rapport à Matlab l'avantage d'être libre de droit. C'est l'outil utilisé dans cette thèse ; il est donc présenté plus en détail ici.

GNU Radio traite les données numériques sous la forme de flux d'échantillons transitant entre des fonctions de traitement du signal numérique. Les échantillons transitent par tampons (on utilisera le terme anglais plus courant de "buffer" par la suite), c'est-à-dire qu'à l'appel d'une fonction, celle-ci traite un buffer entier d'échantillons et produit en sortie un buffer d'échantillons traités. Ce nouveau buffer peut alors être traité par la fonction suivante lors de son prochain appel et ainsi de suite. Chaque flux traite donc

des échantillons générés en continu (directement par logiciel ou échantillonnés avec un convertisseur) par des fonctions appelées "sources" jusqu'à ce qu'ils soient consommés par une ou plusieurs fonctions sans buffer de sortie appelées "sink" (comme une fonction d'affichage graphique ou d'écriture dans un fichier). L'ensemble constitué par une fonction, ses buffers d'entrée et de sortie, ses paramètres, etc, est appelé un bloc et doit, selon la philosophie des concepteurs de GNU Radio, réaliser une opération la plus élémentaire possible. Un programme écrit à l'aide de GNU Radio est essentiellement un programme Python rassemblant l'ensemble des flux d'échantillons à traiter. Chaque bloc peut être codé en Python ou en C++ selon les besoins en termes de performances de la fonction. GNU Radio possède également une interface graphique, appelée GNU Radio Companion, qui permet de générer le code Python d'un programme GNU Radio en liant graphiquement les différents blocs entre eux, comme sur Simulink. Cette interface de programmation graphique montre explicitement les blocs et les flux de données. Un exemple est présenté dans la figure 1.31. Dans cet exemple, deux flux sont créés par les blocs "Random Source" et "Noise source" respectivement, et sont utilisés par les blocs Sink d'affichage graphique "WX GUI Scope Sink" et "WX GUI Number Sink". Lorsque les données sont échantillonnées grâce à une radio logicielle, le traitement est alors réalisé dans GNU Radio en temps réel.

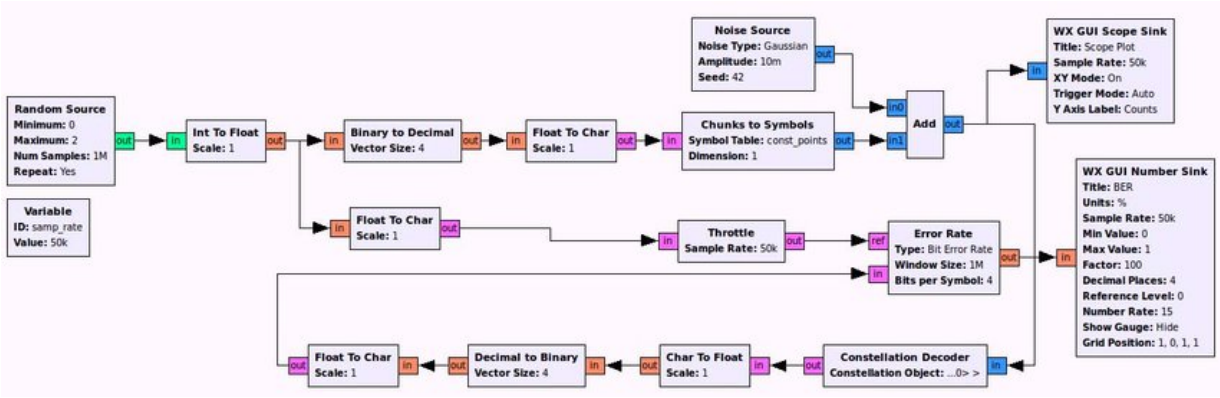



FIGURE 1.31 – Exemple de graphique dans GNU Radio Companion (GRC) utilisé pour générer le programme Python correspondant.

### 1.5.5 Etat de l'art des radios logicielles

Matlab et GNU Radio sont des outils logiciels permettant de piloter la majorité des radios logicielles commercialisées aujourd'hui. Celles-ci sont présentées dans la partie suivante. Quelques étapes importantes de l'évolution des produits conçus au cours de ces dernières décennies sont également discutées.

#### Quelques étapes importantes dans l'histoire de la radio logicielle

L'histoire de la technologie de la radio logicielle est intimement liée à celle des unités de calcul [86], le développement de microprocesseurs, FPGAs, etc permettant la réalisation de plateformes de radio logicielle plus évoluées. La figure 1.32 présente certaines étapes importantes de la courte histoire de la radio logicielle.

Les premières études rendues publiques sur le développement de la radio logicielle en tant que technologie se situent dans les années 90 avec les projets militaires américains SpeakEasy [87]. La première génération du projet SpeakEasy avait pour but de permettre la communication avec une dizaine d'appareils de télécommunications spécalisés de l'armée américaine à l'aide d'une unique plateforme, et devait permettre d'amorcer le virage

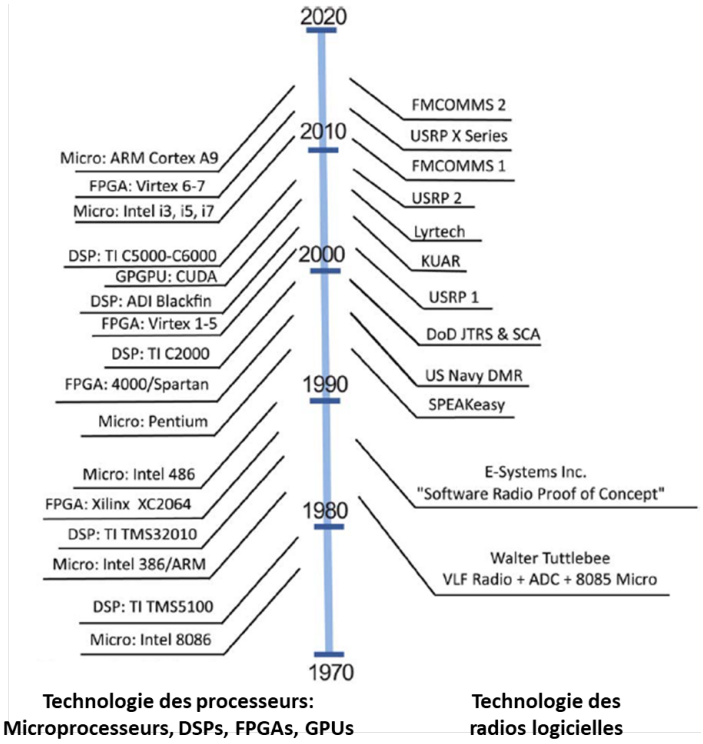



FIGURE 1.32 – Quelques étapes de l'histoire de la radio logicielle, située par rapport au développement des processeurs [86].

entre deux époques : la première durant laquelle la technologie progressait "lentement" et où un appareil ultra spécialisé avait une durée de vie de plusieurs dizaines d'années, et la seconde où les progrès réalisés amenaient (et amènent encore aujourd'hui) à renouveler le même équipement tous les deux ans afin de rester à la pointe des performances, que ce soit dans le domaine des applications civiles ou militaires. La deuxième plateforme SpeakEasy était quant à elle capable de communiquer avec un nombre encore plus grand d'appareil et était la première plateforme de développement pour radio logicielle à intégrer un FPGA. Ces avancées majeures furent suivies par le développement de la "Digital Modulator Radio" (DMR) par la navy américaine. Les radios logicielles les plus connues par la suite furent développées dans les années 2000, après l'arrivée sur le marché de processeurs et de FPGAs plus puissants. Cette période marqua également l'arrivée de la radio logicielle dans les secteurs civils, où la téléphonie mobile et l'enseignement sont considérés comme les applications majeures [88, 89]. Le début des années 2000 marqua ainsi par exemple l'arrivée des "Universal Software Radio Peripherals" (USRPs) d'Ettus Research [90], développées pour offrir aux chercheurs, aux universités ou encore aux radioamateurs un système compétitif à bas coût. Là où la première série d'USRP assurait la connexion avec l'ordinateur externe par USB, la deuxième série (USRPs N200 et N210) utilisait une interface gigabit Ethernet. La série plus récente des "USRPs X" est présentée dans la partie suivante.

### Les radios logicielles aujourd'hui

Bien qu'encore aujourd'hui en plein milieu de son développement, la technologie de la radio logicielle est aujourd'hui bien plus démocratisée qu'à ses débuts. Il existe de nombreuses plateformes grand public disponibles dans des gammes de prix allant de quelques dollars à plus de dix-mille dollars [91]. En ce qui concerne les plateformes les plus abordables, on peut penser aux produits suivants :

— le dongle RTL2832U DVB-T [84], vendu pour quelques dollars sur internet et capable de fonctionner entre 30 et 1700 MHz.
— la HackRF One de Great Scott Gadgets [92], pouvant émettre ou recevoir en semi-duplex entre 1 MHz et 6 GHz à raison de 20 mégasamples par seconde (Msps) codés sur 8 bits au prix de trois cents dollars environ.
— la plutoSDR de AnalogDevices [93], fonctionnelle en duplex entre 70 MHz et 6 GHz [94] à raison de 20 MHz de bande passante pour des convertisseurs sur 12 bits pour moins de deux-cents dollars.

Parmi les radios logicielles tirant parti du processeur d'un ordinateur, on peut citer :
— la plateforme Sora [95] développée par Microsoft avant d'être rendue libre d'accès.
— la plateforme KUAR [96] mise au point par l'université du Kansas.
— le projet WARP ("Wireless Open-Access Research Platform") développé par la Rice University de Houston [97].
— le projet RHINO ("Reconfigurable Hardware Interface for Computing and Radio") créé par l'université de Cape Town en Afrique du Sud pour la recherche et l'enseignement, utilisant un FPGA Xilinx et un processeur ARM Cortex A8 [98].
— les USRPs conçues par Ettus Research, vendues par National Instruments [90].

La plateforme Atomix [99], quant à elle, tire parti d'un DSP plutôt qu'un processeur. Certaines plateformes exploitent au maximum un FPGA embarqué ; c'est le cas du projet Airblue [100] et des plateformes Xilinx utilisant les circuits Zynq, telles que la Zedboard [101].

### 1.5.6 Radios logicielles utilisées pendant cette thèse

Le but de cette thèse est de réaliser des études sur l'utilisation de la technologie radio logicielle dans les applications à cohérence et alignement de phase, et plus particulièrement pour les télémesures et le suivi de projectile. L'idée est de réaliser une démonstration de concept et de permettre une comparaison des architectures spécialisées largement utilisées aujourd'hui avec les radios logicielles commerciales. Dans cette optique, le choix s'est arrêté à une plateforme adaptée à la démonstration de concept. La partie suivante présente plus en détail la plateforme USRP X310 de National Instruments utilisée tout au long de cette thèse. L'ensemble des informations sur la partie matérielle comme la partie logicielle de ces plateformes sont libres d'accès. La partie matérielle est intégralement consultable via [102] tandis que la partie logicielle est disponible sur GitHub [103].

#### National Instruments USRP X310

Parmi les plus performantes du marché au sein de la famille des SDR qui exploitent le processeur d'un ordinateur, les USRPs X310 de National Instruments peuvent embarquer deux cartes filles amovibles (à acheter séparément) constituant les frontaux analogiques. La carte mère d'une USRP X310 est, quant à elle, équipée de quatre convertisseurs. Deux ADC et deux DAC permettent ainsi d'échantillonner jusqu'à 200 Msps sur 14 et 16 bits respectivement. Elle embarque un FPGA Kintex-7 de chez Xilinx. Ce FPGA implémente à l'achat les fonctionnalités permettant des conversions entre bandes de fréquences, décimation, interpolation, et autres fonctions de traitement du signal numérique. De l'espace mémoire est également disponible pour que l'utilisateur implémente des fonctions de traitement additionnelles et obtienne une meilleure répartition des tâches entre processeur et FPGA, donc de meilleures performances. L'interface entre la radio logicielle et l'ordinateur est assurée par des connexions Ethernet 1 et 10 gigabit/seconde (gigE), et peut être améliorée en utilisant une carte PCIEe Express (on peut alors atteindre les 200

Msps en duplex autorisée par les convertisseurs). L'USRP X310 est vendue à 5500 € pièce environ. La figure 1.33 montre une USRP X310 ouverte, utilisant deux cartes filles pour fonctionner en duplex sur deux voies et pilotée via un câble Ethernet. Des USRPs X310 sont également utilisées au sein du groupe de recherche STC pour la réception de télémesures avec une unique antenne.

FIGURE 1.33 – USRP X310 pilotée par Matlab via un câble Ethernet, utilisant deux voies sur deux cartes filles.

### Cartes filles UBX-160

Deux USRPs X310 sont utilisées pour permettre un fonctionnement sur quatre voies en réception comme en émission, en duplex. Chaque USRP est équipée de deux cartes filles UBX-160 [104] permettant à l'USRP de fonctionner jusqu'à 6 GHz avec une bande passante de 160 MHz, suffisante pour les applications de cette thèse dans laquelle les fréquences d'utilisation se situent entre 1 et 3 GHz. L'utilisation de cartes filles UBX-160 permet en outre d'assurer une cohérence de phase entre les voies des USRPs synchronisées sur les mêmes sources, prérequis fondamental pour les applications visées. Une carte fille UBX-160 est vendue pour 1200 € pièce environ. La figure 1.34 montre une carte fille UBX-160.

FIGURE 1.34 – Vue d'une carte fille UBX-160.

On peut noter ici la sortie, après le début de cette thèse, de la carte fille twinRX [48] intégrant deux voies en réception à elle seule. Il est donc possible d'embarquer quatre voies en une seule USRP et de s'affranchir de la nécessité de synchroniser plusieurs plateformes. De plus, cette carte fille assure non seulement une cohérence de phase, mais également un alignement des phases de chaque voie, encore une fois nécessaire pour les applications visées. Les cartes filles twinRX sont vendues 2800 € pièce environ, les rendant à peine plus chères que deux cartes UBX-160. Cependant, elles sont limitées à un fonctionnement réception, là où les applications visées peuvent être bidirectionnelles. De plus, un système de plus de quatre voies nécessite dans les deux cas de synchroniser plusieurs USRPs. Pour ces raisons et pour assurer l'applicabilité des concepts étudiés

quelle que soit la taille du réseau d'antennes, les travaux présentés ici utilisent deux USRPs synchronisées embarquant chacune deux cartes filles UBX-160.

### Débit de données entre USRPs et ordinateur

Les problématiques liées aux débits de données élevés requis par les applications multi-voies basées sur la radio logicielle ont été présentées dans la section 1.5.3. Chaque USRP est équipée de deux ports Ethernet 1 Gbit / 10Gbits et d'un port PCI-express pour interfaçage selon les besoins de l'application et l'ordinateur utilisé. Le système commercial étudié pendant les mesures est présenté dans la section 2.1.1 du chapitre 2. La question du débit de données et de l'interface entre USRPs et ordinateur y est abordée pour les mesures en environnement anéchoïque. Le changement d'interface lié aux besoins spécifiques de l'application finale est développé dans la section 2.9 du chapitre 2, qui présente les résultats expérimentaux obtenus.

### Octoclock-G

Puisque cette étude nécessite l'utilisation de plusieurs USRPs dans le cadre d'applications à alignement de phase, il apparaît nécessaire de synchroniser les oscillateurs et convertisseurs de ces USRPs à une référence commune. Le fabricant vend un appareil destiné à partager une signal commun de référence en fréquence à 10 MHz et une référence de temps en un signal de 1 Pulse Par Seconde (PPS), distribuable jusqu'à un maximum de huit USRPs de différents modèles : l'Octoclock [105]. L'appareil peut également embarquer un oscillateur discipliné par signal GPS (puce "GPSDO" pour "GPS Disciplined Oscillator") afin de s'affranchir du besoin de référence pour l'Octoclock lui-même. Cette thèse utilise un Octoclock-G, c'est-à-dire équipé d'une puce GPSDO, comme illustré dans la figure 1.35. Le fabricant annonce une précision de 50 ns sur le signal PPS une fois l'Octoclock synchronisé sur une constellation GPS [106].

FIGURE 1.35 – Photo d'un Octoclock-G, modèle d'Octoclock équipé d'un GPSDO

### Pilotage par GNU Radio

Les USRPs peuvent être pilotées par ordinateur à l'aide de GNU Radio. En effet, des fonctions présentes dans l'arborescence de base de GNU Radio permettent de piloter simplement une USRP pour numériser des signaux reçus ou générer des signaux analogiques correspondant aux flux de données en entrée du bloc. La figure 1.36 montre les blocs GNU Radio correspondant au pilotage d'USRPs, tels qu'ils sont visibles dans l'interface graphique GNU Radio Companion.

Les mots-clés "Source" et "Sink" sont à comprendre du point de vue de GNU Radio et de son fonctionnement en flux de données. "USRP Source" est donc un bloc générateur d'échantillons I/Q, ce qui implique un fonctionnement en réception, à l'inverse de "USRP Sink" qui implique un fonctionnement en émission. Les ordinateurs utilisés fonctionnent tous sous Linux mais peuvent utiliser des distributions différentes, notamment Mint et Ubuntu. La version de GNU Radio utilisée est la version 3.7.13.4. Puisque GNU Radio n'implémente pas de base de fonctions destinées au traitement des réseaux

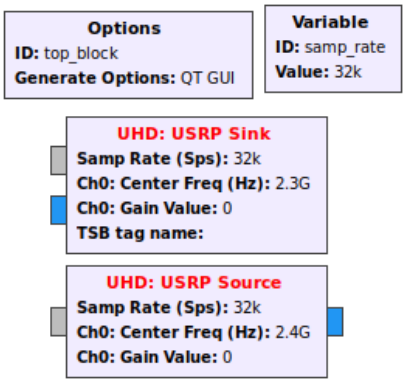



FIGURE 1.36 – Blocs pour piloter des USRPs, accessibles dans GNU Radio et GNU Radio Companion. Ils peuvent être utilisés simultanément pour du full-duplex à deux fréquences porteuses différentes.

d'antennes et aux applications à alignement de phase, il est également nécessaire d'implémenter les algorithmes correspondant aux différents points développés dans la partie sur le traitement des réseaux. Pour ce faire, GNU Radio propose un outil permettant de créer de nouveaux blocs codés par l'utilisateur, référés sous le nom de modules "Out-Of-Tree", pour les ajouter à la bibliothèque de fonctions disponibles. Cet outil s'appelle "gr_modtool' et est présenté dans la partie suivante.

#### Outil de développement gr modtool

Ajouter de nouveaux blocs à ceux déjà existants peut s'avérer complexe pour l'utilisateur non expérimenté. Un outil permet donc de générer les fichiers nécessaires pour créer de nouveaux blocs et assurer leur intégration à GNU Radio. Cet outil, "gr_modtool", ne fait cependant "que" générer les fichiers nécessaires. Programmer les fonctions nécessaires, gérer les entrées-sorties du bloc et leur taux d'interpolation ou décimation, compiler et débugger le bloc demeurent le travail de l'utilisateur. Pour cette raison, un tutoriel sur l'utilisation de gr_modtool pour la création de blocs dans GNU Radio est joint en annexe. Plusieurs tutoriels sont également disponibles en anglais sur internet [85]. Ces derniers ne permettant pas de réaliser des blocs plus compliqués, regarder le code source d'un bloc dont la structure se rapproche du bloc que l'on souhaiterait faire (différents types de données en entrée par exemple) reste un excellent moyen de s'informer pour coder son propre bloc. La communauté est également disponible pour aider les membres qui ont effectué des recherches et ont malgré tout besoin de conseils [107].

## 1.6 Problématique : concevoir un système de contrôle d'antennes avec des radios logicielles du commerce

Au travers des sections précédentes, nous avons exposé notre vision de l'état de l'art des réseaux d'antennes et des radios logicielles. Comme détaillé dans la section 1.3.2, les réseaux intelligents ont connu un développement très important avec l'augmentation des besoins des applications en termes de gain, de résistance aux interférences entre utilisateurs, etc. Aujourd'hui, ils sont utilisés dans de nombreux domaines d'application des télécommunications.

La section 1.5.5, d'un autre côté, explique que la technologie plus jeune des radios logicielles a certes connu de forts développements avec la démocratisation et l'amélioration des processeurs, de l'informatique et des algorithmes de traitement du signal numérique,

mais est encore aujourd'hui considérée par les membres de la communauté comme à ses débuts. Dans les faits, les réseaux d'antennes et la radio logicielle demeurent encore séparés dans la grande majorité des applications. Nous pensons pourtant que la radio logicielle est aujourd'hui suffisamment mature pour tirer parti de ses avantages dans les applications de pilotage de réseaux phasés. Certains travaux témoignent d'ailleurs de l'intérêt grandissant de la communauté des télécommunications pour la radio logicielle. Par exemple, les travaux [108, 109] présentent l'implémentation de l'algorithme MUSIC à l'aide de modules SDR assemblés spécifiquement et les tests réalisés avec des sous-réseaux linéaires pilotés à l'aide de commutateurs. Ces travaux sont généralement conduits dans des contextes plus "classiques" des télécommunications, tels que l'adaptation à des scenarii de multitrajets dans des environnements intérieurs [16], la localisation d'émetteurs dans des environnements urbains [110], le suivi d'utilisateurs à pied ou en voiture [111], etc.

Le groupe STC travaille à l'instrumentation de projectiles, un domaine d'application aux contraintes très particulières au sein de la communauté des télécommunications du fait des énormes accélérations subies par l'électronique embarquée, des problématiques d'embarquement, ou encore du contexte où des appareils de télécommunications délibérément hostiles peuvent être présents. Le groupe et l'ISL possèdent un savoir-faire historique dans ce domaine, mais aujourd'hui les architectures déployées, qu'elles soient analogiques ou numériques, sont conçues spécifiquement pour les applications visées. Au vu de ce qui a été détaillé jusqu'ici, la flexibilité offerte par les radios logicielles et leur démocratisation justifient l'étude de leur application. La possibilité d'utiliser une architecture générique disponible dans le commerce à bas coût pour répondre aux différents besoins des applications réalisées par STC représente un intérêt majeur, notamment en termes de coût et de temps de développement. Ce travail est le fruit d'une collaboration de l'ISL avec le laboratoire XLIM, qui apporte son expertise dans les domaines de la radio logicielle, de l'électronique des radio-fréquences et du traitement des signaux analogiques et numériques. L'exploration des performances atteignables à l'aide d'un système reposant entièrement sur des radios logicielles commerciales n'est à notre connaissance pas disponible dans l'état de l'art.

De plus, il est envisageable dans une vision à long-terme d'utiliser les démonstrations de concept développées ici pour embarquer des architectures basées uniquement sur des composants de radio logicielle sur étagère, ou de concevoir des architectures hybrides tirant le meilleur des performances obtenues avec la radio logicielle et des architectures analogiques. Il est en effet possible que, dans le futur, les prix des plateformes existantes diminuent et que des plateformes plus performantes arrivent sur le marché et/ou proposent des encombrements moindres. Il sera envisageable d'utiliser de tels systèmes au niveau de stations au sol, ou de les embarquer dans des projectiles pour permettre des communications sur plusieurs bandes de fréquences, augmenter la fiabilité et la discrétion de ces communications et améliorer leur robustesse face aux interférences. Ces atouts sont par exemple intéressants dans le cadre des applications de réception GNSS, pour lesquelles l'anti-brouillage rendu possible par le pilotage de réseaux d'antennes est un facteur clé pour l'acquisition de données non corrompues.

Le travail présenté dans cette thèse doit ainsi servir à développer un système de contrôle de réseaux d'antennes basé sur des radios logicielles commerciales, en gardant le système développé le plus générique possible. Le système doit pouvoir fonctionner pour les différentes applications du groupe STC (télémesures, communications bidirectionnelles et navigation GNSS en présence de brouilleurs) tout en gardant l'avantage économique offert par des composants disponibles sur étagère à bas coût. Ce développement englobe l'identification de solutions pour que le système réponde aux contraintes

liées au contexte des applications à alignement de phase, l'implémentation des algorithmes nécessaires, la mise en place de protocoles expérimentaux et la démonstration de concept en conditions réelles avec un prototype. Le but est de démontrer l'ensemble des possibilités et des limitations du système étudié. La connaissance des avantages et inconvénients de cette solution par rapport à celles connues dans l'état de l'art doivent être mises en évidence, et contribuer aux premiers pas de la technologie de la radio logicielle dans le domaine du suivi et des télécommunications avec un projectile en vol.

Durant cette thèse, il s'agit de mettre en place des protocoles expérimentaux capables de démontrer la fonctionnalité des concepts présentés à l'aide de radios logicielles. Les contraintes liées à ces expérimentations incluent la mesure de performances obtenues avec des réseaux d'antennes développés à l'ISL, de géométries diverses, lorsque pilotés par le système étudié. Des tests en conditions réelles sont également réalisés en respectant les protocoles de sécurité et les contraintes d'organisation liés au tir de projectiles à l'aide de pièces d'artillerie.

## 1.7 Conclusion

Les concepts importants relatifs aux réseaux d'antennes et à la technologie de la radio logicielle ont été présentés. Les réseaux d'antennes permettent, grâce au principe d'interférences, de modifier dynamiquement le diagramme de rayonnement de l'antenne globale résultante. Ils sont généralement pilotés à l'aide de circuits dédiés développés spécialement pour l'application visée. D'autre part, la radio logicielle permet de remplacer certains composants analogiques par des algorithmes de traitement numérique, offrant une plus grande flexibilité dans les traitements réalisables avec le même matériel. Des radios logicielles commerciales sont ainsi aujourd'hui disponibles sur étagère à bas coût et sont fonctionnelles sur de larges gammes de fréquence. Les télécommunications avec des projectiles tirés au canon, et l'état de l'art des travaux menés à l'ISL ont également été abordés. Dans le cadre de ces travaux, un système de contrôle d'antennes basé sur une architecture analogique dédiée et des déphaseurs quatre bits a été développé. Le système s'est révélé fonctionnel, mais souffre des limitations intrinsèques à l'utilisation des déphaseurs embarqués et d'une architecture analogique dédiée. Cette étude est le point de départ des travaux présentés dans la suite de ce manuscrit. En effet, puisque les domaines du pilotage de réseaux d'antennes et de la radio logicielle demeurent aujourd'hui essentiellement séparés, il est proposé d'étudier la faisabilité, les performances et les limitations d'un système de contrôle d'antennes générique basé sur des radios logicielles commerciales à bas coût. Un tel système offre alors l'avantage d'être fonctionnel sur une large bande de fréquence pour différentes géométries de réseaux et différentes applications sans modification du matériel. La flexibilité du système doit permettre un fonctionnement pour un maximum d'applications visées par l'ISL en réduisant le temps de développement nécessaire et les coûts de production, ainsi qu'une meilleure compréhension des avantages et inconvénients d'une solution entièrement numérique par rapport à des solutions dédiées présentes dans l'état de l'art.

# Chapitre 2

# RÉCEPTION DE DONNÉES POUR APPLICATIONS À ALIGNEMENT DE PHASE AVEC DES RADIOS LOGICIELLES COMMERCIALES

Ce chapitre présente le système étudié pour l'ensemble des travaux expérimentaux, basé sur les radios logicielles commerciales USRPs X310 et les réseaux d'antennes disponibles. La capacité du système à recevoir des données en cohérence et alignement de phase sur plusieurs voies et à piloter des réseaux phasés à différentes fréquences, et pour différentes géométries, est évaluée. Le modèle mathématique utilisé pour définir les problématiques à résoudre et les fonctionnalités implémentées est détaillé. L'ensemble des expérimentations réalisées, ainsi que les traitements numériques des signaux associés, sont également exposés. Pour implémenter les fonctionnalités présentées sous GNU Radio, l'outil *gr_modtool* est utilisé afin de générer les différents fichiers nécessaires. Un tutoriel sur l'utilisation de *gr_modtool* est joint en annexe.

## 2.1 Présentation de l'équipement utilisé

### 2.1.1 Station de réception à base de radios logicielles

#### Système étudié

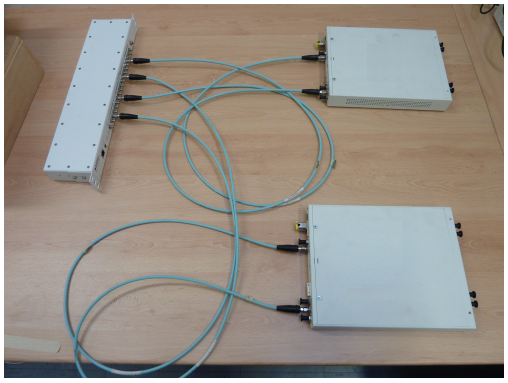
Pour étudier la faisabilité d'un système de contrôle de réseaux d'antennes à base d'USRPs X310, on propose de réaliser les différentes preuves de concept à l'aide de deux USRPs synchronisées avec un Octoclock (cf. section 1.5.6 du chapitre 1). Les expérimentations réalisées se limitent à deux ou trois USRPs (dans le cas des mesures avec pondération d'amplitude), mais la synchronisation peut être étendue à jusqu'à huit USRPs X310 pour des applications finales. Plus d'USRPs peuvent être synchronisées en utilisant des appareils Octoclock supplémentaires. Chaque USRP X310 peut émettre et recevoir simultanément sur deux voies. Avec deux USRPs X310, l'on dispose ainsi de quatre voies d'acquisition en réception et autant de voies pour l'émission de données. A l'aide du système étudié, on propose donc de réaliser les tests sur des réseaux de quatre antennes.

#### Débit de données

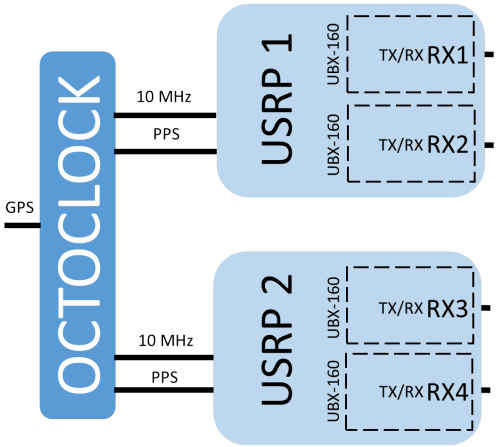
Pour les mesures en environnement anéchoïque, les signaux sont échantillonnés à une fréquence de 1 MSPS sur chaque voie. Pour des échantillons I/Q de 32 bits (voir les sections 1.5.3 et 1.5.6 du chapitre 1), le débit total entre les USRPs et l'ordinateur est de 128 Mbits/s environ, et peut donc être assuré à l'aide d'un commutateur Ethernet et d'un câble 1 Gbit Ethernet.

#### Synchronisation entre USRPs

L'utilisation de l'Octoclock (cf. section 1.5.6 du chapitre 1) assure la synchronisation dans les domaines fréquentiel et temporel entre USRPs de différents modèles. Le système présenté ici utilise un modèle Octoclock-G, intégrant une puce GPSDO pour que la référence commune distribuée aux USRPs soit synchronisée par signal GPS. Chacune des deux USRPs est équipée avec deux cartes filles UBX-160 (cf. section 1.5.6 du chapitre 1) permettant un fonctionnement en duplex jusqu'à 6 GHz avec une bande passante de 160 MHz. Le constructeur garantit également la compatibilité de cette configuration pour les applications à cohérence de phase [112]. La figure 2.1 présente le système ainsi constitué.



(a) Photo du système proposé.




(b) Schéma du système proposé.

FIGURE 2.1 – Emetteur/récepteur constitué de 2 USRPs X310 équipées de 2 cartes filles UBX-160 chacune et d'un Octoclock pour synchronisation. L'Octoclock est alimenté par un signal GPS.

### 2.1.2 Réseaux d'antennes

La partie suivante introduit les réseaux d'antennes utilisés pour les tests d'applications à alignement de phase, en réception et en émission de données. Ces réseaux ont été conçus pour des applications différentes. Ils sont donc de géométries différentes et conçus pour des fréquences de travail différentes.

#### ULA de 4 éléments à polarisation linéaire à 2,3 GHz

Le premier réseau est linéaire uniforme (ULA), est constitué de quatre antennes patches à polarisation linéaire et est conçu pour fonctionner dans la bande S [2,2 ; 2,4] GHz [113], qui est réservée pour les applications de télémesure par le standard IRIG 106 [114]. Les réseaux d'antennes conçus pour fonctionner dans la bande S sont donc réalisés pour que leur fréquence de résonance se situe à 2,3 GHz, la fréquence utilisée pour les télémesures. Les patches constitutifs du réseau sont espacés d'une demi-longueur

d'onde. La figure 2.2 montre une photo de l'ULA placé sur un mât de mesure en chambre anéchoïque.

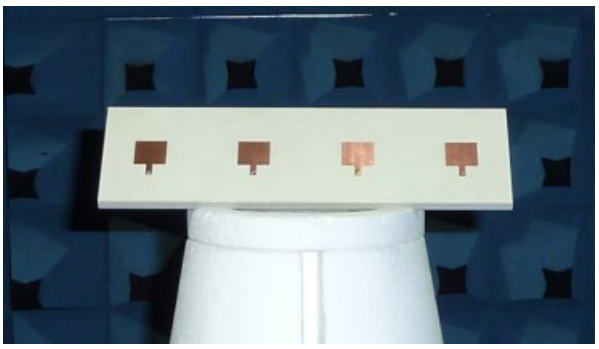


FIGURE 2.2 – ULA de 4 patches à polarisation linéaire placé sur le mât d'une chambre anéchoïque pour mesure.

### ULA de 4 éléments à polarisation circulaire à 2,3 GHz

Le second réseau à géométrie linéaire disponible est constitué de quatre patches à polarisation circulaire droite ("RHCP" pour "Right Hand Circular Polarization" en anglais). Il est conçu pour fonctionner à 2,38 GHz et les éléments sont espacés d'une demi-longueur d'onde. La figure 2.3 montre l'ULA sur son support pour mesure en environnement anéchoïque.

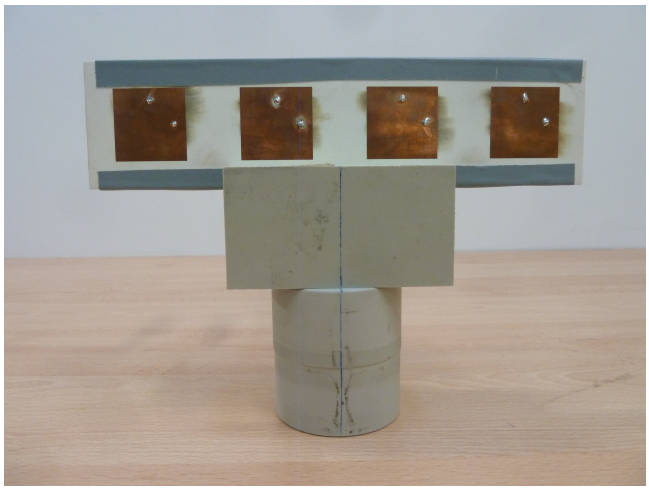


FIGURE 2.3 – ULA de 4 patches à RHCP sur son support pour mesure en chambre anéchoïque.

### Réseau planaire de 4x4 éléments à 3,1 GHz

Un réseau planaire de quatre par quatre éléments est disponible pour les tests d'applications en deux dimensions. Chaque élément est un patch à polarisation linéaire et l'espacement entre éléments adjacents est d'une demi-longueur d'onde selon les axes $\mathbf{x}$ et $\mathbf{y}$. Le réseau est optimisé pour une fréquence porteuse de 3,1 GHz. A l'aide d'un seul Octoclock, il est possible de synchroniser huit USRPs X310 et de piloter les seize éléments du réseau planaire, si le débit entre les USRPs et l'ordinateur est suffisant et que le traitement sur seize voies peut être réalisé en temps réel. Dans les mesures présentées cependant, on se limite à l'alimentation de quatre éléments du réseau planaire

par le système de réception selon différentes configurations. Des terminaisons 50 Ω sont connectées aux éléments restants. Les seize éléments du réseau peuvent également être alimentés par deux USRPs en ajoutant des diviseurs de puissance quatre voies afin de former des sous-réseaux de quatre éléments. Dans le cas où seulement quatre éléments sont alimentés, on considère trois configurations consistant à alimenter :

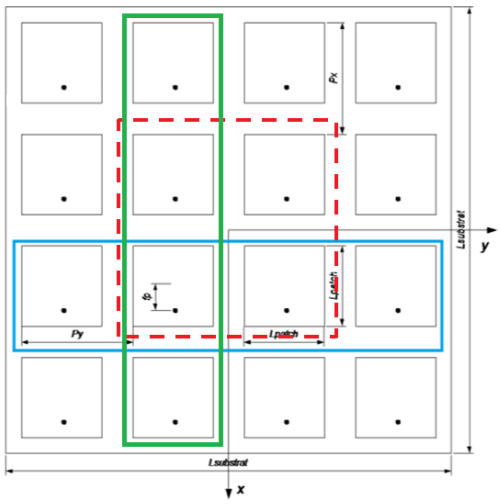
— les quatre éléments d'une même ligne (rectangle bleu sur la figure 2.4b).

— les quatre éléments d'une même colonne (rectangle vert sur la figure 2.4b).

— les quatre éléments formant le carré central (pointillés rouges sur la figure 2.4b).

Ces trois configurations permettent de former respectivement deux ULAs (à polarisations linéaires verticale et horizontale) et un réseau planaire de quatre éléments. La figure 2.4 montre une photo et une représentation des configurations de quatre éléments considérées pour le réseau planaire.

(a) Photo du réseau planaire de 4x4 éléments.



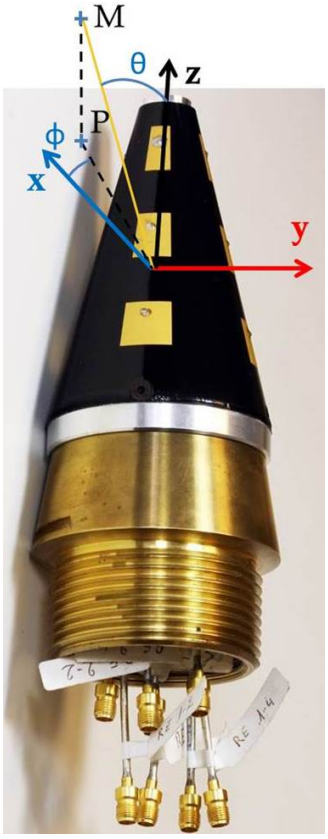

(b) Schéma de différentes configurations proposées pour alimenter 4 éléments du réseau planaire.

FIGURE 2.4 – Réseau planaire de 4x4 éléments patches, conçu pour rayonner à 3,1 GHz.

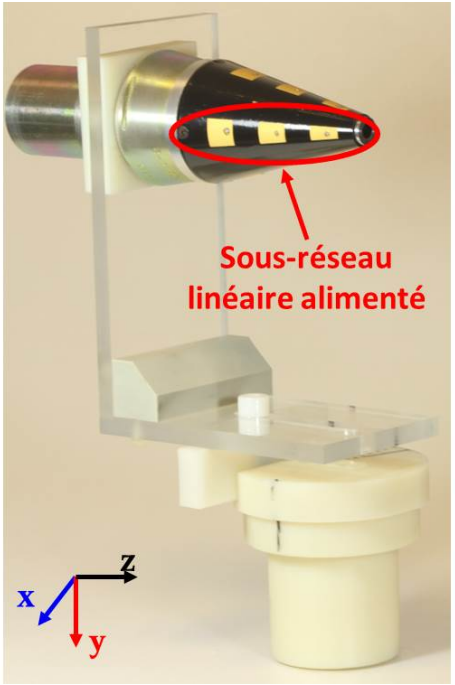
### Réseau conique de 4x3 éléments à 5,2 GHz

Enfin, le réseau conique de 4x3 éléments patches à polarisation linéaire (présenté dans la section 1.4.3 du chapitre 1) est utilisé pour tester les performances du système de réception à une fréquence porteuse de 5,2 GHz. Les éléments sont répartis en quatre sous-réseaux linéaires de trois éléments et peuvent tous être alimentés à l'aide de câbles SMA de même longueur, comme illustré par la figure 2.5a.

Dans le cadre des expérimentations présentées, trois éléments d'un sous-réseau sont alimentés pour former un ULA à polarisation linéaire à 5,2 GHz. La problématique liée à cette configuration est de permettre une rotation du réseau considéré selon l'angle $\theta$ (le procédé de mesure est développé dans la section 2.2). Afin de positionner l'ULA réalisé à partir du réseau conique, un support dédié est conçu, comme montré par la figure 2.5b.




(a) Photo du réseau conique de 4x3 patches à polarisation linéaire, à 5,2 GHz.




(b) Photo du support conçu pour permettre des mesures pour des réseaux coniques pilotés par radio logicielle.

FIGURE 2.5 – Photos du réseau conique à 5,2 GHZ et son support pour mesures.

Puisque les antennes alimentées forment un ULA, un nouveau repère lié à ce sous-réseau linéaire est défini (cf. section 1.1.9 du chapitre 1) et est affiché sur la figure 2.6. Dans ce repère et pour les mesures d'un ULA, on considère uniquement le plan $\phi$=90° et les variations de l'angle $\theta$.

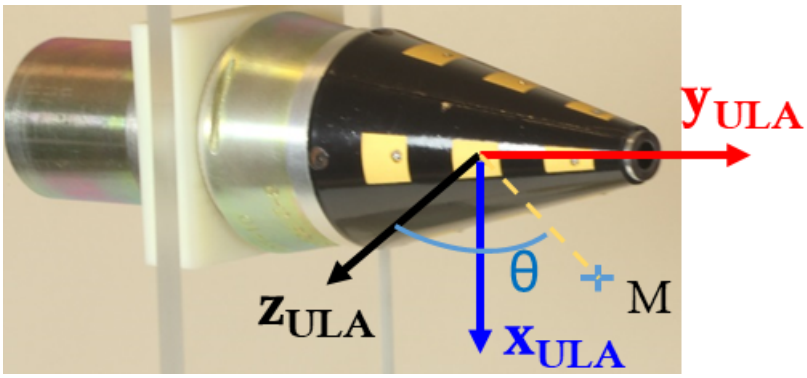
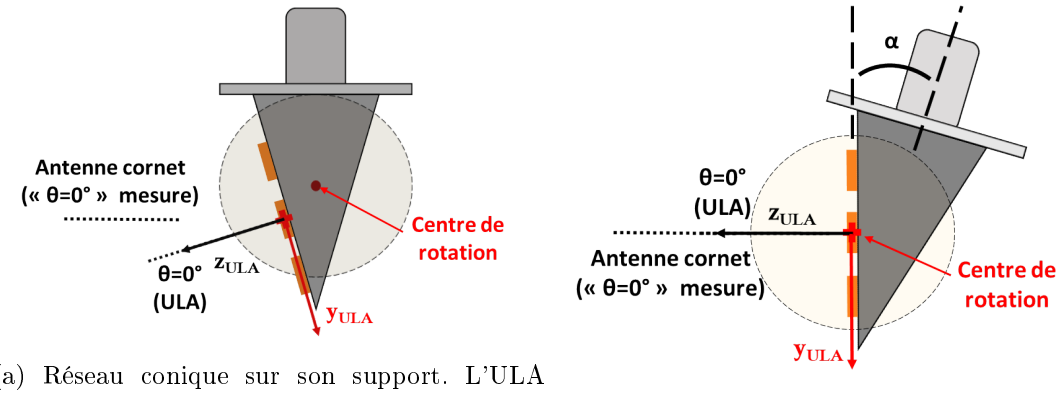



FIGURE 2.6 – Photo de la pointe sur son support, avec le repère défini lié à l'ULA alimenté.

Pour pouvoir comparer les résultats avec les autres mesures en géométrie linéaire cependant, il est nécessaire d'aligner le centre géométrique de l'ULA considéré avec le centre de rotation du mât. D'après les schémas en vue du dessus de la figure 2.7, le centre de rotation du mât est par défaut aligné avec le centre géométrique du réseau conique. Pour les mesures présentées, il est nécessaire de permettre une translation de la pointe selon un plan pour assurer l'alignement entre le centre géométrique de l'ULA considéré et le centre de rotation du mât, comme montré par la figure 2.7b. De plus, le support de la pointe doit être tourné d'un angle α (la génératrice du cône) avant mesure.




(a) Réseau conique sur son support. L'ULA considéré est désaxé par rapport au centre de rotation du mât.

(b) Réseau conique sur son support, après ajustement.

FIGURE 2.7 – Illustration de la problématique de conception du support mécanique pour le réseau conique.

La figure 2.8 montre plus en détail le support réalisé pour permettre ces translations. Les degrés de liberté nécessaires pour positionner la pointe comme dans la figure 2.7b sont assurés par la rainure dans la plaque en plexiglass d'une part, et par la rainure dans le support cylindrique en plastique d'autre part.

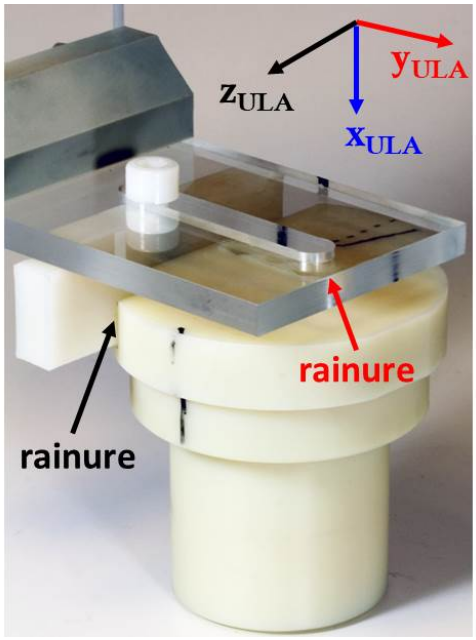



FIGURE 2.8 – Photo du support conçu pour le réseau conique, avec détail des plaques et leurs rainures.

## 2.2 Contextes de mesure

La partie suivante introduit les différents appareils et contextes de mesure utilisés pour tester la station de réception étudiée. Deux appareils de mesure et deux montages expérimentaux sont présentés.

### 2.2.1 Caractérisation à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA)

Les applications à alignement de phase nécessitant un contrôle précis de la phase relative entre les différentes voies d'acquisition, la caractérisation de différents câbles et composants RF est nécessaire. A cette fin, un analyseur de réseau vectoriel ("VNA" pour "Vector Network Analyzer" en anglais) Rohde & Schwarz ZVA40 [115] permet de calculer les paramètres S de l'élément mesuré. La figure 2.9 montre une photo de l'appareil. Un PNA E8363C 10 MHz-40GHz de Agilent Technologies [116] est également disponible.

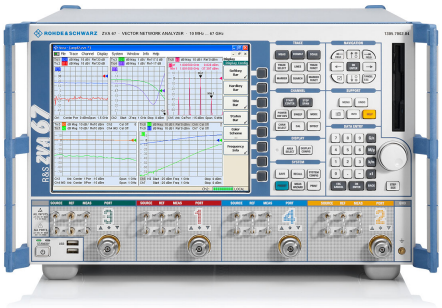


FIGURE 2.9 – VNA ZVA40 de la marque Rohde & Schwarz pour caractérisation de paramètres S.

### 2.2.2 Oscilloscope numérique

Un oscilloscope numérique RTP084 de Rohde & Schwarz [117] est disponible pour observer simultanément jusqu'à quatre signaux analogiques à la fréquence de travail. Pour ce faire, il permet d'échantillonner jusqu'à 20 Gsamples/s sur les quatre voies disponibles, avec une résolution jusqu'à 16 bits, des signaux jusqu'à 8 GHz.

### 2.2.3 Chambre anéchoïque

#### Champ lointain en environnement anéchoïque

Pour chaque expérimentation et réseau d'antennes, le diagramme de rayonnement (terme en amplitude et en phase) de chaque antenne et du réseau est d'abord mesuré en environnement anéchoïque. Dans le cadre des mesures présentées, il est nécessaire d'assurer une distance suffisante entre émetteur et récepteur pour que l'approximation en champ lointain de la section 1.1.8 du chapitre 1 soit légitime. La distance minimale requise entre deux antennes pour assurer un cas de champ lointain est généralement appelée la distance de Fraunhofer [17]. Son expression $d_F$ est donnée par l'équation 2.1. On appelle $D$ la dimension maximale de l'antenne, que l'on estime généralement en considérant le diamètre d'une sphère dans laquelle le réseau est inscrit, et $\lambda$ la longueur d'onde.

$$d_F = \frac{2D^2}{\lambda} \tag{2.1}$$

Selon le réseau d'antennes testé, la dimension maximale de l'antenne $D$ va de 32 à 40 cm. Les applications visées pouvant présenter des fréquences d'utilisation allant de 1,5 GHz à plus de 5 GHz, il est nécessaire de maintenir une distance de plus de 3 mètres entre le réseau et l'antenne de référence.

#### Placement des antennes

La chambre anéchoïque utilisée mesure une dizaine de mètres en longueur. Elle est donc suffisamment grande pour assurer un cas de figure en champ lointain pour l'ensemble des mesures. Une antenne cornet est ainsi placée comme référence (émetteur lorsque le réseau reçoit des données et récepteur pour les mesures d'émission de données). Le réseau mesuré est placé sur un mât lié à un moteur commandable en position et aligné avec le cornet de référence à l'aide d'un pointeur laser. Le mât pilotable permet de réaliser des rotations selon un unique axe, assimilé à l'angle $\theta$ dans les repères considérés. Pour les ULAs, les mesures sont donc réalisées dans le plan $\phi$=90° (cf. section 1.1.9 du chapitre 1). De même, le support conçu pour la pointe conique à 5,2 GHz (cf. section 2.1.2) permet de positionner le sous-réseau linéaire alimenté dans le même repère que les ULAs. Le réseau planaire à 3,1 GHz pouvant être tourné de 90°, les mesures sont réalisées dans les plans $\phi$=90° et $\phi$=0°. Les plans correspondant à des valeurs intermédiaires de $\phi$ ne peuvent pas être mesurés. La rotation du mât permet de faire varier l'angle $\theta$ de -90° à +90°. La figure 2.10 illustre le montage résultant, vu du dessus.

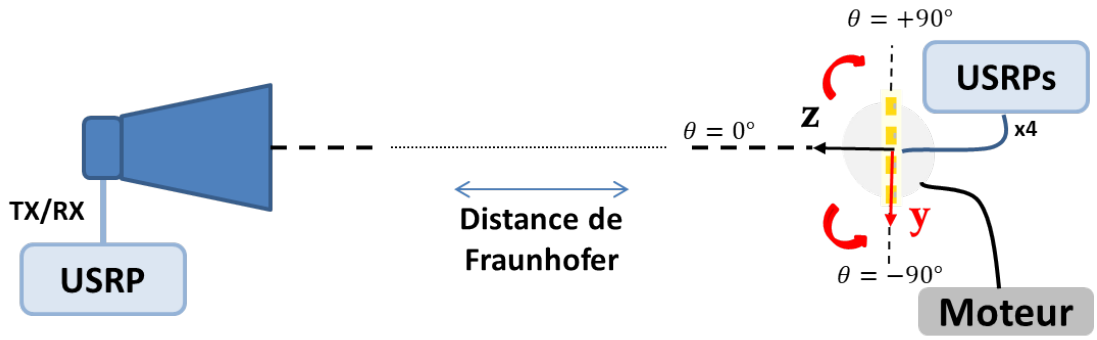



FIGURE 2.10 – Placement du cornet de référence et du réseau mesuré, vu du dessus.

### 2.2.4 Champ de tir à Baldersheim

Afin de valider les concepts expérimentés en environnement anéchoïque, l'ISL dispose d'un terrain d'expérimentation à Baldersheim où deux lignes de tir permettent de tester les projectiles, l'électronique embarquée et les systèmes de télécommunications en conditions réelles. Une application de suivi passif de projectile a été développée dans ces travaux et validée expérimentalement à Baldersheim. Dans le cadre de cette application, les tirs sont réalisés selon le montage indiqué sur la figure 2.11. Les caméras rapides placées aux points 1 et 2 sont commandables depuis le bunker et permettent de filmer la trajectoire du projectile pendant le vol. Des câbles coaxiaux assurent la liaison entre le bunker et les caméras, ainsi que leur déclenchement synchronisé sur le coup de canon.

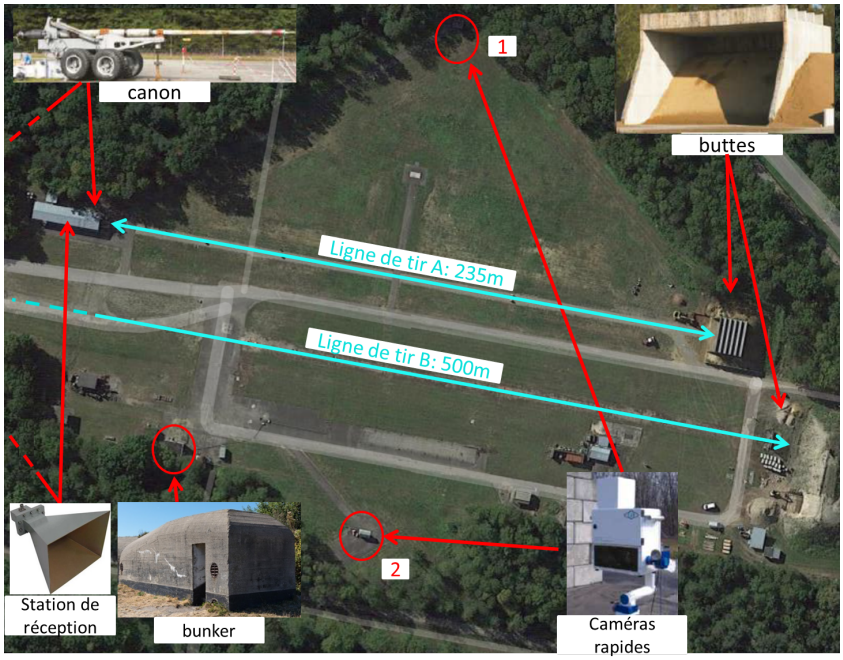



FIGURE 2.11 – Montage mis en place pour validation en conditions de tir réelles.

Le personnel se rassemble dans le bunker au moment des tirs. Les projectiles sont tirés au canon jusqu'à Mach 3 sur l'une des deux lignes à disposition et terminent leur trajectoire dans la butte. Des connexions Ethernet et fibres optiques enterrées permettent de contrôler depuis le bunker une station de réception pilotée par une USRP X310. Une voie d'acquisition de cette USRP est connectée à une antenne à diagramme fixe (photo d'une antenne cornet sur la figure 2.11 placée dans l'axe de tir, derrière le canon. Cette station de réception permet ainsi d'enregistrer le signal de l'émetteur embarqué dans le projectile et de décoder les données de vol transmises.

La station de réception développée dans cette thèse est, elle, placée au niveau des caméras rapides (point 1 sur la figure 2.11). Elle est utilisée pour suivre électroniquement le projectile en vol et optimiser la réception des données de vol. Des obstacles sont présents entre la ligne de tir et la station de réception, réduisant la valeur de l'angle à partir duquel le projectile est visible par le réseau pour la première fois. Pendant les mesures en conditions réelles, le projectile est ainsi visible par le réseau sur une plage angulaire de [-20°;+50°]. L'application de suivi de projectile développée est présentée plus en détail dans la section 2.9.

## 2.3 Automatisation des mesures

La section 2.2.3 a introduit le montage expérimental mis en place en chambre anéchoïque. Les équipements de cette chambre qui sont dédiés à la mesure d'antennes nécessitent cependant d'alimenter directement le réseau mesuré et ne permettent donc pas la mesure de diagrammes lorsque le réseau est piloté par des USRPs. Le moteur (sur lequel reposent le mât et le réseau à mesurer) placé dans la chambre est contrôlé par un logiciel propriétaire sous Windows, mais permet néanmoins l'utilisation de commandes à distance. Afin de permettre des mesures automatisées lorsque les réseaux d'antennes sont pilotés à l'aide d'USRPs, un moyen de commander le moteur par le biais de GNU Radio est nécessaire. Dans ce but, une architecture client serveur est développée entre l'ordinateur sous Linux, pilotant le réseau à l'aide de GNU Radio, et l'ordinateur sur lequel le logiciel propriétaire de contrôle du moteur est installé. La liaison est assurée par

un câble Ethernet et un programme C est utilisé sur l'ordinateur serveur (sous Windows, pilotant le moteur) pour attendre les commandes envoyées par le client et contrôler le moteur. Un bloc GNU Radio est développé et implémente le client. Les commandes sont échangées entre client et serveur par le biais d'un protocole TCP/IP [118]. L'architecture résultante est illustrée par la figure 2.12.

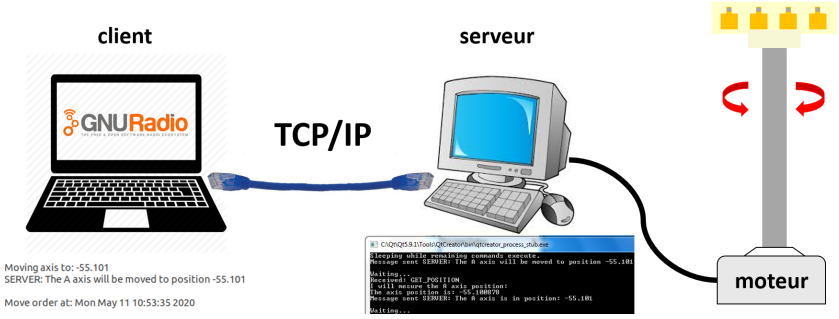



FIGURE 2.12 – Architecture client-serveur développée entre GNU Radio et le logiciel propriétaire pilotant le moteur.

Pour éviter l'utilisation de boucles *"while"*, incompatibles avec le fonctionnement de GNU Radio, le fonctionnement du bloc est géré par une machine à états présentée par la figure 2.13. Le premier état se contente d'attendre que l'utilisateur déclenche une mesure, correspondant à une rotation depuis un angle appelé $\theta_0$ jusqu'à un angle $\theta_{fin}$. Une fois le signal de déclenchement d'une mesure reçu, une commande est envoyée au serveur pour ordonner la rotation du moteur jusqu'à la position angulaire $\theta_0$. Le serveur renvoie alors la position angulaire du moteur pour former une boucle de régulation. Lorsque la position $\theta_0$ est atteinte, le premier point de mesure peut être enregistré. Le programme vérifie alors, en fonction des angles $\theta_0$ et $\theta_{fin}$ et de la résolution angulaire, s'il reste des points de mesure. Si c'est le cas, la commande pour rotation vers la position du prochain point de mesure est envoyée au serveur et le retour aux états précédents assure la suite de la mesure. Quand le dernier point de mesure est enregistré, les variables nécessaires sont réinitialisées et la machine retourne au premier état, prête pour une nouvelle mesure.

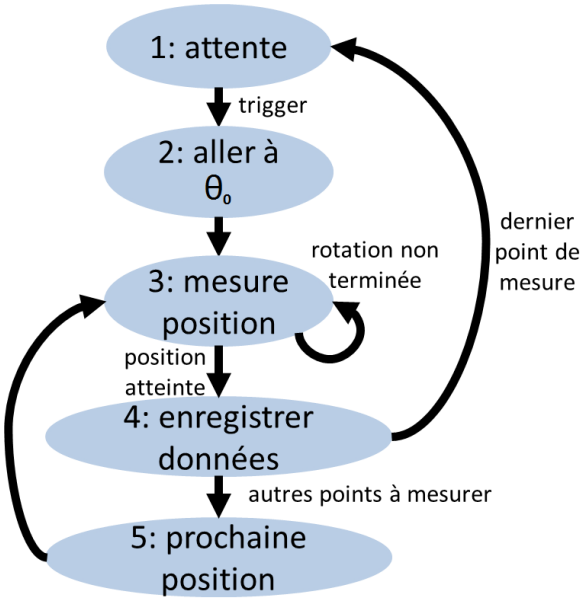



FIGURE 2.13 – Machine à états régissant l'automatisation de la mesure en chambre à l'aide de GNU Radio.

A l'aide de cette implémentation, il est possible d'automatiser une mesure en précisant la plage de rotation et la résolution angulaire, en centralisant le contrôle de la mesure sous GNU Radio. La figure 2.14 montre sur GNU Radio Companion le graphique d'un programme utilisant le bloc *"Triggered measurement"*, développé pour enregistrer l'amplitude du signal reçu sur une USRP en fonction de l'angle du moteur. Le programme commande alors une rotation du moteur de -30° à 30° par rotations successives de 1°. Les échantillons et leurs points de mesure correspondants sont enregistrés dans le fichier spécifié par l'utilisateur au format csv.

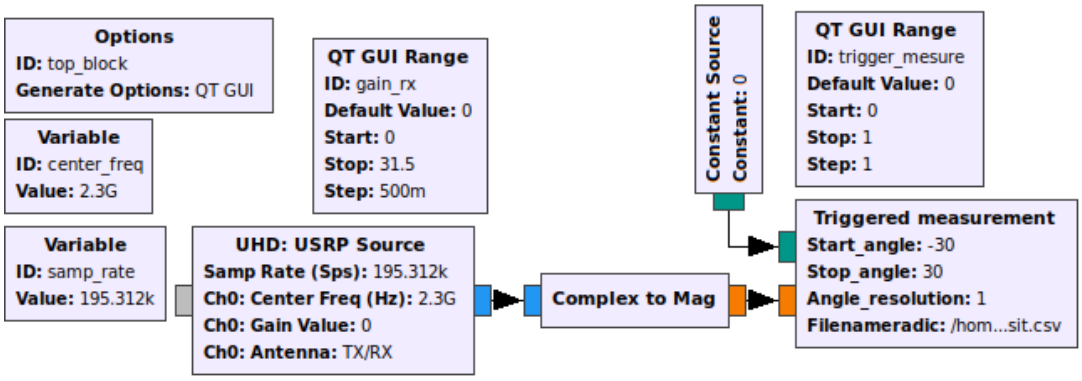



FIGURE 2.14 – Programme simple de mesure automatisée pilotée par GNU Radio pour mesure en chambre anéchoïque.

La figure 2.15 présente un schéma du montage expérimental résultant. L'antenne cornet de référence et le réseau à mesurer sont alignés, comme illustré par la figure 2.10. Pour les mesures de réception de données en alignement de phase, le cornet émet le signal de référence de fréquence et d'amplitude complexe constantes ("CW" pour "Continuous Wave"). Les ordinateurs pilotant le réseau (client sous GNU Radio) et le mât (serveur) sont placés hors de la chambre.

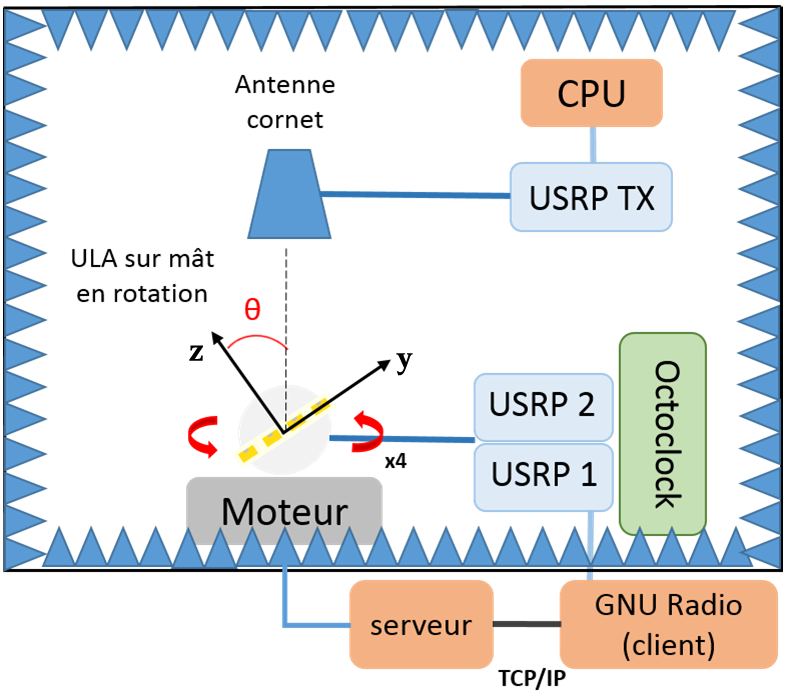



FIGURE 2.15 – Schéma du montage expérimental développé pour la chambre anéchoïque en champ lointain.

## 2.4 Problématique de réception de données en alignement de phase

La section précédente a présenté l'ensemble des moyens disponibles ou développés afin de valider expérimentalement le fonctionnement de la station de réception formée par deux USRPs X310, synchronisées à l'aide d'un Octoclock. La section suivante introduit la problématique posée par l'utilisation de cette station de réception dans le cadre d'applications à cohérence et alignement de phase, ainsi que les solutions mises en place.

### 2.4.1 Modélisation des signaux reçus par un réseau piloté par USRPs

On propose ici de décrire les déformations subies par un signal analogique réel en bande de base *sig(t)* lorsqu'il est modulé à une fréquence de travail $f_0$, émis par un cornet de référence et reçu par un réseau de $N$ antennes piloté à l'aide d'USRPs depuis une direction $(\theta,\phi)$ de l'espace. Les déformations subies dépendent de la voie $n$ entre 1 et $N$ considérée et consistent en des variations d'amplitude, notées $A$, et des déphasages, notés $\Delta\varphi$. L'ensemble des signaux et des déformations considérés portant une information en amplitude et en phase, elles sont représentées par des expressions complexes. On considère donc d'abord l'équivalent complexe en bande de base $\widetilde{sig}(t)$ (ou enveloppe complexe) du signal *sig(t)* :

$$\widetilde{sig}(t) = sig(t) + j\,.\widehat{sig}(t)\,,\ \text{où } \widehat{sig}(t) \text{ est la transformée de Hilbert de sig(t)} \tag{2.2}$$

Le signal est ensuite transposé à la fréquence de travail $f_0$. Le signal réel à la fréquence porteuse $f_0$, noté $sig_{RF}(t)$, peut alors être retrouvé par la relation :

$$sig_{RF}(t) = \mathrm{Re}\{\widetilde{sig}(t)\, e^{j\,2\pi\, f_0\, t}\} \tag{2.3}$$

Lorsqu'il est reçu par les USRPs, le signal est ramené en bande de base et échantillonné avec une période d'échantillonnage $T_e$. On associe à l'enveloppe complexe $\widetilde{sig}(t)$ le signal en bande de base numérique $sig_{BB}[n_{ech}]$ (complexe, sous forme d'échantillons I/Q). Pour éviter les confusions entre l'indice $n_{ech}$ de l'échantillon complexe et l'indice $n$ de la voie considérée dans les autres grandeurs, ce signal est simplement noté $sig_{BB}$ par la suite.

$$sig_{BB} = sig_{BB}[n_{ech}] = \widetilde{sig}(n_{ech}T_e) = sig(n_{ech}\,.T_e) + j\,.\widehat{sig}(n_{ech}\,.T_e) \tag{2.4}$$

La figure 2.16 illustre la réception d'un signal analogique *sig(t)*, supposé de norme unitaire, par un réseau de $N$ antennes piloté à l'aide d'USRPs. Un réseau linéaire de 4 antennes est représenté sur la figure, mais le raisonnement est indépendant de la géométrie du réseau et de $N$.

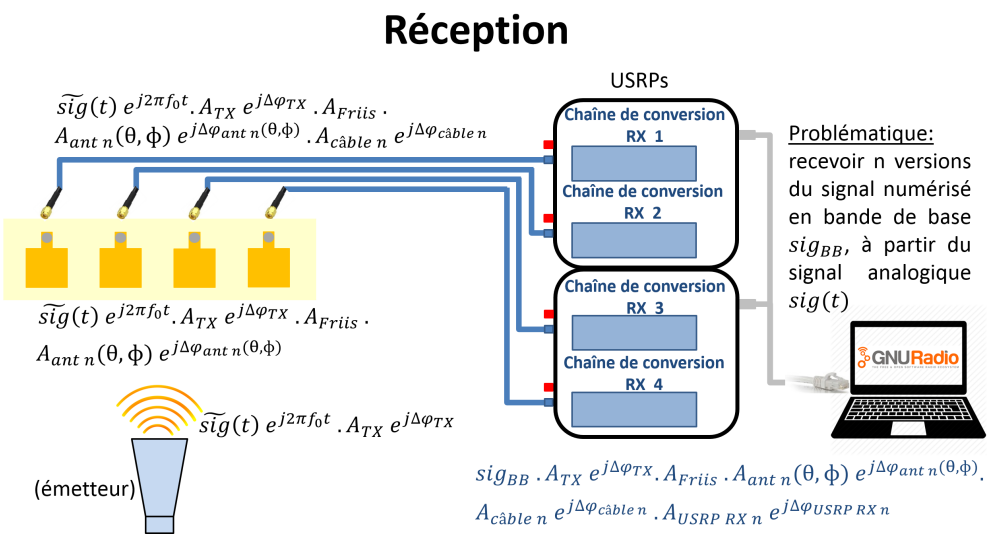



FIGURE 2.16 – Problématique de la réception de données en alignement de phase à l'aide d'USRPs.

Dans le cas représenté par la figure 2.16, on tient ainsi compte :

— des déformations dues au diagramme de rayonnement en champ du cornet émetteur :

$$A_{TX}\, e^{j\Delta\varphi_{TX}} \tag{2.5}$$

— des déformations dues à l'atténuation du signal qui se propage en espace libre (section 1.1.5 du chapitre 1). Puisque l'on considère un cas de figure en champ lointain (cf. section 2.2.3) et un unique trajet (environnement anéchoïque), on suppose une atténuation $A_{Friis}$ identique pour chaque voie $n$ telle que :

$$A_{Friis}^2 = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 \tag{2.6}$$

L'équation 2.6 montre le facteur d'atténuation en espace libre présenté dans l'équation des télécommunications (équation 1.9, section 1.1.5 du chapitre 1). Le terme $A_{\text{Friis}}$ conserve donc bien l'homogénéité des équations présentées (homogènes à des champs).

— des déformations dues aux rayonnements en champ individuels des antennes du réseau. Chaque déformation dépend de l'antenne $n$ considérée et de $(\theta,\phi)$. On note ces déformations :

$$A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\, e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)} \tag{2.7}$$

Les termes $A_{\text{ant n}}$ et $\Delta\varphi_{\text{câble n}}$ correspondent respectivement à l'amplitude et à la phase du gain complexe de chaque antenne $n$.

— des déformations introduites par les câbles de chaque voie $n$. Elles sont notées :

$$A_{\text{câble n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{câble n}}} \tag{2.8}$$

— des déformations dues à la conversion dans le domaine numérique des signaux analogiques reçus par les USRPs (les translations de fréquence imposées aux signaux avant échantillonnage sont susceptibles d'introduire des déformations. L'échantillonnage lui-même peut introduire un bruit de quantification, etc). Les déformations ainsi créées dépendent de la chaîne de conversion (réception ou émission) et de la voie $n$ associée et sont notées :

$$A_{\text{USRP RX n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{USRP RX n}}} \tag{2.9}$$

— des déphasages naturels $\psi(\theta, \phi)$ dus à la géométrie du réseau et de la pondération en amplitude et en phase imposée à chaque élément. Ces termes sont notés comme suit (cf. sections 1.1.9 et 1.2.2 du chapitre 1) :

$$\|w_n^*\| \, e^{j[(a-1)\,(\psi_x(\theta,\phi)+\beta_x)+(b-1)(\psi_y(\theta,\phi)+\beta_y)+(c-1)\,(\psi_z(\theta)+\beta_z)]} \tag{2.10}$$

Pour la suite du manuscrit, on appelle $sig_{BB}$ le signal numérisé en bande de base correspondant au signal analogique $\widetilde{sig}(t)$, sans déformation. L'ensemble des déformations subies par le signal lors de sa conversion par les USRPs sont incluses dans les termes de l'équation 2.9. En raison de ces diverses sources de perturbation, le signal en bande de base numérique disponible sous GNU Radio pour chaque voie $n$ est alors noté (cf. figure 2.16) :

$$\begin{aligned} sig_{\text{reçu USRP n}}(\theta, \phi) = sig_{BB} \,.\, A_{TX} \, e^{j\Delta\varphi_{TX}} \,. \\ A_{Friis} \,.\, A_{\text{ant n}}(\theta, \phi) \, e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)} \,. \\ A_{\text{câble n}} \, e^{j\Delta\varphi_{\text{câble n}}} \,.\, A_{\text{USRP RX n}} \, e^{j\Delta\varphi_{\text{USRP RX n}}} \,. \\ \|w_n^*\| \, e^{j[(a-1)\,(\psi_x(\theta,\phi)+\beta_x)+(b-1)(\psi_y(\theta,\phi)+\beta_y)+(c-1)\,(\psi_z(\theta)+\beta_z)]} \end{aligned} \tag{2.11}$$

L'équation 2.11 montre que les signaux en bande de base numérique visualisables sous GNU Radio $sig_{\text{reçu USRP n}}$ présentent des déformations dépendantes de la voie $n$. Il est donc nécessaire de traiter ces signaux avant de pouvoir utiliser les USRPs pour des applications à alignement de phase.

### 2.4.2 Normalisation des amplitudes

L'équation 2.11 montre que n sortie des convertisseurs analogiques-numériques, le signal observable $sig_{\text{reçu USRP n}}$ et le signal numérisé $sig_{BB}$ qui correspond au signal analogique original $\widetilde{sig}(t)$ ne sont pas égaux. Le signal observable a notamment subi des variations d'amplitude dépendantes de la voie $n$ considérée. Or ces différences d'amplitude entre les signaux de chaque voie peuvent affecter les performances du système, par exemple dans le cas d'applications de dépointage de nul (voir section 1.2.3 du chapitre 1).

Un bloc de normalisation des amplitudes est donc implémenté sous GNU Radio. On considère que lors de sa conversion en bande de base numérique via la voie d'acquisition $n$, le signal a subi un ensemble de déformations sous forme de variations d'amplitudes, rassemblées dans un terme appelé $A_n$, et de déphasages, rassemblés dans un terme noté $\Delta\varphi_n$. Ces signaux numérisés d'amplitudes $A_n$ étant des flux d'échantillons I/Q, il est possible de calculer leurs normes complexes à partir de leurs parties réelles et imaginaires, et de les compenser. La figure 2.17 illustre le traitement appliqué aux signaux numérisés.

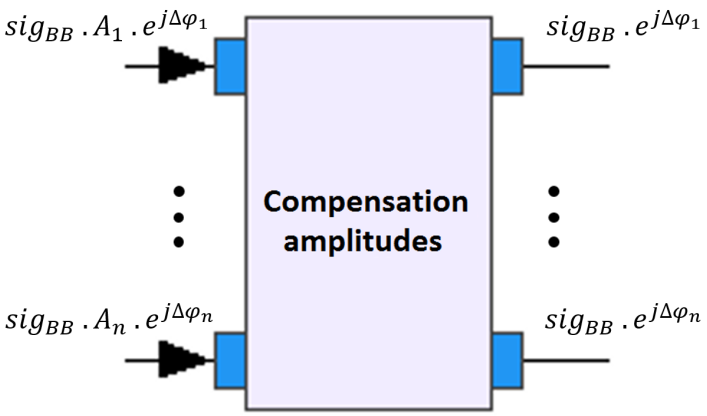



FIGURE 2.17 – Bloc implémenté sous GNU Radio pour compenser les différences d'amplitude entre signaux numérisés.

Après normalisation des amplitudes, l'équation 2.11 devient ainsi :

$$sig_{\text{normalisé USRP n}}(\theta,\phi) = sig_{BB} . e^{j\Delta\varphi_{TX}} . e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)} . e^{j\Delta\varphi_{\text{câble n}}} . e^{j\Delta\varphi_{\text{USRP RX n}}} . \\ \|w_n^*\| . e^{j[(a-1)(\psi_x(\theta,\phi)+\beta_x)+(b-1)(\psi_y(\theta,\phi)+\beta_y)+(c-1)(\psi_z(\theta)+\beta_z)]} \tag{2.12}$$

L'équation 2.12 indique que le terme de pondération en amplitude $\|w_n^*\|$ est toujours présent après normalisation des amplitudes des signaux. En effet, cette pondération est appliquée par logiciel. La normalisation des amplitudes a pour but de compenser les variations d'amplitudes subies par les signaux reçus s'opposant au pilotage du réseau ; il est donc possible de pondérer en amplitude les signaux reçus après normalisation, indépendamment de cette dernière.

### 2.4.3 Initialisation des phases

L'équation 2.12 indique que les variations d'amplitude entre les signaux de chaque voie $n$ ont été compensées. Cependant pour permettre un fonctionnement en cohérence et alignement de phase, il est nécessaire de compenser les déphasages parasitaires introduits entre les signaux reçus par les USRPs. De plus, les déphasages $\psi$ dus à la géométrie du réseau (cf. section 1.1.9 du chapitre 1) ne doivent, eux, pas être compensés pour les applications de pilotage de réseaux phasés. En d'autres termes, il s'agit ici de compenser uniquement les déphasages extérieurs au réseau et indépendants de la direction de l'espace *(θ,ϕ)*.

#### Nature aléatoire des déphasages

Si les déphasages $\Delta\varphi_{TX}$, $\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)$ et $\Delta\varphi_{\text{câble n}}$ dus respectivement au diagramme du cornet, aux rayonnements individuels des éléments du réseau et aux câbles peuvent a priori être caractérisés, il n'est pas possible de mesurer à l'avance les déphasages $\Delta\varphi_{\text{USRP RX n}}$ subis par les signaux reçus via chaque voie $n$ des USRPs. Le montage étudié est annoncé compatible pour les applications à cohérence de phase par le constructeur, c'est-à-dire que ce dernier assure que le déphasage $\Delta\varphi_{\text{USRP RX n}}$ demeure constant tout au long de l'exécution d'un programme. Cependant la valeur de $\Delta\varphi_{\text{USRP RX n}}$ est aléatoire et peut varier d'une mise sous tension à une autre. Pour les applications nécessitant un alignement des phases, telles que le pilotage de réseaux phasés ou la radiogoniométrie, une calibration doit être assurée par l'utilisateur [112]. Pour illustrer cette problématique, une mesure préliminaire est réalisée. Pour cette mesure, les USRPs reçoivent un signal

partagé parmi les quatre voies à l'aide d'un diviseur de puissance équilibré en phase (aucun réseau d'antennes n'est connecté), comme illustré par la figure 2.18, et sont éteintes entre chaque point de mesure.

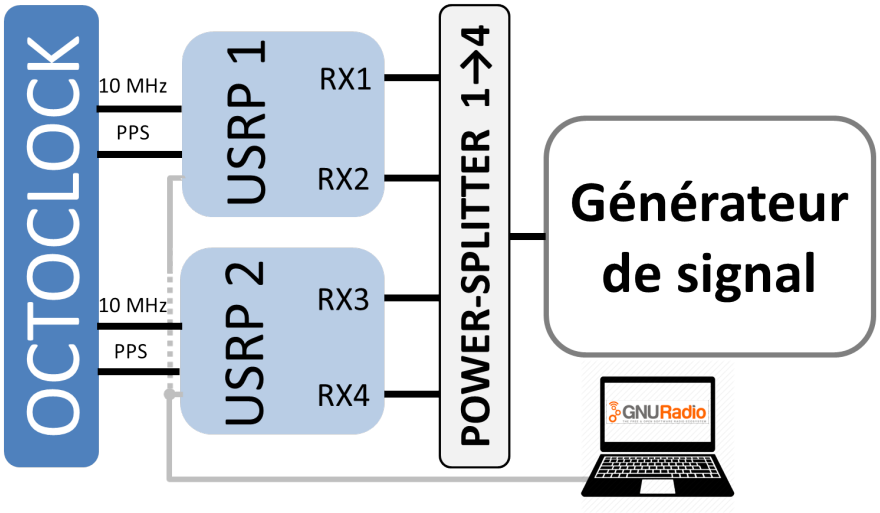



FIGURE 2.18 – Schéma du montage expérimental utilisé pour démontrer la nature aléatoire des déphasages entre les voies d'acquisition des USRPs.

Les déphasages totaux $\Delta\varphi_{\text{voie n - voie 1}}$ entre chaque voie $n$ en réception et la première voie (choisie arbitrairement comme référence de phase) sont définis par l'équation 2.13 et mesurés avec GNU Radio après mises sous tension successives. La figure 2.19 présente les résultats obtenus pour une fréquence porteuse de 2,3 GHz.

$$\Delta\varphi_{\text{voie n - voie 1}} = \Delta\varphi_{\text{câble n}} - \Delta\varphi_{\text{câble 1}} + \Delta\varphi_{\text{USRP RX n}} - \Delta\varphi_{\text{USRP RX 1}} \tag{2.13}$$

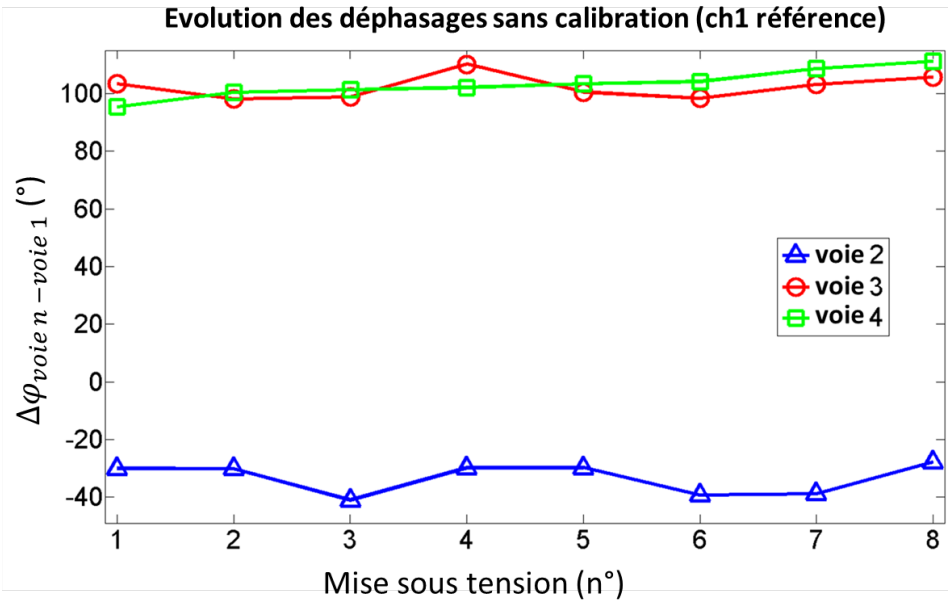



FIGURE 2.19 – Mesure des déphasages entre chaque voie $n$ de réception et la voie 1, après mises sous tension successives. Fréquence porteuse 2,3 GHz.

La figure 2.19 montre qu'un déphasage est effectivement présent entre toutes les voies d'acquisition, même entre les voies d'une même USRP. De plus, ce déphasage n'est pas constant entre deux mises sous tension. Puisqu'il n'est pas possible de connaître ce déphasage à l'avance, il est nécessaire de développer une solution automatisée pour calibrer les différentes voies en réception rapidement avant toute mesure.

### Solution proposée

La figure 2.19 met en évidence le besoin de procéder à une calibration des phases pour chacune des voies d'acquisition en réception du système. Le montage expérimental devant permettre de contrôler des réseaux d'antennes pour l'ensemble des applications visées, la procédure de calibration doit être automatisée et rapide. Elle doit également pouvoir être exécutée périodiquement pendant une même exécution du programme afin de permettre une recalibration dans le cas de mesures de longue durée et d'assurer à l'utilisateur la plus grande flexibillité possible. Enfin, le but de ces travaux étant d'adapter le matériel commercial utilisé aux applications visées, les solutions logicielles sont préférables aux solutions matérielles. Il est donc proposé ici d'implémenter un bloc sous GNU Radio pour calculer les déphasages entre les signaux placés en entrée, sauvegarder ces déphasages et les compenser. La figure 2.20 montre le bloc implémenté et le traitement réalisé. On considère en entrée du bloc les signaux d'amplitude normalisée de l'équation 2.12.

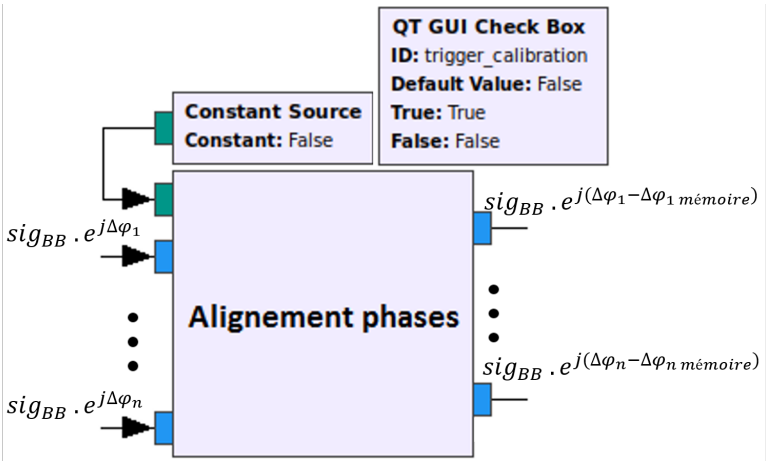



FIGURE 2.20 – Bloc implémenté sous GNU Radio pour calculer, garder en mémoire et compenser les déphasages entre signaux numérisés.

Le premier flux d'entrée (en vert) est un flux d'entier permettant à l'utilisateur de déclencher le calcul des déphasages, ce qui autorise une initialisation périodique des phases au cours d'une même exécution du programme. Le nombre de signaux complexes (en bleu) à aligner, c'est-à-dire le nombre d'antennes du réseau, est défini par l'utilisateur. Les flux réalignés en phase sont disponibles en sortie du bloc. Afin de ne pas compenser les déphasages $\psi$ dus à la géométrie du réseau (cf. section 1.1.9 du chapitre 1), l'initialisation des phases doit être réalisée lorsque la direction $(\theta,\phi)$ d'arrivée du front d'onde incident n'induit pas de déphasage entre les signaux de chaque élément. Pour les mesures réalisées en environnement anéchoïque, cela correspond à la direction $(\theta=0°,\phi=90°)$.

$$\psi(\theta = 0°, \phi = 90°) = 0 \tag{2.14}$$

Les déphasages parasitaires sont alors pris en compte et compensés, tandis que les déphasages naturels $\psi$ sont conservés tout au long de la mesure. Les déphasages $\Delta\varphi_{\text{ant n}}$ induits par les rayonnements individuels des antennes du réseau sont cependant dépendants de $(\theta,\phi)$ et apparaissent dans l'expression des signaux de sortie. L'équation 2.15

décrit ainsi les signaux numérisés disponibles sous GNU Radio après normalisation des amplitudes (équation 2.12) et initialisation des phases.

$$sig_{\text{phase initialisée USRP n}}(\theta,\phi) = sig_{BB} \cdot e^{j[\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi) - \Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta=0^\circ,\phi=90^\circ)]} \cdot \|w_n^*\| \, e^{j[(a-1)(\psi_x(\theta,\phi)+\beta_x)+(b-1)(\psi_y(\theta,\phi)+\beta_y)+(c-1)(\psi_z(\theta)+\beta_z)]} \tag{2.15}$$

### Performances de la solution d'initialisation des phases

Cette solution logicielle de compensation des déphasages entre les voies d'acquisition des USRPs a été présentée dans l'article de conférence [119]. Pour évaluer ses performances, un signal analogique est réparti sur quatre voies en réception des USRPs à l'aide d'un diviseur de puissance équilibré en phase et de câbles de même longueur. Cette configuration permet de retirer certaines déformations parmi celles prises en compte dans la section 2.4.1. On considère donc ici la présence (cf. figure 2.18) :

— de déformations introduites par les câbles de chaque voie $n$, même s'ils sont de même longueur (cf. équation 2.8).

— de déformations dues à la conversion dans le domaine numérique des signaux analogiques reçus par les USRPs (cf. équation 2.9).

— de déformations supplémentaires dues aux imperfections du diviseur de puissance (même s'il est équilibré).

Avant initialisation, des déphasages doivent ainsi être observables entre les signaux numérisés de chaque voie. Durant la mesure, les signaux numérisés sont enregistrés avant et après initialisation logicielle des phases. Les déphasages résiduels entre les voies (voie 1 en référence de phase) sont calculés et comparés à ceux observés avant compensation, comme l'illustre la figure 2.21.

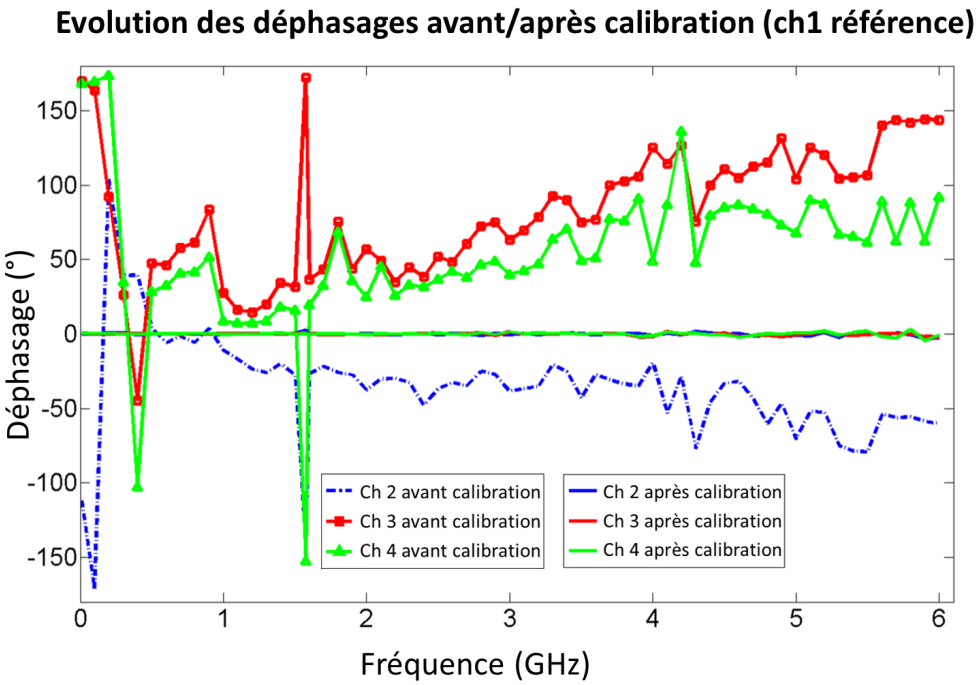



FIGURE 2.21 – Déphasages mesurés entre les voies en réception avant et après calibration automatisée par logiciel, pour différentes fréquences de travail.

Les valeurs moyennes et les écarts-types des déphasages entre voies avant et après initialisation logicielle des phases sont résumés dans le tableau 2.22. Les valeurs sont calculées à partir des données brutes enregistrées sous forme de flottants et arrondies au dixième de degré. Ces valeurs sont également présentées séparément pour des fréquences inférieures et supérieures à 3,8 GHz dans le tableau 2.23.

| | | avant | après |
|---|---|---|---|
| ch2 | moyenne | -36,6° | - 0,1° |
| | écart-type | 38,1° | 0,9° |
| ch3 | moyenne | 82,2° | -0,1° |
| | écart-type | 43,9° | 0,8° |
| ch4 | moyenne | 53,6° | 0,1° |
| | écart-type | 49,4° | 1,1° |

FIGURE 2.22 – Moyennes et écarts-types des déphasages mesurés entre voies avant et après calibration logicielle, pour des fréquences de fonctionnement de 700 MHz à 6 GHz.

Les données du tableau 2.23 montrent que les déphasages inter-voies sont correctement compensés à 0,5° près pour des fréquences porteuses en-dessous de 3,8 GHz. Pour des fréquences au-delà de 3,8 GHz, les déphasages résiduels après calibration augmentent, avec un écart-type supérieur à 1° pour les trois voies, traduisant une baisse des performances pour les fréquences les plus élevées. Néanmoins, la procédure d'initialisation logicielle des phases permet même à hautes fréquences de diminuer significativement les déphasages inter-voies. Si l'on considère des déphasages résiduels jusqu'à ±1° acceptables, un fonctionnement en alignement de phase peut alors être envisagé sur l'ensemble de la plage de fréquence des UBX-160.

| | | avant | après |
|---|---|---|---|
| ch2 | moyenne | -27,4° | 0,1° |
| | écart-type | 43,9° | 0,5° |
| ch3 | moyenne | 61,4° | 0,1° |
| | écart-type | 41,5° | 0,4° |
| ch4 | moyenne | 39,0° | 0,2° |
| | écart-type | 56,0° | 0,4° |

(a) En-dessous de 3,8 GHz.

| | | avant | après |
|---|---|---|---|
| ch2 | moyenne | -52,2° | -0,4° |
| | écart-type | 17,0° | 1,2° |
| ch3 | moyenne | 117,5° | -0,5° |
| | écart-type | 17,7° | 1,1° |
| ch4 | moyenne | 78,5° | -0,3° |
| | écart-type | 18,2° | 1,7° |

(b) Au-delà de 3,8 GHz.

FIGURE 2.23 – Moyennes et écarts-types des déphasages mesurés entre voies avant et après calibration automatisée, en-dessous et au-delà de 4 GHz.

Cette solution offre l'avantage d'une implémentation simple, facilement adaptable à un nombre de voies plus élevé sans charge de calculs importante et indépendante de la fréquence d'échantillonnage imposée aux convertisseurs. En contrepartie, elle nécessite

l'utilisation d'une "direction de référence" (ou "direction 0°" dans les mesures, puisqu'elle correspond à un déphasage de 0° entre les voies) dans laquelle un émetteur doit être placé avant le début de la mesure. L'équation 2.15 suppose un déphasage naturel nul entre les signaux reçus par les éléments du réseau (cf. 2.14). Toute erreur sur l'angle $\theta = 0°$ induit donc la compensation logicielle d'une valeur de $\psi$ non nulle et diminue donc les performances du système en alignement de phase.

**Discussion sur la solution proposée**

La solution proposée pour calibrer en phase les différentes voies des USRPs ne nécessite pas de matériel supplémentaire par rapport aux mesures à réaliser et permet de calibrer les différentes voies d'acquisition de façon rapide, automatisée et périodique si une mesure de longue durée souffre de dérives des composants. Cependant, cette approche implique la mise en place d'un émetteur dans une direction précise, appelée ici "direction de référence", avant le début de la mesure. Cette étape préliminaire a été respectée dans l'ensemble des mesures réalisées dans ces travaux. Néanmoins, cette contrainte peut s'avérer très forte dans certains cas d'applications où il n'est pas possible de placer un émetteur dans la direction nécessaire avant le début de la mesure, ou de réitérer cette procédure en cas de dérive importante des phases sur chaque voie (un jour de mesure extérieure par forte chaleur par exemple).

Pour des cas d'applications où il n'est pas possible de réaliser une calibration précise des phases en plaçant un émetteur dans la bonne direction avant le début de la mesure, l'utilisation de matériel dédié au processus de calibration automatisée doit être envisagée. Dans [108, 109] par exemple, le pilotage d'un ULA de quatre éléments est réalisé à l'aide de cartes de radios logicielles. Mais pour calibrer ces modules de radio logicielle et permettre leur utilisation dans le cadre d'applications à alignement de phase, une source RF de calibration est intégrée au système de réception. Un système de commutateurs pilotés par électronique permet de déconnecter les modules calibrés de la source RF et de la connecter aux antennes de l'ULA une fois la calibration terminée.

### 2.4.4 Quantification des performances du système de réception

D'après l'équation 2.15, il est possible, après normalisation des amplitudes et initialisation logicielle des phases, de visualiser sous GNU Radio des versions déphasées du signal en bande de base numérique $sig_{BB}$, selon la direction $(\theta,\phi)$ du signal incident. Ces déphasages correspondent, aux déphasages $\Delta\varphi_{\text{ant n}}$ près, aux déphasages $\psi$ dus à la géométrie du réseau et à la loi de phase $\beta$ imposée par l'utilisateur. Ils correspondent aux termes de l'expression du facteur de réseau (section 1.1.9 du chapitre 1), dont l'expression est rappelée par l'équation 2.16.

$$\begin{aligned} AF(\theta,\phi) &= \sum_{n=1}^{N} \|w_n^*\| \, e^{j[(a-1)\,(\psi_x(\theta,\phi)+\beta_x)+(b-1)(\psi_y(\theta,\phi)+\beta_y)+(c-1)\,(\psi_z(\theta)+\beta_z)]} \\ &= \sum_{n=1}^{N} \|w_n^*\| e^{j[k(x_n\, sin\theta\, cos\phi + y_n\, sin\theta\, sin\phi + z_n\, cos\theta) + \angle w_n^*]} \end{aligned} \tag{2.16}$$

Dans la littérature, le diagramme de rayonnement d'un réseau d'antennes est défini par son facteur de réseau et par le rayonnement individuel de ses antennes constitutives (cf. équation 2.7) [17]. Le diagramme de rayonnement du réseau, ici noté $RP_{norm}$ et normalisé par rapport à sa valeur maximale ($max(RP_{norm}) = 0$ dB), correspond alors à l'équation 2.17.

$$RP_{norm}(\theta,\phi) =$$
$$20\,log_{10}\left(\left\|\sum_{n=1}^{N}\|w_n^*\|\,A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\,e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)}.e^{j[k(x_n sin\theta cos\phi + y_n\,sin\theta\,sin\phi + z_n\,cos\theta) + \angle w_n^*]}\right\|\right) \tag{2.17}$$

Dans le cadre des mesures de réseaux d'antennes pilotés par des USRPs, où des différences en amplitude et des déphasages supplémentaires doivent être compensés, les termes d'amplitude $A_{\text{ant n}}$ sont absents de l'équation 2.15. Les mesures devant notamment permettre d'évaluer la capacité du système à contrôler les phases des signaux d'un réseau phasé, un critère de performance est introduit. Ce critère est nommé "gain calculé en réception" par la suite, noté $G_{RX}$ et est défini par les équations 2.18 et 2.19. Puisque $G_{RX}$ est utilisé pour quantifier les performances de la pondération en phase, on suppose une pondération en amplitude uniforme $\|w_n^*\| = 1$.

$$G_{\text{RX linéaire}}(\theta,\phi) = \left\|\sum_{n=1}^{N} sig_{\text{phase initialisée USRP n}}\right\|^2$$
$$= \left\|\sum_{n=1}^{N} sig_{BB}.e^{j[\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)-\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta=0°,\phi=90°)]}.e^{j[k(x_n sin\theta cos\phi + y_n\,sin\theta\,sin\phi + z_n\,cos\theta) + \angle w_n^*]}\right\|^2$$
$$= \underbrace{\|sig_{BB}\|^2}_{=1}\left\|\sum_{n=1}^{N} e^{j[\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)-\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta=0°,\phi=90°)]}.e^{j[k(x_n sin\theta cos\phi + y_n\,sin\theta\,sin\phi + z_n\,cos\theta) + \angle w_n^*]}\right\|^2 \tag{2.18}$$

L'équation 2.18 permet, puisque le signal $sig_{BB}$ est d'amplitude complexe unitaire, de retirer son expression de l'équation obtenue et de conserver une grandeur uniquement dépendante de *(θ,ϕ)*. $G_{RX\ linéaire}$ est ensuite converti en échelle logarithmique comme dans l'équation 2.19.

$$G_{RX}(\theta,\phi) =$$
$$20\,log_{10}\left(\left\|\sum_{n=1}^{N} e^{j[\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)-\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta=0°,\phi=90°)]}.e^{j[k(x_n sin\theta cos\phi + y_n\,sin\theta\,sin\phi + z_n\,cos\theta) + \angle w_n^*]}\right\|\right) \tag{2.19}$$

L'expression de l'équation 2.19 est égale, aux déphasages $\Delta\varphi_{\text{ant n}}$ près, à l'expression 2.17 du diagramme de rayonnement du réseau. Si l'on considère des antennes isotropes ($\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi) = \Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta = 0°, \phi = 90°) = 0°$), elle équivaut en plus à la norme du facteur de réseau, en échelle logarithmique.

$$AF_{dB}(\theta,\phi) = 20\,log_{10}\left(\|AF(\theta,\phi)\|\right) = 10\,log_{10}\left(\|AF(\theta,\phi)\|^2\right) \tag{2.20}$$

La différence entre les expressions $G_{RX}$ et $AF_{dB}$ est donc uniquement la composante en phase du diagramme de rayonnement de chaque antenne $n$. La composante en amplitude a été supprimée par l'opération de normalisation des amplitudes. La figure 2.24 compare ainsi les mesures de $G_{RX}$ obtenues pour l'ULA à 2,3 GHz et le réseau planaire à 3,1 GHz, utilisé comme ULA en n'alimentant qu'une ligne, avec le facteur de réseau (AF) théorique d'un ULA de quatre éléments isotropes. De même, la figure 2.25 compare

la mesure obtenue pour le sous-réseau linéaire de la pointe conique à 5,2 GHz avec le facteur de réseau d'un ULA de trois éléments. Les mesures sont réalisées en environnement anéchoïque, pour une rotation selon $\theta$ (cf. section 2.2.3).

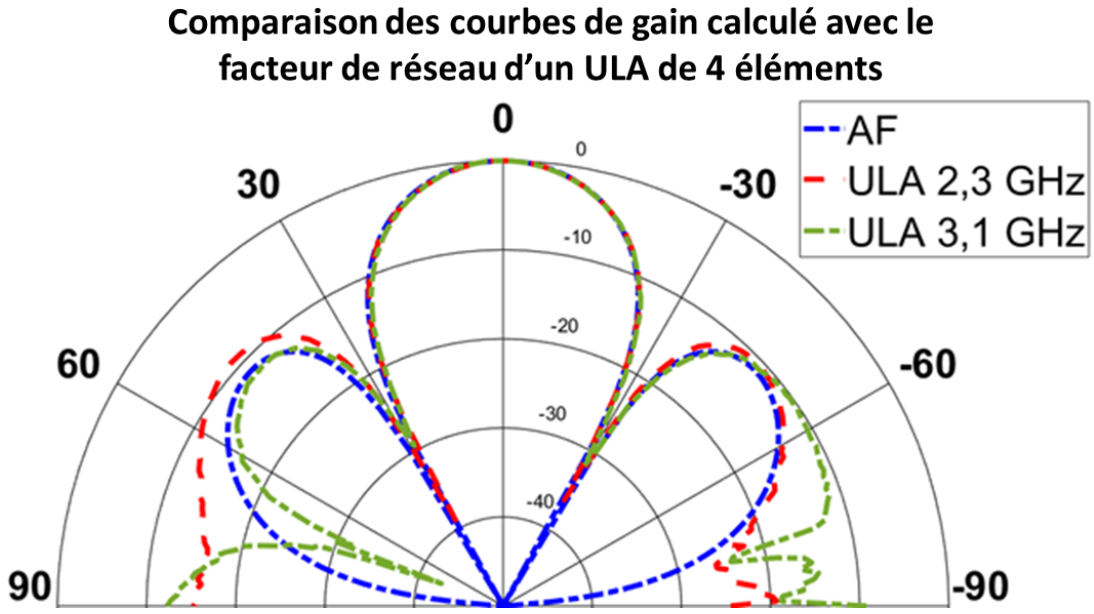



FIGURE 2.24 – Comparaison entre les courbes de gain calculé en réception $G_{RX}$ obtenues à l'aide du montage expérimental et le facteur de réseau $AF$ d'un ULA.

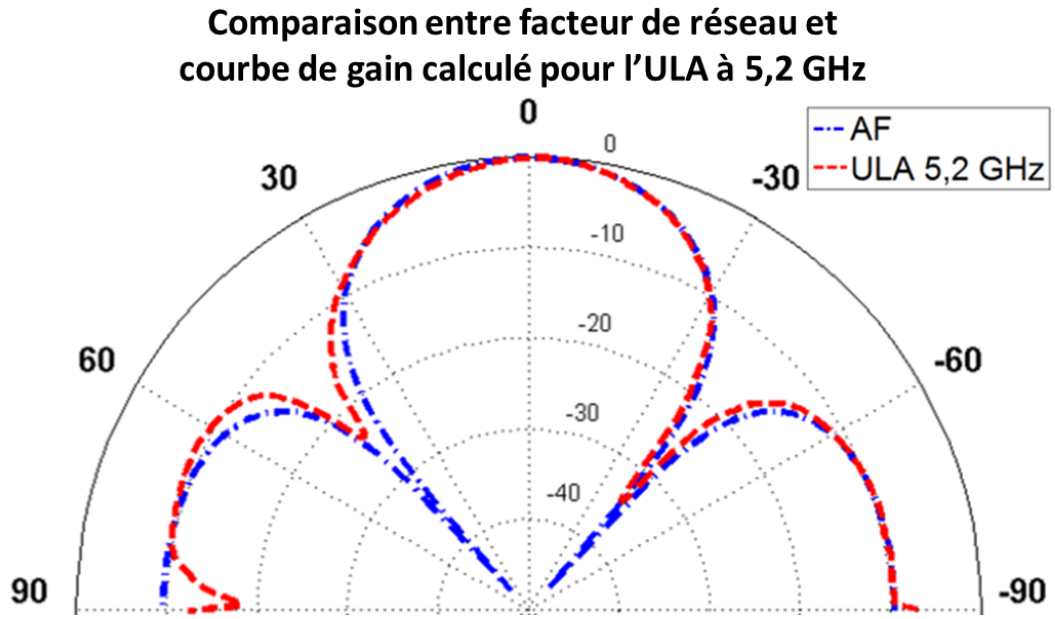



FIGURE 2.25 – Comparaison entre la courbe de gain calculé en réception $G_{RX}$ pour le sous-réseau linéaire de la pointe conique à 5,2 GHz et le facteur de réseau $AF$ d'un ULA.

Les figures 2.24 et 2.25 montrent que les variations du gain mesuré en réception permettent une bonne estimation du facteur de réseau d'un ULA piloté par USRPs, pour trois fréquences de fonctionnement différentes, notamment pour des valeurs de $\theta$ proches de 0°. Le critère introduit peut donc être utilisé pour quantifier les performances du système de réception lors de mesures en milieu anéchoïque. La figure montre également

que l'initialisation logicielle des phases permet un fonctionnement des USRPs en alignement de phase pour la réception de données, les rendant aptes au pilotage de réseaux d'antennes. Les différences observables entre les courbes mesurées et le facteur de réseau théorique peuvent être attribuées aux différences entre signaux réels mesurés et le facteur de réseau, qui ne tient pas compte du diagramme de rayonnement individuel simulé ou mesuré des antennes (antennes directives, effets de bord et couplage entre les antennes du réseau).

Pour l'ensemble des mesures présentées dans la suite de ce chapitre, les diagrammes présentés sont tracés à partir des valeurs mesurées du gain calculé en réception, pour des valeurs de $\theta$ de -90° à +90° avec un pas de 1°. Les courbes ainsi obtenues sont utilisées pour quantifier la capacité du système à piloter le réseau mesuré selon l'algorithme utilisé et la consigne entrée par l'utilisateur.

### 2.4.5 Traitement réalisé pour les mesures en chambre anéchoïque

Afin d'automatiser les mesures de pilotage de réseaux phasés à l'aide de radios logicielles commerciales, une architecture client-serveur a été implémentée. Cette dernière permet la communication entre GNU Radio, qui pilote les USRPs, réalise le traitement des données, les enregistre et gère la mesure, et le logiciel propriétaire sous Windows qui pilote le mât en rotation. Par ailleurs, la section 2.4 a présenté les problèmes posés par la réception de données en alignement de phase à l'aide d'USRPs, ainsi que les solutions proposées pour les résoudre. L'ensemble des solutions développées jusqu'ici sont logicielles. Elles permettent de réaliser des mesures de pilotage de réseaux phasés en réception sans ajout de composants RF supplémentaires, et sont toutes accessibles via GNU Radio. La figure 2.26 présente le graphique correspondant au programme GNU Radio ainsi utilisé pour réaliser l'ensemble des mesures.

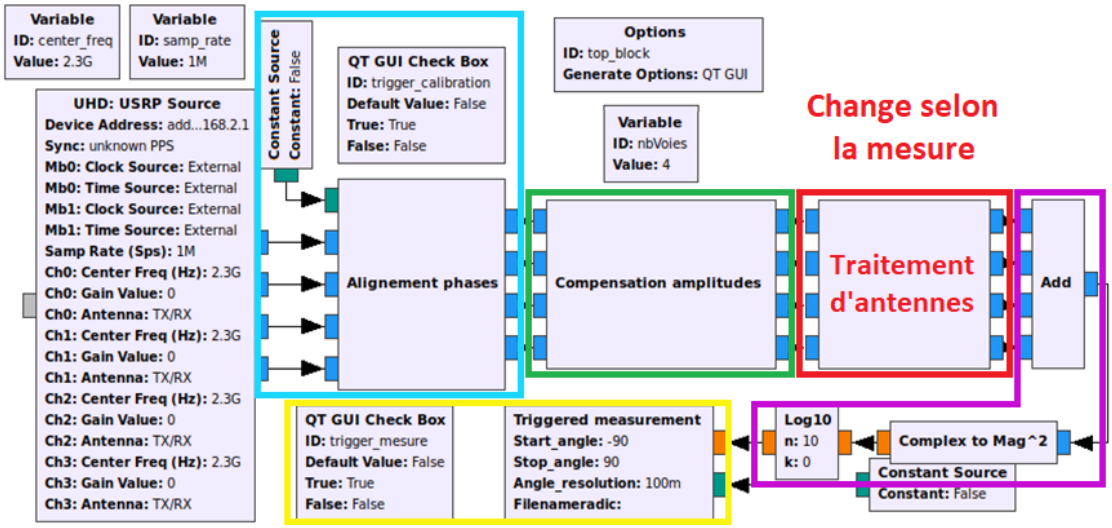



FIGURE 2.26 – Graphique du programme utilisé sous GNU Radio pour réaliser les mesures de pilotage de réseaux phasés en réception.

Les signaux numérisés en bande de base sont accessibles à l'aide du bloc *"USRP Source"* à gauche. Les traitements réalisés dans les programmes sont, dans l'ordre de gauche à droite :

— l'initialisation des phases (rectangle bleu) présentée dans la section 2.4.3
— la normalisation des amplitudes (rectangle vert) présentée dans la section 2.4.2
— l'algorithme de traitement de réseau d'antennes (rectangle rouge), dépendant de la mesure réalisée
— le calcul du gain en réception (encadré violet), la grandeur choisie comme critère de performance présentée dans la section 2.4.4
— l'enregistrement des données synchrone avec la rotation du moteur (rectangle jaune), pour automatiser la mesure (voir section 2.3).

Les sections suivantes présentent l'ensemble des mesures réalisées en réception de données en fonction de l'algorithme de traitement d'antennes utilisé et du réseau piloté.

## 2.5 Dépointage de faisceau : Beam steering

Les premières mesures réalisées testent la capacité du système de réception à dépointer le lobe principal du réseau mesuré dans la direction fixée par l'utilisateur, pour plusieurs géométries et fréquences de fonctionnement. Les mesures présentées utilisent l'ULA de quatre éléments optimisé pour fonctionner à 2,3 GHz, le réseau planaire de seize éléments et le réseau conique de douze éléments (voir section 2.1.2). La fréquence porteuse est fixée à 3,1 GHz pour les mesures avec le réseau planaire et à 5,2 GHz avec le réseau conique. Les configurations utilisées pour le réseau planaire et le réseau conique sont présentées dans les sections 2.1.2 et 2.1.2 respectivement. La figure 2.27 montre ainsi les deux configurations différentes utilisées pour le réseau planaire.

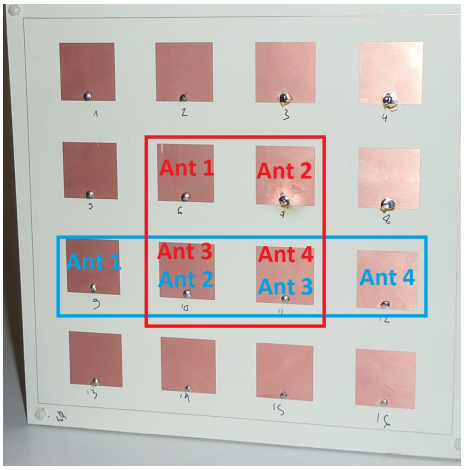



FIGURE 2.27 – Photo du réseau planaire et des configurations utilisées.

Les diagrammes de rayonnement des réseaux sont tracés à partir des valeurs du gain calculé en réception. Pour l'ensemble des mesures, le lobe principal est dépointé tous les 5° entre -50° et +50°. Pour plus de lisibilité, les diagrammes de rayonnement sont montrés pour des valeurs de dépointage allant de -30° à +30°. L'erreur entre la consigne spécifiée par l'utilisateur et le maximum de rayonnement mesuré est calculée pour toutes les configurations, de -50° à +50°.

### 2.5.1 Mesures en géométrie linéaire

Le bloc GNU Radio de la figure 2.28 implémente la loi de phase d'un ULA (section 1.2.2 du chapitre 1).

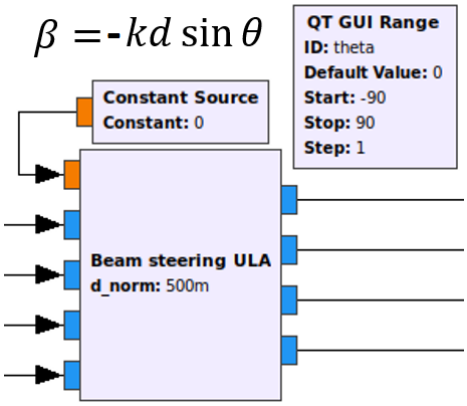



FIGURE 2.28 – Bloc GNU Radio pour dépointer le lobe principal d'un ULA d'un angle $\theta$.

#### Courbes de gain mesurées à 2,3 GHz

Pour plus de lisibilité, les diagrammes mesurés sont donnés uniquement pour l'ULA de quatre éléments à polarisation linéaire, à 2,3 GHz. Les diagrammes obtenus pour les autres ULAs sont joints en annexe. La figure 2.29 montre que le lobe principal de l'ULA de quatre éléments est effectivement dépointé pour des consignes allant de -30° à +30°. Les figures en annexe permettent de montrer que ce dépointage peut être réalisé à des fréquences de fonctionnement différentes.

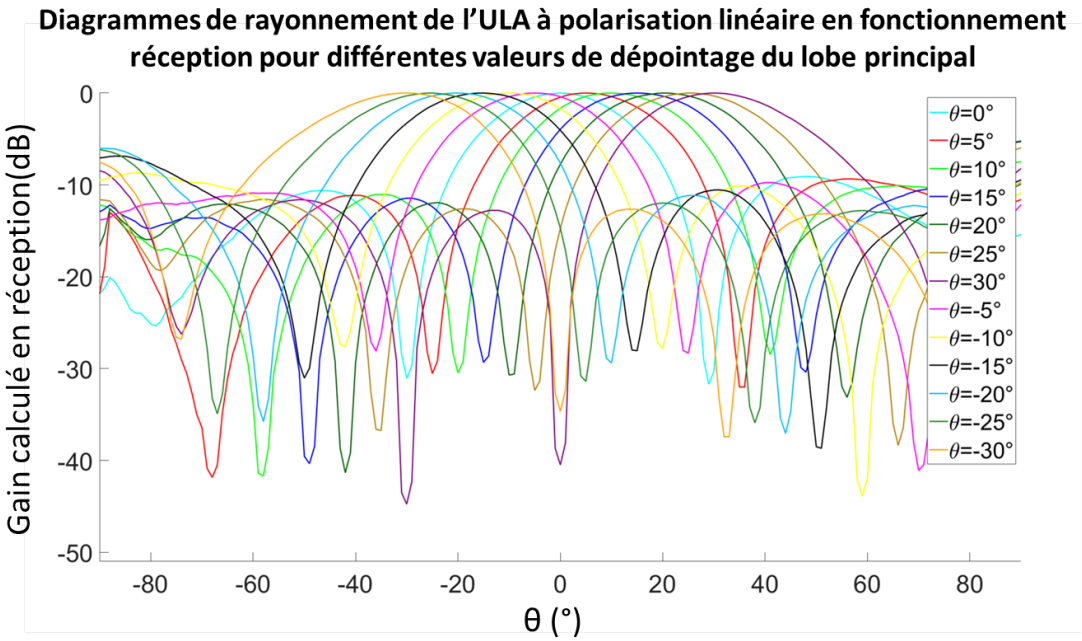



FIGURE 2.29 – Diagrammes mesurés pour l'ULA à polarisation linéaire à 2,3 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

### Erreurs entre consignes et mesures à 2,3 GHz, 3,1 GHz et 5,2 GHz

La figure 2.30 rassemble les valeurs de l'erreur entre la consigne spécifiée par l'utilisateur et le maximum de rayonnement mesuré, pour les trois ULAs testés (ULA à 2,3 GHz, réseau planaire utilisé comme ULA à 3,1 GHz et réseau conique utilisé comme ULA à 5,2 GHz).

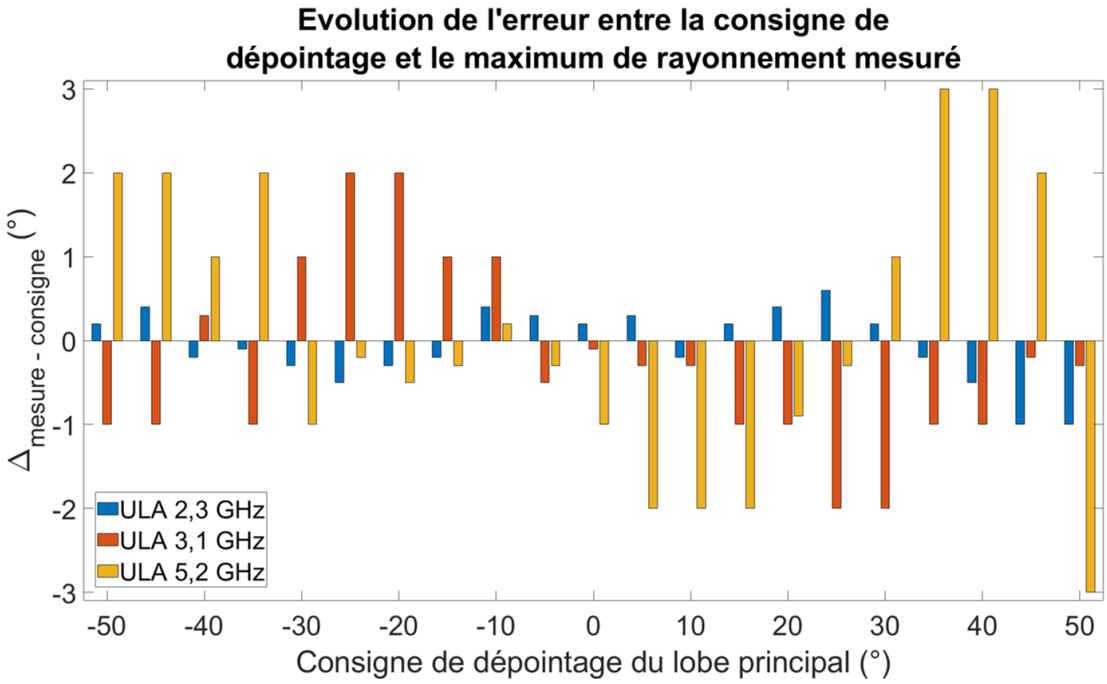



FIGURE 2.30 – Erreurs entre consigne de l'utilisateur et maximum mesuré, pour des valeurs de dépointage de -50° à +50°.

Les erreurs mesurées restent inférieures à ±3° dans l'ensemble de la plage angulaire [-50° ;+50°] pour les trois ULAs et fréquences de travail. On observe que l'erreur tend à augmenter avec la fréquence de fonctionnement et la complexité du cas d'utilisation (des éléments non alimentés sont présents autour de l'ULA à 3,1 GHz. Le filetage métallique et les câbles sont sur le côté de l'ULA à 5,2 GHz). En effet, l'erreur mesurée reste inférieure à ±2° dans le cas de l'ULA à 3,1 GHz et inférieure à ±1° dans le cas de l'ULA à 2,3 GHz.

### Synthèse des mesures en géométrie linéaire

La figure 2.30 montre que l'erreur entre consigne et maximum de rayonnement mesuré demeure inférieure à ±3° dans l'ensemble de la plage angulaire [-50° ;+50°] pour les trois mesures présentées. Les trois ULAs présentant des ouvertures de faisceaux à mi-puissance de 26° et plus, une erreur de ±3° est acceptable. Il est ainsi envisageable de les utiliser pour la réception de données en dépointant le lobe principal dans une plage angulaire de [-50° ;+50°], soit sur une plage angulaire de 100°. Ces résultats sont mis en application lors du suivi électronique de projectile en tir tendu à Baldersheim, qui sera présenté dans la section 2.9.

### 2.5.2 Mesures en géométrie carrée 2x2

Le bloc GNU Radio de la figure 2.31 implémente les lois de phase d'un réseau planaire (section 1.2.2 du chapitre 1).

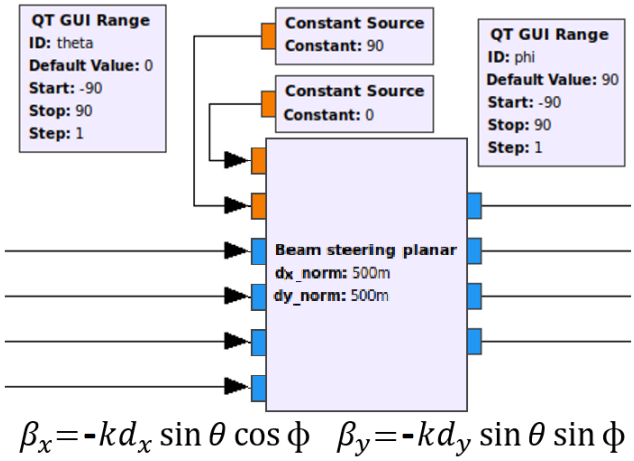



FIGURE 2.31 – Bloc GNU Radio pour dépointer le lobe principal d'un réseau planaire selon les angles $\theta$ $\phi$.

#### Courbes de gain mesurées dans les plans $\phi$=0° et $\phi$=90°

La configuration du réseau planaire est celle indiquée en rouge dans la figure 2.27. Afin d'évaluer la capacité du système à dépointer le lobe principal du réseau dans deux directions de l'espace indépendantes, les mesures sont réalisées selon les deux plans $\phi$=0° et $\phi$=90° (cf. section 2.2.3). Les figures 2.32 et 2.33 rassemblent les diagrammes mesurés dans ces deux plans respectivement.

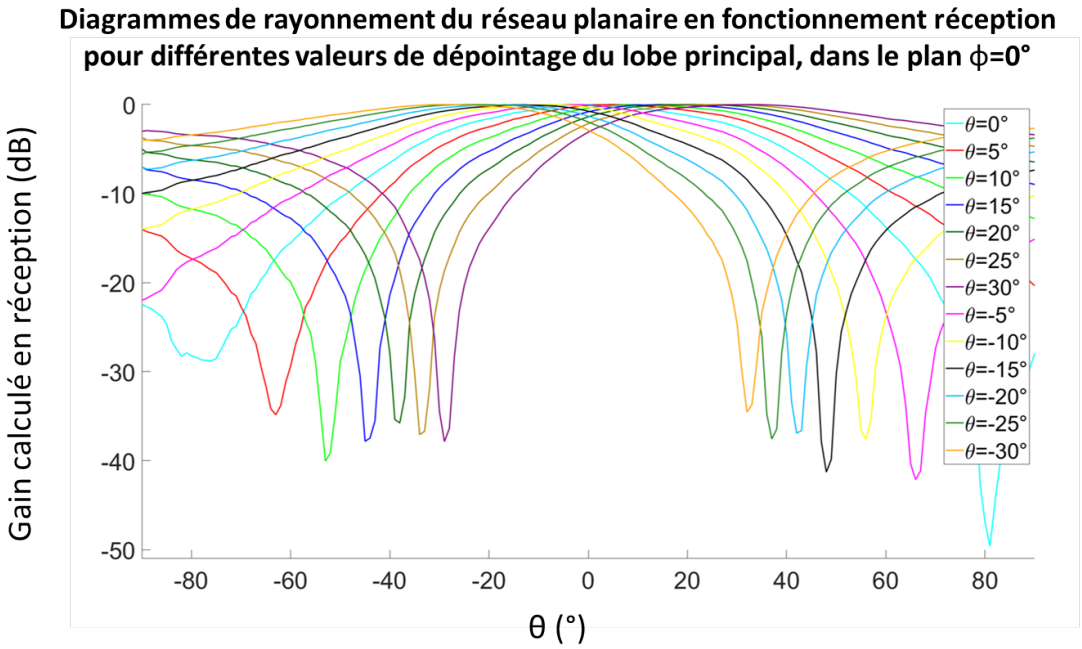



FIGURE 2.32 – Diagrammes mesurés pour le réseau planaire à 3,1 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30° selon le plan $\phi$=0°.

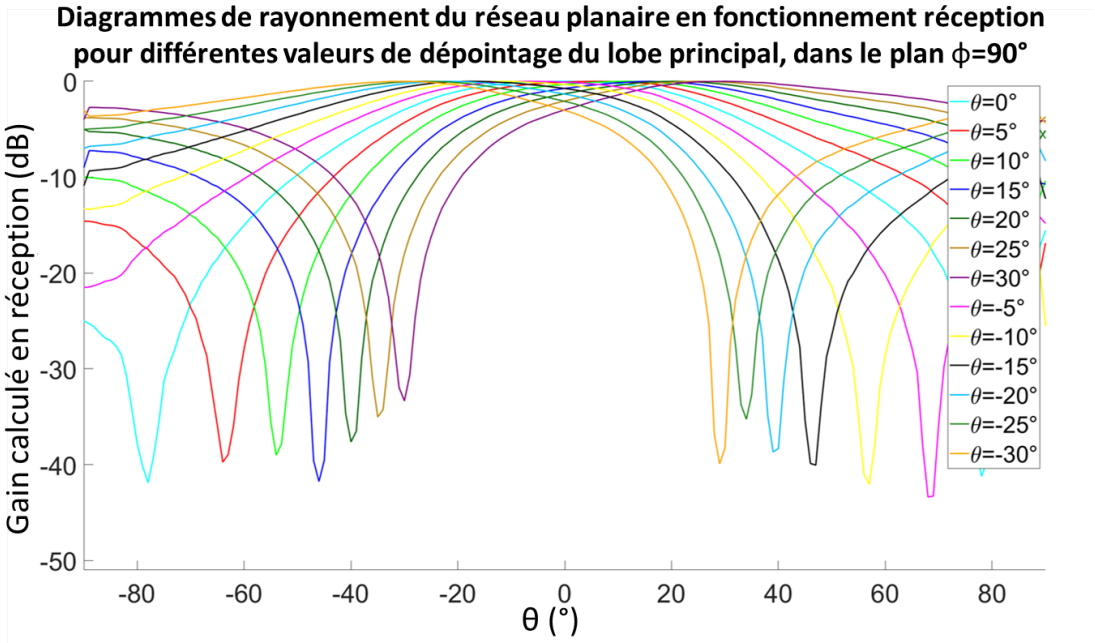



FIGURE 2.33 – Diagrammes mesurés pour le réseau planaire à 3,1 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30° selon le plan $\phi$=90°.

### Erreurs entre consignes et mesures

La figure 2.34 présente l'erreur mesurée entre la consigne entrée par l'utilisateur et le maximum de rayonnement mesuré pour les deux plans $\phi$=0° et $\phi$=90°, pour des valeurs de dépointage allant de -50° à +50°.

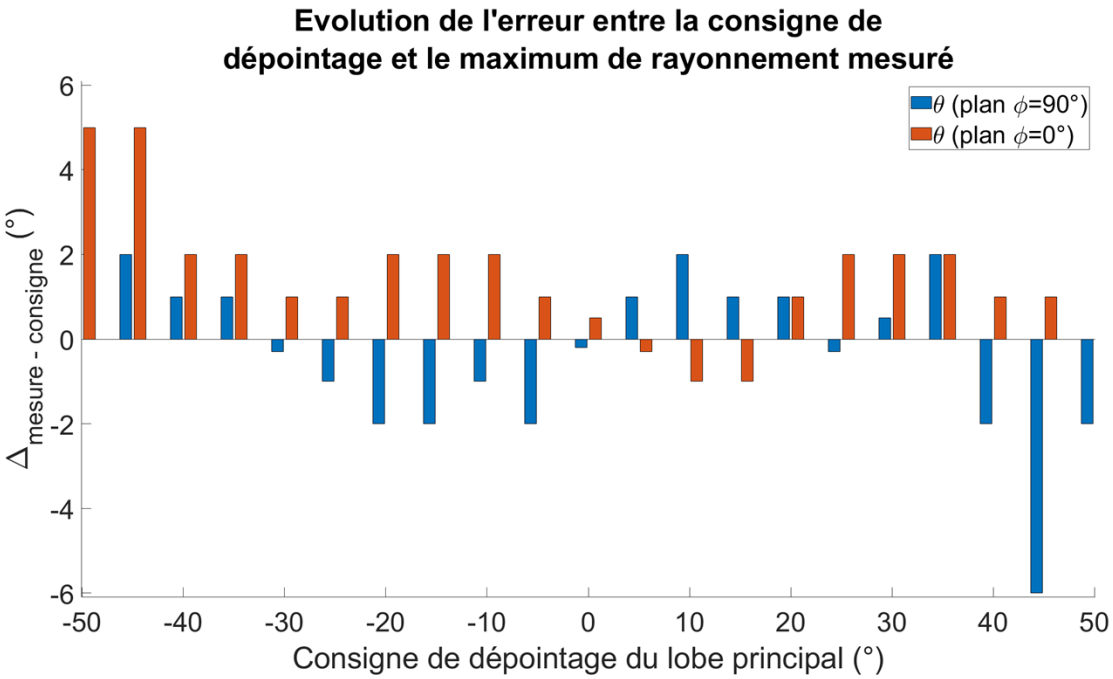



FIGURE 2.34 – Erreurs entre consigne de l'utilisateur et maximum mesuré, pour des valeurs de dépointage de -50° à +50° selon les plans $\phi$=0° et $\phi$=90°.

Les erreurs affichées en figure 2.34 demeurent inférieures ou égales à ±6° dans la plage angulaire [-50° ;+50°], selon les deux plans. Le lobe principal étant plus large (il n'y a que

deux antennes disponibles pour chaque axe), une erreur de ±6° est acceptable. De plus, si l'on se restreint à la plage angulaire [-40° ;+40°], l'erreur mesurée demeure inférieure ou égale à ±2° dans les deux plans. On peut alors considérer que le lobe principal du réseau peut être dépointé dans une direction de l'espace, selon deux angles $\theta$ et $\phi$ indépendants, dans une plage angulaire de 80°, voire 100°. Avec une telle plage angulaire, il est ainsi envisageable de placer le réseau derrière le canon pour recevoir les données de vol d'un projectile suivant une trajectoire balistique tout en le suivant électroniquement.

#### Conclusion sur les mesures de dépointage de faisceau

En conclusion, les premières mesures présentées ont démontré la capacité du système à dépointer le lobe principal d'un réseau d'antennes dans la direction fixée par l'utilisateur. Les résultats sont présentés pour des fréquences de fonctionnement allant de 2,3 GHz à 5,2 GHz, et pour des géométries linéaire et planaire.

## 2.6 Dépointage de nul : Null steering

La capacité du système à dépointer le lobe principal du réseau piloté dans la direction fixée par l'utilisateur a été démontrée dans la section précédente. Les résultats obtenus permettent d'envisager des mesures en conditions réelles pour le suivi de projectiles en réception de données. Dans l'application visée, cependant, le dépointage de nul de rayonnement peut également être utilisé, par exemple pour permettre la réception de données de vol en présence d'un brouilleur ennemi dont on cherche à minimiser l'action. La capacité du système à dépointer un nul dans la direction voulue est donc évaluée dans cette section. On se limite ici au cas d'un ULA. En plus des ULAs utilisés dans la section précédente, l'ULA à polarisation circulaire optimisé pour une fréquence de 2,388 GHz (cf. section 2.1.2) est mesuré.

Le bloc GNU Radio de la figure 2.35 implémente la loi de phase présentée dans la section 1.2.3 du chapitre 1 pour dépointer le nul de rayonnement d'un ULA.

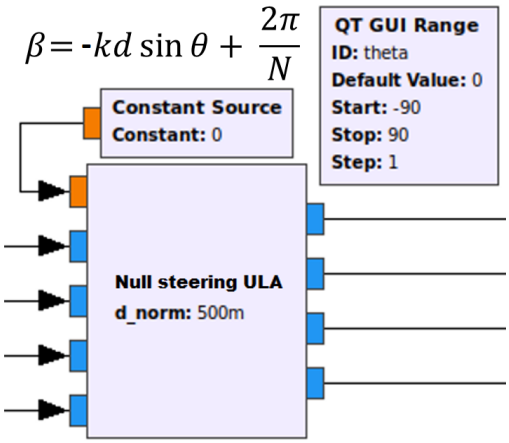



FIGURE 2.35 – Bloc GNU Radio pour dépointer un nul de rayonnement d'un ULA dans la direction fixée par l'utilisateur.

### 2.6.1 Courbes de gain mesurées à 2,3 GHz

La figure 2.36 présente les diagrammes mesurés pour l'ULA à 2,3 GHz, pour des valeurs de dépointage allant de -30° à +30°. Ces diagrammes montrent qu'un nul de

rayonnement est formé dans la direction imposée par l'utilisateur. Ce nul est également dépointé lorsque l'utilisateur modifie cette consigne. Les mesures pour les autres ULAs sont disponibles en annexe.

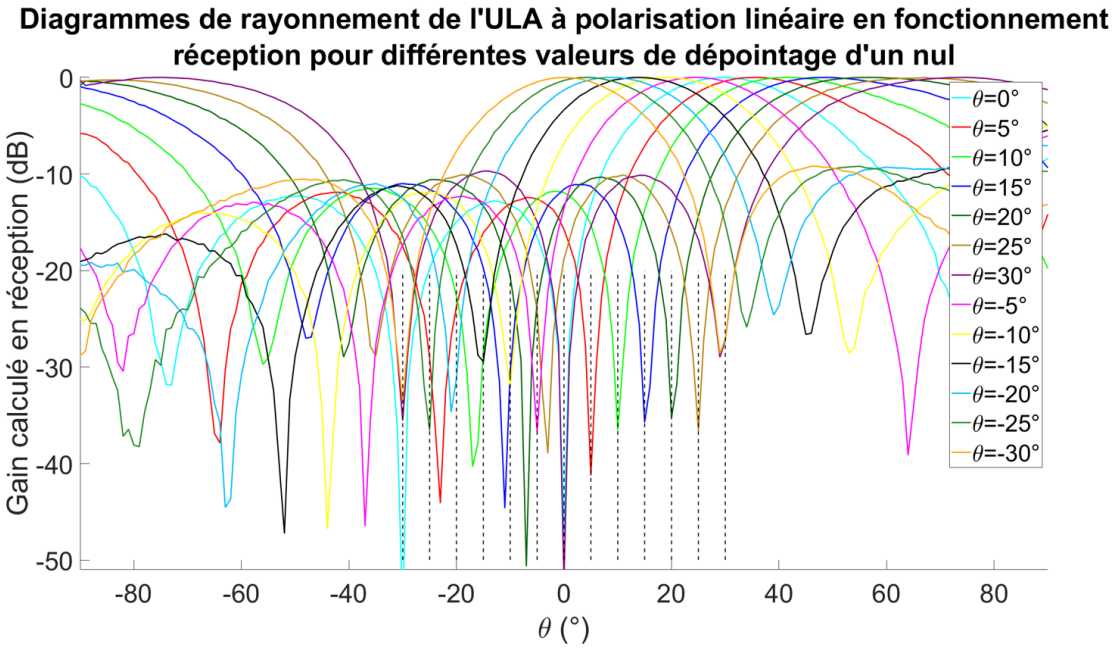



FIGURE 2.36 – Diagrammes mesurés pour l'ULA à polarisation linéaire à 2,3 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

### 2.6.2 Erreurs entre consignes et mesures

Les figures 2.37 et 2.38 présentent quant à elles les erreurs mesurées entre consigne de l'utilisateur et nul de rayonnement.

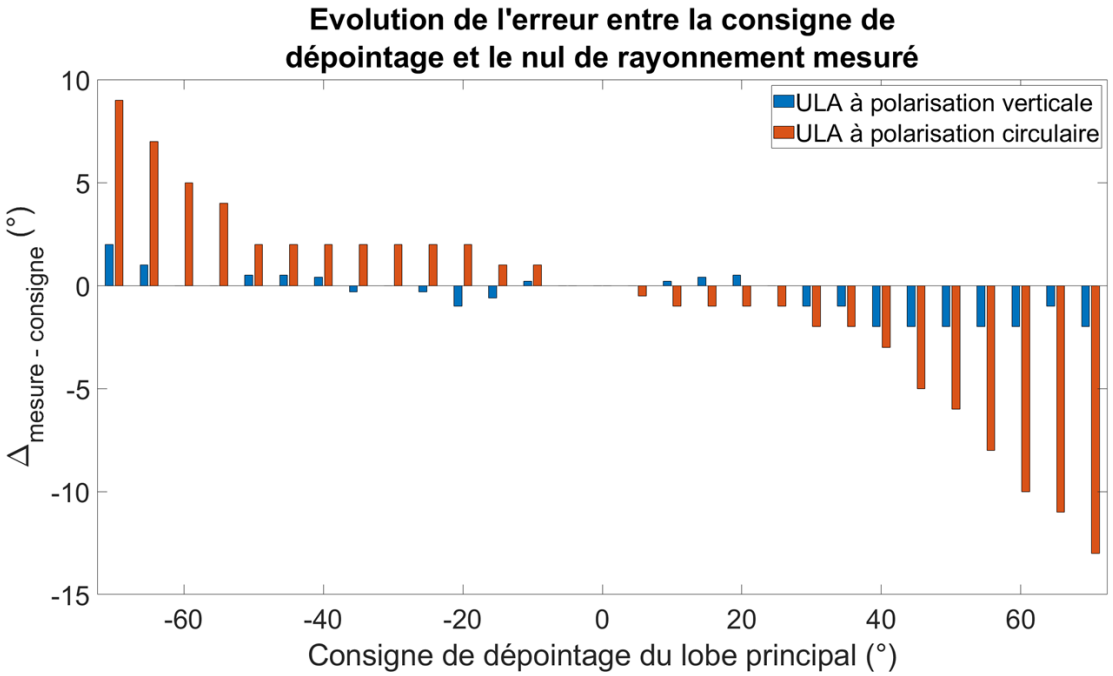



FIGURE 2.37 – Erreurs entre consigne de l'utilisateur et maximum mesuré, pour des valeurs de dépointage de -50° à +50°, pour les ULAs à 2,3 et 2,388 GHz.

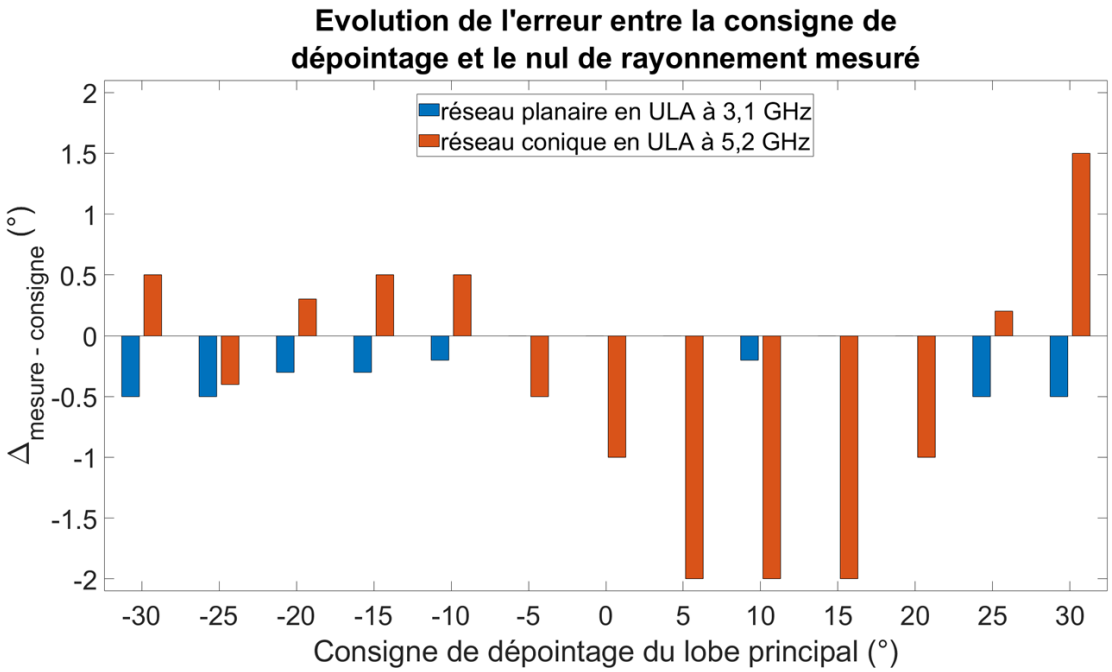



FIGURE 2.38 – Erreurs entre consigne de l'utilisateur et maximum mesuré, pour des valeurs de dépointage de -50° à +50°, pour les ULAs à 3,1 et 5,2 GHz.

Dans le cas de l'ULA à polarisation linéaire, l'erreur demeure inférieure ou égale à ±2° dans la plage angulaire [-70° ;+70°]. En revanche pour l'ULA à polarisation circulaire, l'erreur augmente rapidement pour des valeurs de $\theta$ se rapprochant de ±90°. Elle est ainsi inférieure ou égale à ±5° dans la plage angulaire [-60° ;+45°]. Pour les réseaux planaire et conique utilisés en ULAs, l'erreur est inférieure ou égale à ±2° dans la plage angulaire [-30° ;+30°]. Pour des valeurs de $\theta$ plus proches de ±90°, l'erreur entre consigne et nul mesuré augmente fortement et le réseau n'est pas utilisable.

### 2.6.3 Conclusion sur le dépointage de nul

Les figures 2.37 et 2.38 montrent que l'erreur entre consigne et minimum local de rayonnement mesuré est faible pour des valeurs de $\theta$ proches de 0°, c'est-à-dire de la position d'initialisation des phases, mais tend à augmenter lorsque la valeur de $\theta$ se rapproche de ±90°. D'après les valeurs d'erreurs mesurées, il est ainsi possible d'utiliser l'ensemble des réseaux présentés pour dépointer un nul de rayonnement sur une plage angulaire de 60°. Pour les ULAs à 2,3 GHz, cette plage angulaire peut être étendue jusqu'à 100°, voire 140°, en fonction de la polarisation de l'ULA.

## 2.7 Pondération en amplitude

Les sections précédentes se sont concentrées sur le dépointage du lobe principal ou d'un nul du réseau piloté. Pour réaliser ces mesures, seules des pondérations en phase ont été appliquées. Comme présenté dans la section 1.2 du chapitre 1 cependant, des pondérations en amplitude peuvent être utilisées indépendamment avec la pondération de phase pour réduire le niveau des lobes secondaires, au prix d'un lobe principal plus large. Cette section présente ainsi les mesures réalisées pour évaluer l'implémentation des algorithmes de pondération en amplitude présentés dans la section 1.2.4 du chapitre 1.

Pour rappel, les poids de Blackman, Hamming et Kaïser-Bessel [34] ont été implémentés. Ces trois algorithmes offrent différents compromis entre la réduction du niveau des lobes secondaires et la largeur du lobe principal. L'algorithme de Blackman permet la plus forte réduction des lobes secondaires au prix du lobe principal le plus large [35], tandis que l'algorithme de Kaïser-Bessel offre le meilleur compromis [35, 37].

### 2.7.1 Influence de $N$ sur les performances

Les performances de ces trois algorithmes dépendent cependant également du nombre d'antennes $N$ du réseau. Puisque les mesures réalisées se limitent toujours à un nombre $N$ de voies, les facteurs de réseau d'un ULA de $N$ antennes sont dans un premier temps simulés avec application des poids de Kaïser-Bessel, pour différentes valeurs de $N$, afin d'évaluer l'influence de $N$ sur la largeur du lobe principal. La figure 2.39 rassemble les courbes obtenues pour des valeurs de $N$ de 4, 6 et 8. Pour chaque valeur de $N$, le facteur de réseau obtenu sans pondération en amplitude est montré pour comparaison.

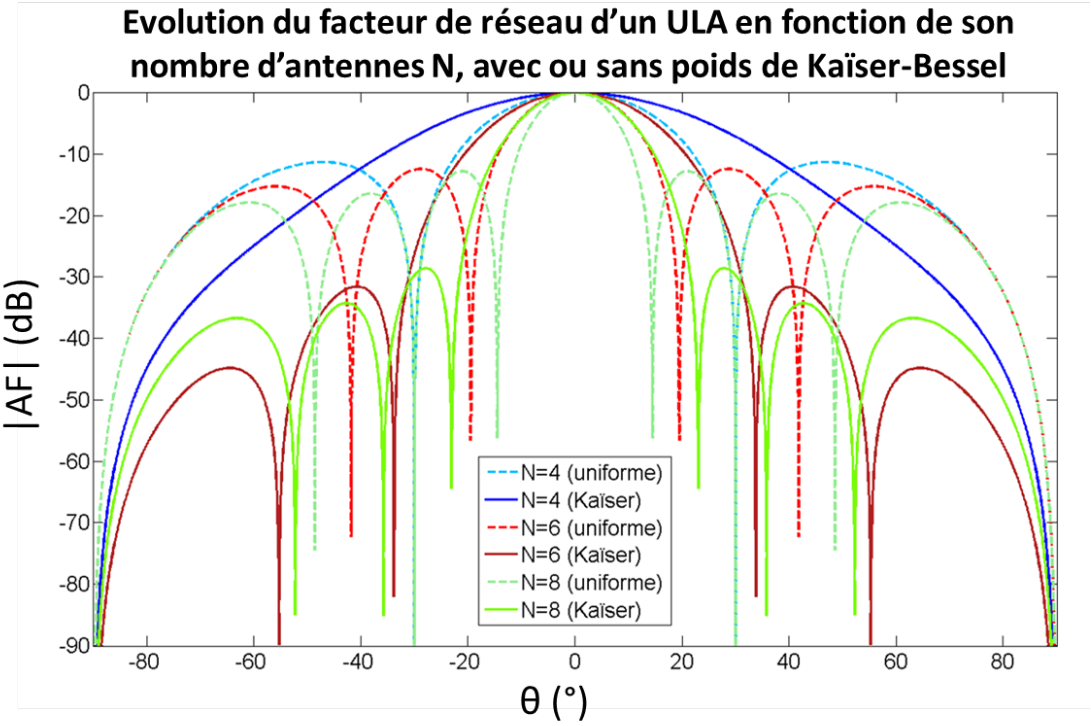



FIGURE 2.39 – Simulation du facteur de réseau d'un ULA en fonction de son nombre d'antennes $N$, avec ou sans pondération en amplitude.

La figure 2.39 montre que le facteur de réseau d'un ULA de huit éléments présente le comportement attendu lors de l'application des poids de Kaïser-Bessel : le niveau des lobes secondaires est réduit de 15 à 20 dB environ. En contrepartie, l'ouverture du faisceau à mi-puissance passe d'environ 13° à 17°. En revanche, le facteur de réseau d'un ULA de quatre antennes ne présente plus de lobe secondaire avec les poids de Kaïser-Bessel. Le lobe principal occupe toute la plage angulaire [-90° ;90°]. Les poids de Kaïser-Bessel étant l'algorithme augmentant le moins la largeur du lobe principal parmi les trois implémentés, ces algorithmes ne présentent pas d'intérêt pour un ULA de quatre antennes.

### 2.7.2 Utilisation d'un ULA de 6 antennes

Aucun ULA de plus de quatre antennes n'est disponible à l'ISL. Puisque les $N$ antennes considérées par les algorithmes de pondération en amplitude doivent être alignées, le réseau planaire de 4x4 antennes ne permet pas de résoudre ce problème. La figure 2.39 indique qu'une réduction du niveau des lobes secondaires par rapport à une pondératio uniforme est observable pour le facteur d'un réseau d'un ULA de six antennes. On propose donc ici de rajouter à la station de réception étudiée une troisième USRP afin de piloter six voies de réception. L'ajout de deux voies d'acquisition en réception fait passer le débit de données entre USRPs et ordinateur de 128 Mbits/s à 192 Mbits/s à une fréquence d'échantillonnage de 1 MSamples/s, et peut donc toujours être assuré à l'aide d'un commutateur Ethernet. Un réseau de six antennes Wi-Fi identiques [120] est réalisé en espaçant régulièrement des antennes, comme montré par la figure 2.40.

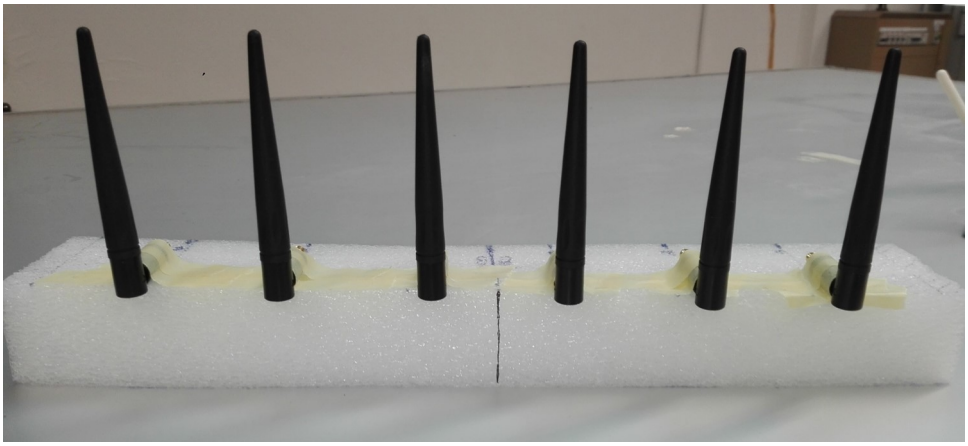


FIGURE 2.40 – ULA réalisé à partir de 6 antennes Wi-Fi espacées de $\lambda/2$ pour mesures de pondération en amplitude.

### 2.7.3 Mesures en chambre anéchoïque

Le diagramme du réseau ainsi obtenu est mesuré dans les mêmes conditions que les mesures précédentes, avec et sans application des algorithmes de pondération en amplitude implémentés. La figure 2.41 montre les diagrammes tracés à l'aide des valeurs du gain calculé en réception.

Les diagrammes mesurés présentent des différences avec le facteur de réseau d'un ULA, même sans pondération en amplitude. Ces différences peuvent être attribuées aux différences entre le facteur de réseau d'un ULA et le gain calculé en réception, ainsi qu'à la réalisation sous-optimale du réseau de six antennes. La figure 2.41 permet néanmoins de confirmer le comportement attendu pour un ULA de six antennes. Le lobe principal mesuré est élargi par la pondération en amplitude et le niveau des lobes secondaires est diminué dans les plages angulaires [-70° ;-40°] et [40° ;90°]. L'algorithme de Blackman présente le lobe principal le plus large, mais annule les lobes secondaires, tandis que l'algorithme de Kaïser-Bessel fournit un diagramme plus proche du diagramme sans pondération en amplitude. L'algorithme de Hamming offre un compromis entre les deux autres algorithmes.

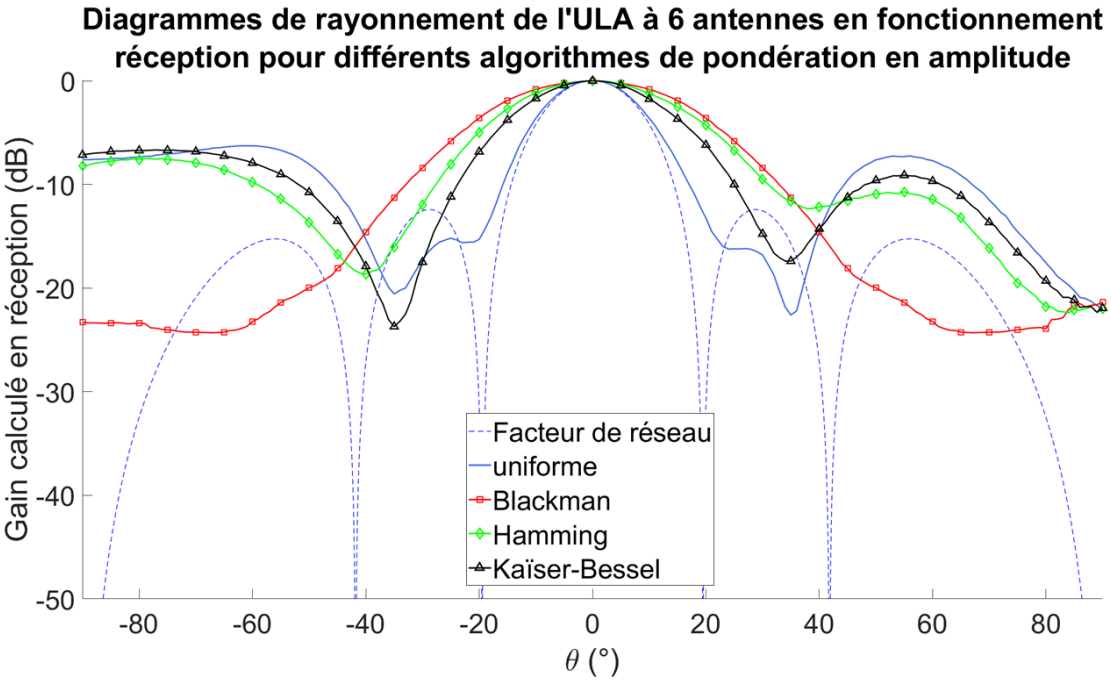



FIGURE 2.41 – Diagrammes mesurés pour l'ULA de 6 antennes Wi-Fi en fonctionnement réception, avec et sans algorithme de pondération en amplitude.

### 2.7.4 Conclusion sur les mesures de pondération en amplitude

Les mesures réalisées permettent de valider expérimentalement l'implémentation des trois algorithmes de pondération en amplitude. Les mesures présentées dans le reste de ce manuscrit se limitent à l'utilisation de quatre antennes et ne peuvent donc pas tirer profit de ces algorithmes. Ceux-ci sont néanmoins disponibles pour de futures applications si des réseaux de plus de quatre antennes sont réalisés. De plus, les mesures permettent de mettre en évidence la flexibilité du système. Une troisième USRP a été ajoutée au système de réception étudié en la synchronisant à l'Octoclock de référence, permettant de piloter un système de six voies au lieu de quatre en modifiant la valeur du paramètre associé par logiciel. Ces mesures ont aussi démontré expérimentalement la possibilité d'utiliser les USRPs pour piloter un nombre d'antennes supérieur à quatre.

Les sections précédentes ont mis en évidence la capacité du système à déphaser les signaux numérisés en bande de base afin de dépointer le lobe principal ou un nul de rayonnement du réseau par logiciel. Les mesures de cette section ont de plus montré la capacité du système à influer sur la norme de ces signaux numérisés pour diminuer le niveau des lobes secondaires. Ces résultats peuvent être exploités dans des applications de suivi de projectile afin d'optimiser le bilan de liaison entre l'émetteur embarqué dans le projectile et la station de réception. En effet, en complément des pondérations en phase générées à partir d'une trajectoire précalculée pour dépointer le lobe principal du réseau dans la direction du projectile, une pondération en amplitude peut être appliquée pour limiter le niveau des lobes secondaires (et ainsi l'influence de brouilleurs par exemple).

## 2.8 DOA : estimation de la direction d'arrivée

Les résultats obtenus dans les sections précédentes peuvent permettre la conception d'une station de réception de données de vol d'un projectile. La station peut utiliser des consignes de dépointage précalculées afin de suivre électroniquement le projectile tout au long de sa trajectoire. Cependant, comme exposé dans les sections 1.4.1 et 1.4.2 du chapitre 1, cette solution ne permet aucune adaptation si la trajectoire du projectile diffère des valeurs précalculées. Les algorithmes de radiogoniométrie (DOA) présentés dans la section 1.2.5 du chapitre 1 permettent de s'affranchir de ces limitations en utilisant la direction estimée comme consigne de dépointage calculée en temps réel. Cette section présente ainsi les mesures réalisées pour évaluer la capacité du système à estimer la direction d'arrivée du signal incident.

### 2.8.1 Contexte de mesure

Le montage expérimental reste le même que celui de la figure 2.15. Contrairement aux précédentes mesures, la quantification des performances du système ne s'appuie cependant par sur le gain calculé en réception $G_{RX}$, mais sur la correspondance entre la direction d'arrivée $(\theta_{DOA},\phi_{DOA})$ estimée par l'algorithme de DOA et l'angle $\theta$ réel entre le réseau et l'émetteur de référence (seul l'angle $\theta$ varie pendant la mesure. L'angle $\phi$ est fixé et son estimation doit rester constante). Le graphique GNU Radio utilisé pour générer le programme enregistrant ces données est montré en figure 2.42.

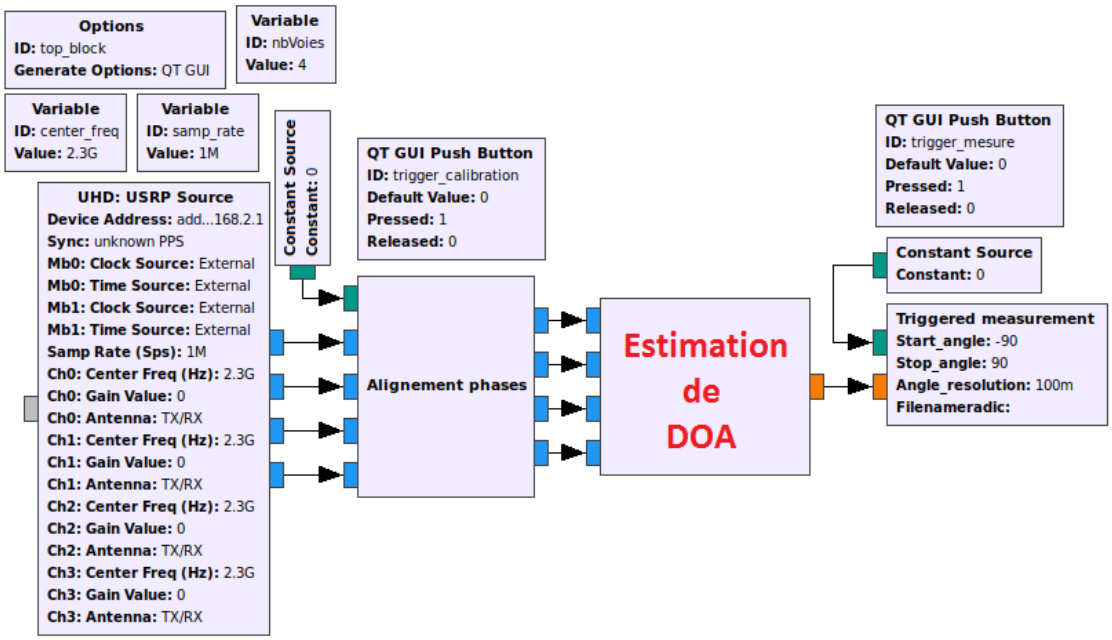



FIGURE 2.42 – Graphique du programme utilisé sous GNU Radio pour réaliser les mesures d'estimation de direction d'arrivée du signal incident.

Les blocs GNU Radio implémentant les algorithmes de DOA Bartlett [42, 43], Capon [44] et MUSIC [45] pour des réseaux de géométrie linéaire et planaire sont montrés en figure 2.43.

FIGURE 2.43 – Bloc GNU Radio d'estimation de DOA pour des réseaux d'antennes de géométries linéaire et planaire.

Dans le cas de l'estimation de DOA pour une géométrie planaire, les deux angles $\theta_{DOA}$ et $\phi_{DOA}$ sont accessibles via deux flux de données distincts. Pour les mesures automatisées, une variante du bloc d'automatisation des mesures (cf. figure 2.14 et section 2.3) est implémentée pour enregistrer les valeurs des deux angles simultanément. Le réseau peut être tourné de 90° afin de permettre une mesure selon les deux plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$. Les mesures présentées utilisent les ULAs à polarisation linéaire et circulaire, à 2,3 GHz et 2,388 GHz respectivement, le réseau planaire à 3,1 GHz et le réseau conique à 5,2 GHz.

### 2.8.2 Mesures pour des géométries linéaires

#### Estimation pour l'ULA à 2,3 GHz

Les mesures d'estimation de DOA en géométrie linéaire sont réalisées avec un pas angulaire de 0,1° entre chaque point de mesure. La figure 2.44 montre les valeurs de DOA estimées par les algorithmes implémentés dans le cas de l'ULA de quatre éléments à polarisation linéaire, mesuré à 2,3 GHz. Les mesures réalisées pour les autres ULAs sont disponibles sont jointes en annexe.

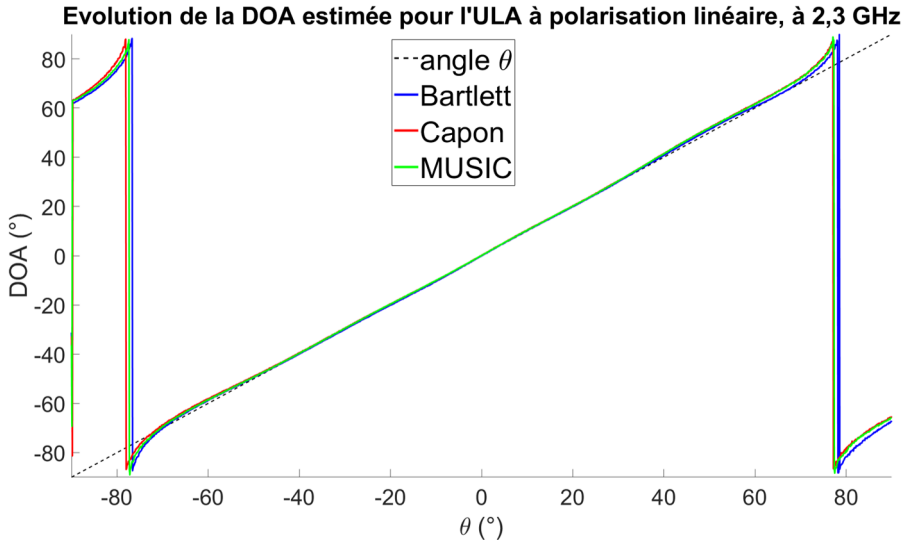



FIGURE 2.44 – Valeurs estimées de DOA pour l'ULA de 4 éléments à polarisation linéaire, à 2,3 GHz.

La figure 2.44 montre que l'estimation de DOA demeure proche de l'angle $\theta$ réel tant que ce dernier reste entre -75° et +75°. Pour des valeurs de $\theta$ plus proches de -90° (ou +90° respectivement), les déphasages interéléments approchent 180°. Les ources d'erreurs (rayonnement individuels des patchs, positionnement du réseau, etc), une ambiguïté apparaît et l'erreur faite par l'algorithme augmente fortement. Ces observations sont valables pour les trois algorithmes implémentés.

### Erreurs entre consignes et mesures

La figure2.45 montre l'erreur entre les estimations de DOA de la figure 2.44 et l'angle mécanique $\theta$ réel entre le réseau et l'émetteur de référence.

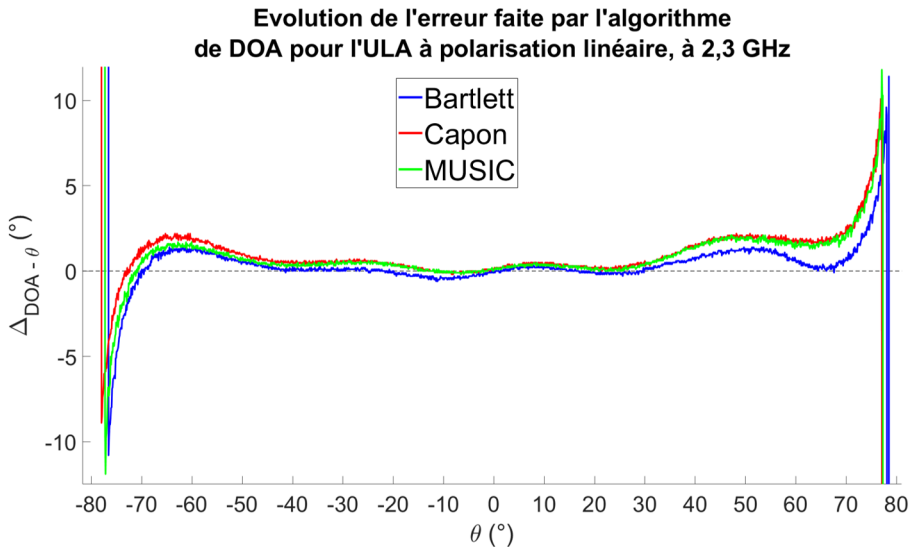



FIGURE 2.45 – Erreur entre la DOA estimée et l'angle $\theta$ réel pour l'ULA de 4 éléments à polarisation linéaire, à 2,3 GHz.

Pour les trois algorithmes, la DOA est estimée correctement, à ±5° près, sur une plage plus large que [-70°;+70°], soit plus de 140°. La figure 2.45 confirme également que les performances des trois algorithmes sont comparables dans le cas de l'ULA à 2,3 GHz.

### Synthèse des mesures pour les géométries linéaires

La figure 2.45 et les figures en annexe affichant les erreurs entre DOA estimée et $\theta$ montrent des résultats similaires pour les trois algorithmes implémentés. Ces derniers se distinguent principalement par leur robustesse et l'on peut en déduire que pour un cas simple (une seule source en ligne de vision directe) tel que des mesures en environnement anéchoïque ou le suivi d'un projectile en vue, l'algorithme Bartlett, le moins robuste, est suffisant. L'algorithme Bartlett peut ainsi être utilisé dans les mesures présentées par la suite afin de limiter au maximum les ressources nécessaires à l'estimation de DOA.

Le tableau 2.46 résume les résultats des mesures pour les différents ULAs disponibles. Pour chaque ULA, l'erreur maximale mesurée dans la plage angulaire [-50°;+50°] est fournie. Afin de quantifier les performances du système pour chaque ULA et fréquence porteuse, les plages angulaires dans lesquelles l'erreur entre l'estimation de DOA et l'angle réel $\theta$ sont inférieures ou égales à 3°, 4° et 5° sont précisées.

Le tableau 2.46 montre que l'ULA à polarisation circulaire présente des dissymétries plus fortes que l'ULA à polarisation linéaire, pour des fréquences porteuses comparables. Pour les ULAs à polarisation linéaire, les performances du système diminuent lorsque la fréquence porteuse augmente et quand le cas d'utilisation est plus complexe (réseau planaire et conique utilisés comme ULAs). Pour le réseau conique utilisé comme ULA à 5,2 GHz, le cas le plus difficile, l'erreur mesurée demeure inférieure à 3° en valeur absolue dans une plage angulaire de 60°. Pour l'ULA à 2,3 GHz, cette plage dépasse 140°. L'ensemble des estimations de DOA pour des ULAs montre ainsi des résultats cohérents avec ceux obtenus dans la section 2.5.1 pour le dépointage du lobe principal. Il est donc envisageable de combiner un algorithme d'estimation de DOA avec un dépointage du lobe

| ULA mesuré | erreur maximale dans [-50° ;+50°] | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| < 3°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| < 4°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| < 5°$ |
|---|---|---|---|---|
| ULA à 2,3 GHz (polarisation linéaire) | 2,2° | [-75,9° ; +71,7°] | [-76,4° ; +72,9°] | [-76,8° ; +74°] |
| ULA à 2,388 GHz (polarisation circulaire) | 9° | [-54,2° ; +34,4°] | [-56° ; +38,6°] | [-57,6° ; +42°] |
| réseau planaire comme ULA à 3,1 GHz | 5,4° | [-50,8° ; +68,4°] | [-48° ; +66,8°] | [-44,5° ; +64,4°] |
| réseau conique comme ULA à 5,2 GHz | -5° | [-36° ; +28°] | [-41° ; +31°] | [-74° ; +35°] |

FIGURE 2.46 – Performances de l'estimation de DOA pour les réseaux à géométrie linéaire.

principal ou d'un nul de rayonnement afin de permettre le suivi électronique adaptatif d'un projectile en tir tendu.

### 2.8.3 Mesures pour la géométrie en carré 2x2

Les mesures d'estimation de DOA en géométrie carrée 2x2 sont réalisées dans les mêmes conditions que les mesures de dépointage avec la même géométrie.

#### Résolution angulaire et performances en géométrie planaire

Les trois algorithmes implémentés testent toutes les valeurs possibles pour l'angle ou les deux angles estimé(s) avant de sélectionner la valeur retenue comme la plus probable [42]. Dans le cas des géométries linéaires, un seul angle $\theta$ est estimé par l'algorithme. Avec une résolution angulaire de 0,1°, 1801 valeurs sont alors testées de -90° à +90°.

Dans le cas d'une géométrie planaire, deux angles $\theta$ et $\phi$ doivent être estimés. Les mesures réalisées définissent $\theta$ et $\phi$ entre -90° et +90°. Les algorithmes implémentés testent toutes les combinaisons possibles pour ces deux angles. Avec une résolution angulaire de 1°, 181x181, soit 32761 combinaisons d'angles sont testées à chaque estimation de DOA. Pour les trois algorithmes implémentés, une estimation de DOA avec une résolution angulaire de 1° en géométrie planaire nécessite donc presque vingt fois plus de calculs que l'estimation en géométrie linéaire à une résolution de 0,1°. Une résolution de 0,1° en géométrie planaire nécessite ainsi le test de plus de trois millions de combinaisons, ce qui n'est pas réalisable en temps réel.

Il est envisageable dans le futur d'implémenter d'autres algorithmes plus adaptés, ou d'optimiser les algorithmes présentés pour limiter le nombre de combinaisons testées à chaque estimation et s'affranchir des limitations présentes. Par exemple dans [121], une première recherche est réalisée sur l'ensemble du domaine de définition des angles avec une résolution angulaire faible. Cette première estimation est ensuite utilisée pour réduire l'espace de recherche. Plusieurs itérations se succèdent pour permettre une estimation précise sur un domaine de recherche réduit. L'algorithme présenté dans [121] propose ainsi une implémentation de l'algorithme MUSIC pour l'estimation d'un nombre $M$ d'angles en

divisant le temps de calcul par treize par rapport à une recherche exhaustive. Néanmoins dans le cadre de ce manuscrit, les mesures d'estimation de DOA en géométrie carrée 2x2 se limitent à une résolution angulaire de 1°.

### Résultats de mesures dans le plan $\phi$=0°

Les figures 2.47 et 2.49 présentent les estimations des angles $\theta$ et $\phi$ pour des rotations du réseau dans le plan $\phi = 0°$. Les tableaux 2.48 et 2.50 comparent les performances de chaque algorithme pour l'estimation de $\theta$ et $\phi$ respectivement, pour les mêmes mesures.

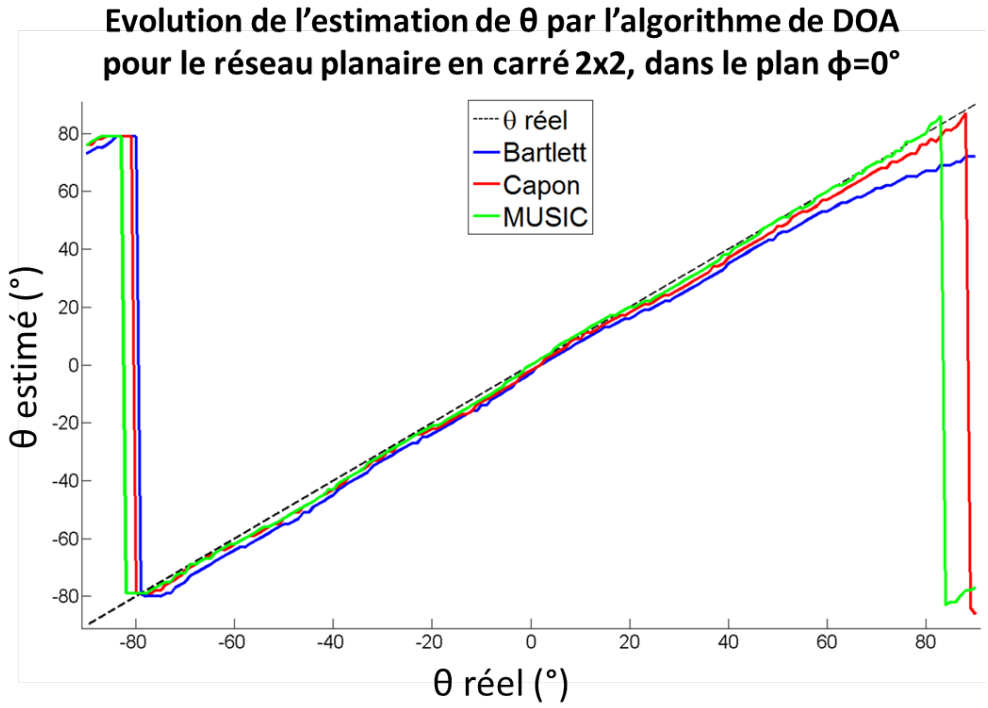



FIGURE 2.47 – Evolution de l'estimation de l'angle $\theta$ pour la géométrie carrée 2x2, dans le plan $\phi$=0°.

| algorithme | erreur maximale dans [-50° ;+50°] | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| \leq 3°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| \leq 4°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| \leq 5°$ |
|---|---|---|---|---|
| Bartlett | 6° | [-32° ;-24°] + [-3° ;+19°] | [-39° ;-12°] + [-8° ;+23°] | [-44° ;+27°] |
| Capon | 4° | [-80° ;-52°] + [-46° ;-14°] + [-11° ;+27°] + [+40° ;+71°] | [-80° ;+77°] | [-80° ;+88°] |
| MUSIC | 3° | [-82° ;+83°] | [-82° ;+83°] | [-82° ;+83°] |

FIGURE 2.48 – Performances de l'estimation de $\theta$ en géométrie carrée 2x2 dans le plan $\phi = 0°$, pour les trois algorithmes.

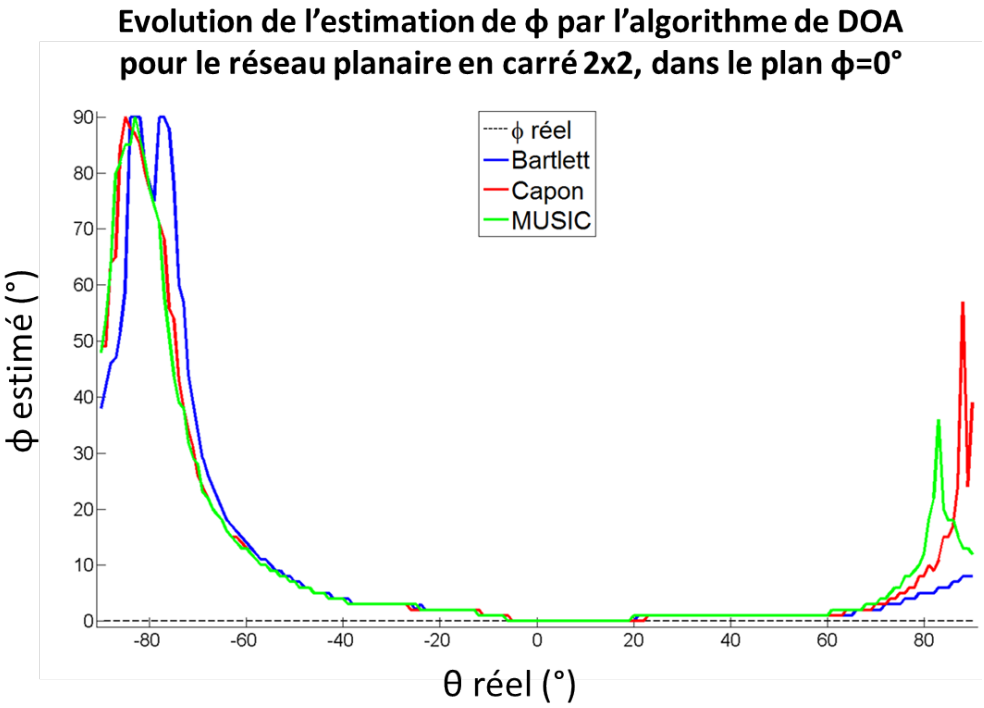



FIGURE 2.49 – Evolution de l'estimation de l'angle $\phi$ pour la géométrie carrée 2x2, dans le plan $\phi$=0°.

| algorithme | erreur maximale dans [-50° ;+50°] | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\phi}\| \leq 3°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\phi}\| \leq 4°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\phi}\| \leq 5°$ |
|---|---|---|---|---|
| Bartlett | 7° | [-38° ;+75°] | [-42° ;+78°] | [-46° ;+82°] |
| Capon | 7° | [-39° ;+72°] | [-43° ;+74°] | [-46° ;+76°] |
| MUSIC | 7° | [-39° ;+70°] | [-43° ;+72°] | [-46° ;+73°] |

FIGURE 2.50 – Performances de l'estimation de $\phi$ en géométrie carrée 2x2 dans le plan $\phi = 0°$, pour les trois algorithmes.

Contrairement aux mesures réalisées pour des géométries linéaires, des différences de performances sont observables selon l'algorithme utilisé. En effet, l'algorithme MUSIC présente la déviation la moins importante pour l'estimation de $\theta$ avec des erreurs inférieures à $\pm 3°$ dans une plage angulaire plus large que [-80° ;+80°]. L'erreur faite par l'algorithme Capon dans la même plage angulaire est de $\pm 5°$ tandis que l'algorithme Bartlett permet d'estimer $\theta$ à $\pm 5°$ près uniquement dans la plage angulaire [-44° ; +27°]. L'angle $\phi$ n'est cependant pas estimé constant par les algorithmes et l'erreur de l'estimation dépasse $\pm 5°$ en dehors de la plage angulaire [-40° ;+70°]. Dans le plan $\phi = 0°$, l'algorithme MUSIC offre ainsi une meilleure estimation de $\theta$ et une estimation de $\phi$ comparable aux deux autres algorithmes.

**Résultats de mesures dans le plan $\phi$=90°**

De la même façon, les tableaux 2.51 et 2.52 et les figures 2.53 et 2.54 comparent les performances des trois algorithmes implémentés pour les mesures dans le plan $\phi = 90°$.

Dans le plan $\phi = 90°$, les performances obtenues sont comparables pour les trois algorithmes, avec une erreur de $\pm 5°$ dans des plages angulaires proches de [-80° ;+80°]. En prenant en compte les mesures dans les deux plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$, l'algorithme MUSIC offre donc les meilleures performances.

| algorithme | erreur maximale dans [-50° ;+50°] | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| \leq 3°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| \leq 4°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\theta}\| \leq 5°$ |
|---|---|---|---|---|
| Bartlett | 3° | [-78° ;+66°] | [-78° ;+72°] | [-79° ;+74°] |
| Capon | 2° | [-79° ;+67°] | [-79° ;+71°] | [-80° ;+74°] |
| MUSIC | 3° | [-78° ;+69°] | [-79° ;+73°] | [-80° ;+74°] |

FIGURE 2.51 – Performances de l'estimation de $\theta$ en géométrie carrée 2x2 dans le plan $\phi = 90°$, pour les trois algorithmes.

| algorithme | erreur maximale dans [-50° ;+50°] | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\phi}\| \leq 3°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\phi}\| \leq 4°$ | plage angulaire dans laquelle $\|\Delta_{DOA-\phi}\| \leq 5°$ |
|---|---|---|---|---|
| Bartlett | 2° | [-83° ;+72°] | [-87° ;+77°] | [-89° ;+84°] |
| Capon | 1° | [-84° ;+75°] | [-87° ;+82°] | [-90° ;+88°] |
| MUSIC | 2° | [-80° ;+69°] | [-82° ;+74°] | [-85° ;+79°] |

FIGURE 2.52 – Performances de l'estimation de $\phi$ en géométrie carrée 2x2 dans le plan $\phi = 90°$, pour les trois algorithmes.

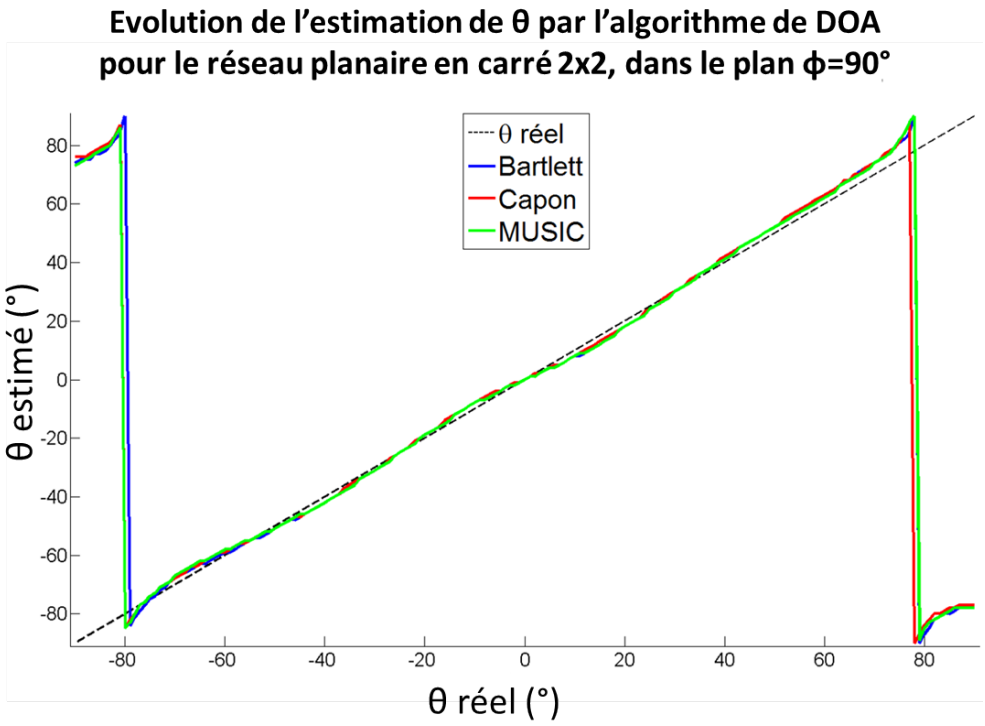



FIGURE 2.53 – Evolution de l'estimation de l'angle $\theta$ pour la géométrie carrée 2x2, dans le plan $\phi$=90°.

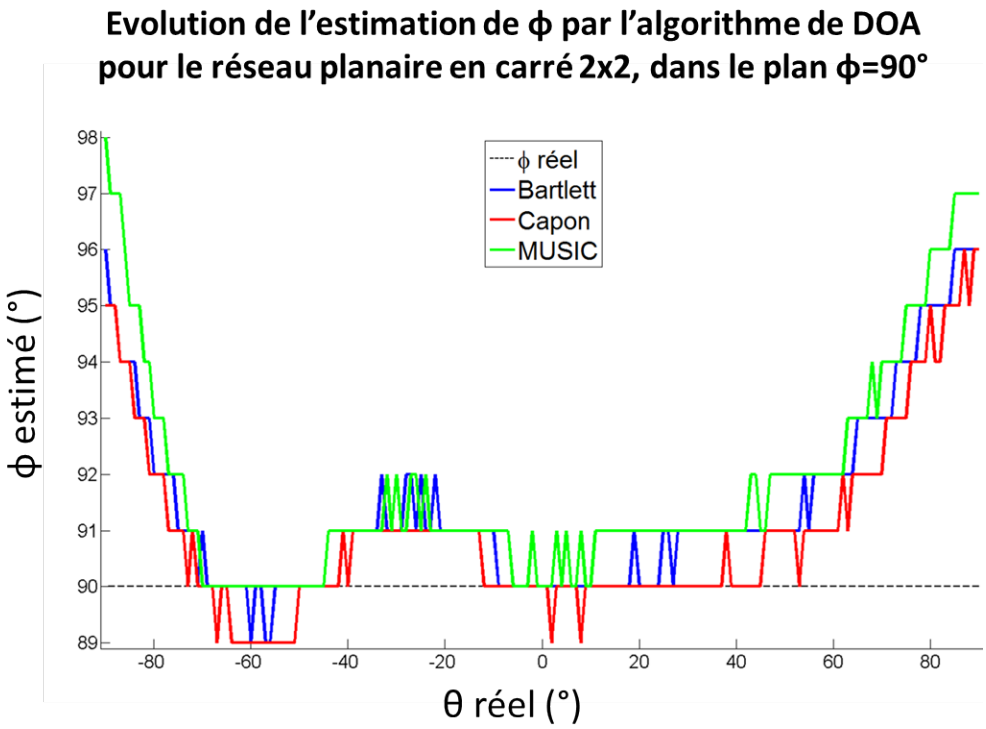



FIGURE 2.54 – Evolution de l'estimation de l'angle $\phi$ pour la géométrie carrée 2x2, dans le plan $\phi$=90°.

#### Discussion sur les mesures en géométrie carrée 2x2

Dans les deux plans $\phi$=0° et $\phi$=90°, l'estimation de $\theta$ faite par l'algorithme MUSIC est correcte à ±5° près dans la plage angulaire [-80° ;80°], traduisant des performances plus élevées pour deux antennes que lorsque les quatre éléments sont alignés selon le même axe. Ces performances peuvent s'expliquer par la présence d'éléments non alimentés autour des éléments formant le carré, réduisant l'influence des effets de bord. Sur la base de ces résultats, il pourrait ainsi être intéressant d'utiliser une géométrie carrée en tir tendu, pour uniquement estimer l'angle $\theta$. Pour une estimation des deux angles $\theta$ et $\phi$, l'erreur mesurée est inférieure ou égale à ±4° dans une plage angulaire plus large que [-40° ;+70°], cohérente avec les résultats obtenus dans la section 2.5.2 pour les mesures de dépointage du lobe principal. Ces résultats valident la possibilité d'utiliser les algorithmes de DOA implémentés dans le cadre du suivi de projectiles en trajectoire balistique, afin d'adapter le dépointage du lobe principal à la trajectoire réelle du projectile.

## 2.9 Application : suivi de projectile

La section 1.4 du chapitre 1 a présenté les solutions mises en place actuellement dans le cadre des applications de radiocommunications avec un projectile en vol. Ces solutions peuvent consister en une antenne au diagramme fixe montée sur une structure mécanique chargée du suivi du projectile en utilisant une trajectoire précalculée ou en des antennes de suivi électronique. Dans les deux cas, les solutions mises en place pour les applications de détection ou de suivi de projectile sont généralement développées spécifiquement pour l'application visée [122, 123, 124], et les systèmes de l'état de l'art sont onéreux.

Par opposition, le système de réception présenté dans les sections précédentes est basé sur des équipements commerciaux à bas coût en comparaison de RADARs spécialisés. En effet, les fonctionnalités développées dans les parties précédentes démontrent la possibilité d'utiliser le système de réception SDR dans le cadre des applications à alignement de phase. L'expérimentation proposée ici consiste à utiliser ces fonctionnalités pour concevoir une station de suivi de projectile et de réception de données de vol. Le système est ainsi utilisé pour réaliser le suivi électronique d'un projectile en vol en orientant le lobe principal de l'ULA piloté dans la direction du projectile tout au long de la trajectoire en tir tendu. Le développement apporté est uniquement logiciel et, en dehors du réseau d'antennes adapté à la fréquence porteuse de l'émetteur embarqué dans le projectile, aucun équipement n'a été ajouté à la station de suivi. Cette dernière est donc autonome et est constituée uniquement d'équipements du commerce.

### 2.9.1 Montage expérimental

#### Émetteur embarqué dans le projectile

Comme mentionné précédemment, un émetteur est embarqué dans la pointe du projectile tiré au canon. La fréquence porteuse est fixée à 2,38 GHz. Les données de vol du projectile sont modulés par GFSK (pour "Gaussian Frequency-Shift Keying" en anglais) [125] à un débit de 2 Mbits/s et une puissance de 20 dBm au niveau de l'émetteur (sans tenir compte du gain de l'antenne émettrice).

#### Station de réception

La station de réception présentée dans la section 2.1.1, et utilisée pour les mesures en environnement anéchoïque, est placée sur la perpendiculaire à la trajectoire du projectile. Le montage expérimental résultant est celui de la figure 2.11 dans la section 2.2.4. Pour rappel, la station de réception constituée d'un ULA de quatre éléments, d'un ordinateur

et de deux USRPs synchronisées avec un Octoclock est placée au niveau du point 1 sur la figure 2.11. L'antenne intégrée au projectile est polarisée linéairement, mais est soumise au roulis, au déplacement et à la pendulation du projectile. Malgré la polarisation linéaire de l'antenne émettrice, son rayonnement n'est donc pas contenu dans un unique plan tout au long du vol du projectile. L'utilisation d'un réseau à polarisation linéaire au niveau de la station de suivi peut alors entraîner une dégradation du signal reçu. Pour éviter ce problème, l'ULA à polarisation circulaire droite, conçu pour rayonner à 2,388 GHz, est utilisé au niveau de la station. La figure 2.55 montre une photo de la station de suivi installée au champ de tir.

FIGURE 2.55 – Station de réception sur le terrain d'expérimentations de l'ISL.

Le placement de la station de suivi et la disposition des obstacles présents (cf. section 2.2.4) définissent une plage angulaire de [-20° ;+50°] dans laquelle le projectile est visible par le réseau. La figure 2.56 montre le montage expérimental ainsi obtenu.

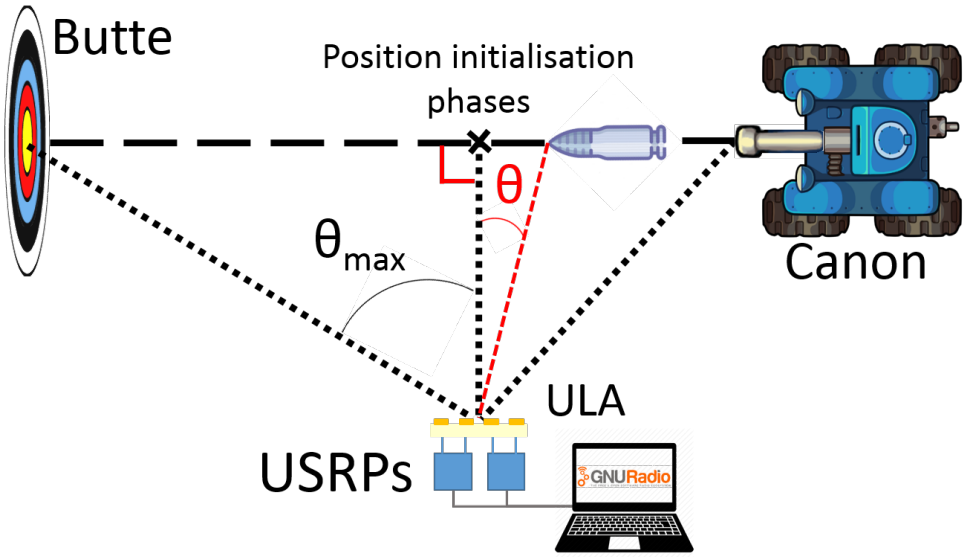



FIGURE 2.56 – Schéma du montage expérimental mis en place sur le champ de tir de l'ISL, à Baldersheim.

### 2.9.2 Suivi électronique

#### Traitement d'antennes pour suivi passif

Le système développé est décrit comme "une station passive de suivi de projectile". En effet, un algorithme de DOA estime la direction de l'émetteur intégré au projectile. Au lieu de dépointer le lobe principal de l'ULA dans une direction $\theta_{consigne}$ fixée par l'utilisateur, le dépointage est imposé en temps réel dans la direction de cette estimation, notée $\theta_{DOA}$. La loi de phase ainsi appliquée aux signaux reçus dépend donc de l'estimation de DOA réalisée en temps réel, permettant un suivi du projectile ne dépendant pas de valeurs précalculées. La figure 2.57 montre les blocs GNU Radio utilisés, le traitement réalisé et la loi de phase résultante.

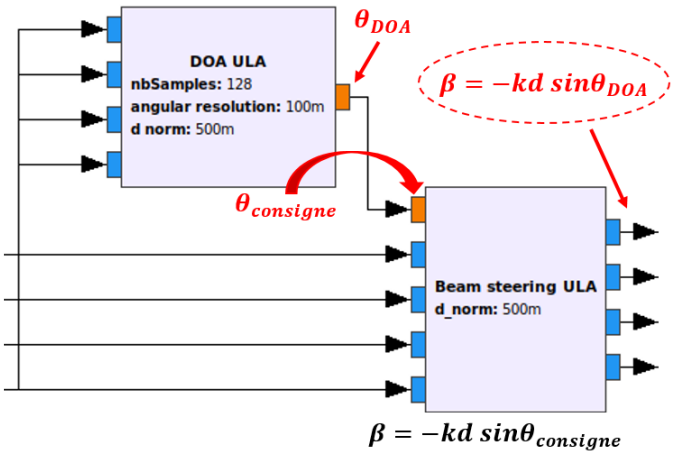



FIGURE 2.57 – Traitement réalisé sous GNU Radio pour réaliser un suivi électronique du projectile en temps réel.

#### Quantification des performances du suivi

L'équation 2.19 du critère introduit dans la section 2.4.4, le gain calculé en réception, est rappelée par l'équation 2.21. Puisque le cas étudié est un tir tendu et qu'un ULA est utilisé, seul l'angle $\theta$ varie. L'angle $\phi$ est fixé à 90°.

$$G_{RX}(\theta, \phi = 90°) = 20\, log_{10}\left(\left\|\sum_{n=1}^{N} e^{j[\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi=90°)-\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta=0°,\phi=90°)]} . e^{j(n-1)(\psi_{ULA}(\theta)+\beta_{ULA})}\right\|\right) \tag{2.21}$$

Ici, le gain calculé en réception est utilisé afin de quantifier la capacité du système à compenser les déphasages entre les signaux reçus par le réseau pour dépointer son lobe principal dans la direction de l'émetteur. En effet, la pondération en phase $\beta$ appliquée entre éléments adjacents est celle affichée dans la figure 2.57. Si l'estimation $\theta_{DOA}$ correspond à $\theta$, le lobe principal de rayonnement du réseau est dépointé dans cette direction et le gain calculé par logiciel est maximal. Le suivi électronique de projectile doit donc permettre de maintenir un gain calculé en réception maximal pendant toute la trajectoire du projectile, au contraire d'une antenne à diagramme fixe. L'équation 2.22 ci-après décrit le gain calculé par logiciel en fonction de $\theta$, de $\theta_{DOA}$ et du déphasage $\varphi_n$ induit par le diagramme de rayonnement individuel de l'antenne $n$.

$$G_{RX}(\theta, \theta_{DOA}) = 20\, log_{10}\left(\left\|\sum_{n=1}^{N} e^{j[\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi=90^\circ)-\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta=0^\circ,\phi=90^\circ)]} . e^{j(n-1)(kd[sin\theta-sin\theta_{DOA}])}\right\|\right) \tag{2.22}$$

Si $\theta_{DOA}$ est égal à $\theta$, l'argument du deuxième terme exponentiel complexe s'annule et le gain de réception est maximisé. A l'inverse, toute différence entre $\theta_{DOA}$ et $\theta$ s'oppose à la compensation des déphasages naturels entre les signaux reçus. Plus cette erreur est grande, plus le gain calculé diminue. Les variations de phase $\Delta\varphi_{\text{ant n}}$ présentes au niveau de chaque élément du réseau introduisent des déphasages supplémentaires entre les signaux qui peuvent également résulter en de faibles diminutions du gain calculé.

### 2.9.3 Problématique : déclenchement à distance

L'expérimentation servant de démonstration de concept, les signaux reçus sur chaque voie des USRPs, le signal recombiné et les estimations de DOA sont enregistrés en temps réel pour post-traitement et décodage des données. Puisque la station est placée au niveau des caméras rapides (figure 2.11) et que seuls des câbles coaxiaux relient le bunker à ce point, l'ordinateur pilotant les USRPs ne peut pas être placé dans le bunker pendant les mesures.

#### Solution proposée

Un déclenchement à distance par un signal détecté sur le port USB de l'ordinateur pilotant le système est utilisé. La photo en figure 2.58 montre le système utilisé pour déclencher l'enregistrement des données depuis le bunker.

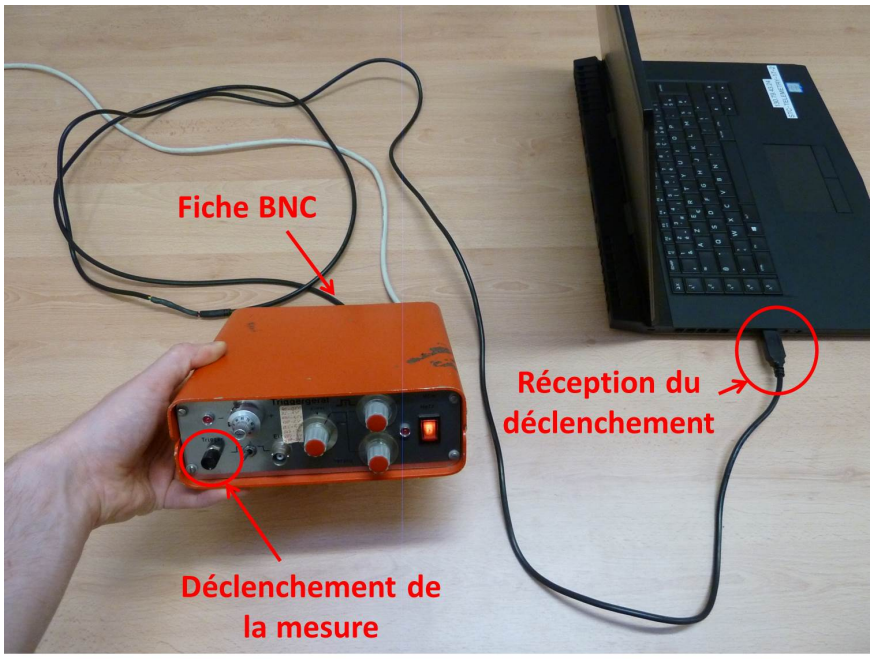



FIGURE 2.58 – Photo du système utilisé pour déclencher manuellement l'enregistrement des données depuis le bunker.

### Compatibilité avec GNU Radio

Comme présenté dans les sections 1.5.4 et 1.5.6 du chapitre 1, GNU Radio appelle les différents blocs constitutifs du programme en boucle pour traiter les données échantillonnées par les USRPs. Implémenter un bloc consistant en une boucle infinie pour surveiller l'arrivée d'un front montant au niveau du port USB monopoliserait donc constamment le coeur du processeur alloué au bloc et entraînerait un "plantage" du programme GNU Radio. Pour respecter le fonctionnement de GNU Radio, un bloc utilisant un seul thread devrait surveiller le port USB pendant une durée limitée avant de libérer le coeur de l'ordinateur jusqu'au prochain appel du bloc. Avec une telle implémentation, un front arrivant entre deux appels du bloc ne pourrait être détecté, comme illustré par la figure 2.59.

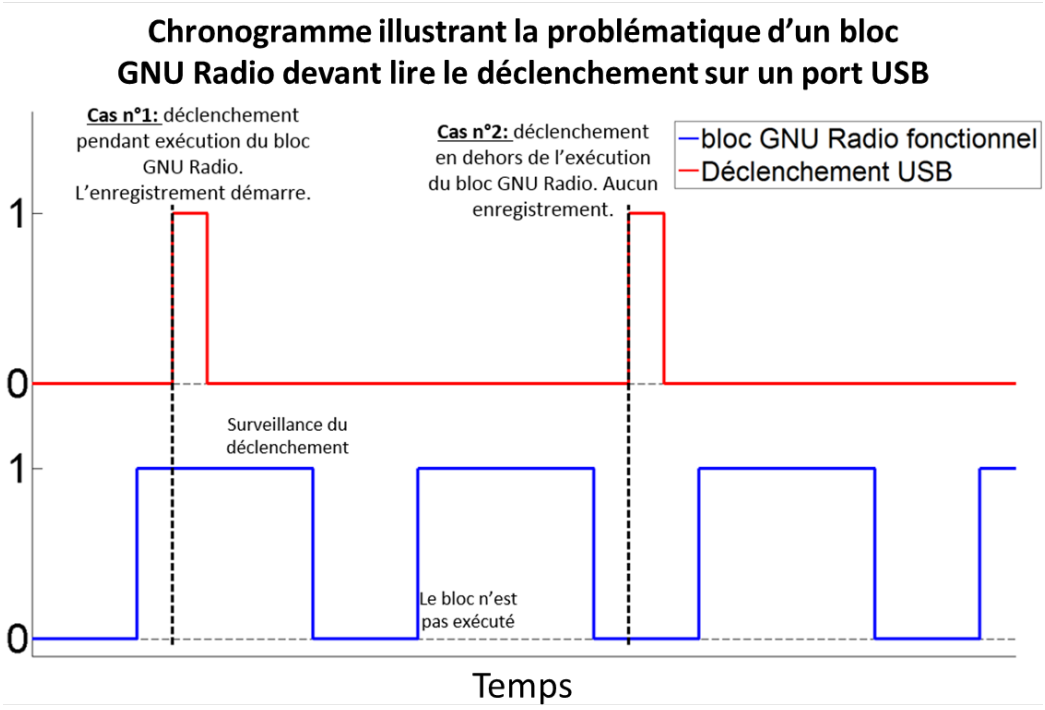



FIGURE 2.59 – Illustration de la problématique de surveillance du port USB par un bloc GNU Radio.

En C++, un thread fils peut être créé dans le constructeur [126], qui partage des variables privées avec la fonction principale du bloc. Ce second thread peut être utilisé pour surveiller le port USB à l'aide d'une boucle infinie et informer le thread principal, sans risque de plantage du programme. Au moment de l'expérimentation cependant, l'auteur ne connaissait pas cette structure. La solution présentée ici propose donc une solution simple qui a été implémentée pour "contourner le problème". Cette dernière consiste à écrire un programme C indépendant de GNU Radio, utilisant en permanence un coeur logique de l'ordinateur pour surveiller le port USB grâce à une boucle infinie. Pour permettre le lien avec GNU Radio, le programme C écrit un caractère dans un fichier texte dans le dossier temporaire ("tmp") de l'ordinateur (ce dossier existe sur tous les ordinateurs, et est automatiquement vidé à l'arrêt de la machine). Le bloc GNU Radio est de son côté chargé de lire le fichier texte chaque fois qu'il est appelé par l'ordonnanceur. La figure 2.60 illustre cette solution.

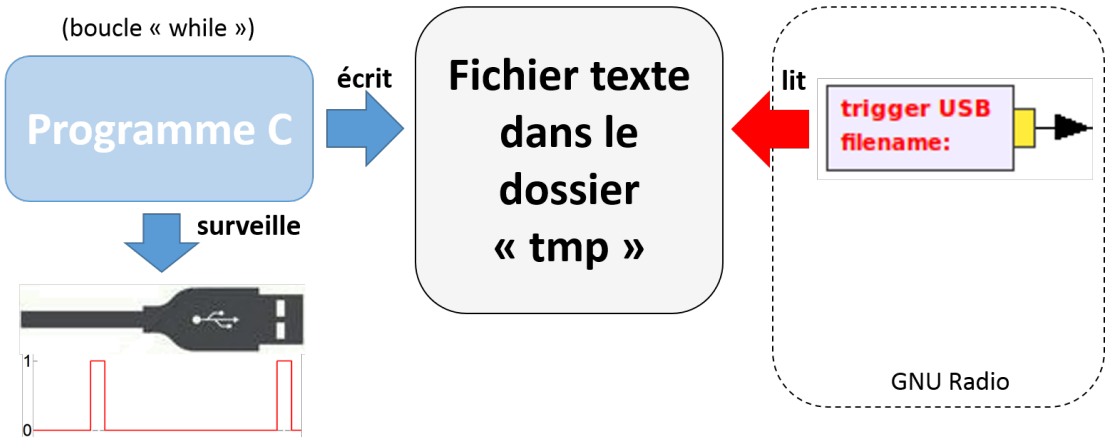



FIGURE 2.60 – Illustration de la solution proposée pour le déclenchement à distance de l'enregistrement des données.

En fonction du nombre de caractères, l'enregistrement des données est déclenché ou arrêté. Ainsi, si le front arrive entre deux appels du bloc (cas n°2 dans le chronogramme figure 2.59), le caractère est lu au prochain appel et le déclenchement est pris en compte. Le délai moyen entre l'écriture d'un caractère dans le fichier texte et le début de l'enregistrement des données est d'environ 1 ms.

### 2.9.4 Etude de faisabilité

La sous-section suivante présente les étapes de validation réalisées avant les premiers tests en conditions réelles.

#### Dynamique du projectile

Les projectiles tirés au canon dans le cadre des applications de l'ISL peuvent atteindre jusqu'à Mach 3. Les mesures présentées ici utilisent des projectiles tirés à une vitesse de Mach 0,8. Une première simulation sous GNU Radio a pour objectif de vérifier si une fréquence d'échantillonnage est suffisamment élevée pour assurer un suivi électronique efficace, en fonction de la vitesse du projectile, du placement de la station et en supposant que le programme est capable de fonctionner en temps réel pour la fréquence d'échantillonnage testée.

Le problème est représenté à l'aide de la figure 2.61. On représente les points $S$, où se situe la station de suivi, $V$ à partir duquel le projectile est pour la première fois visible par la station, $B$ symbolisant la butte et $O$ où est réalisée l'initialisation des phases ($\theta$=0°). La position du projectile est repérée par son abscisse $x$. Les distances $d_1$, $d_2$ et $D$ séparant le point $O$ de la butte, du point $V$ et de la station, respectivement, sont connues. Ces valeurs peuvent cependant être modifiées selon la plage angulaire de $\theta$ que l'on souhaite simuler (cf. figure 2.63).

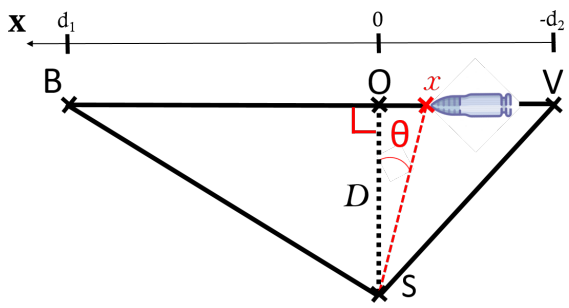



FIGURE 2.61 – Géométrie du problème de suivi de projectile pour simulation de $\theta$.

On suppose que la vitesse du projectile est constante, égale à la vitesse $v_0$ en sortie du canon, durant toute sa trajectoire. Entre le point $V$ et la butte, un nombre $N_{ech}$ d'échantillons est alors créé par les USRPs à la fréquence d'échantillonnage $sp_rate$. Les valeurs de $\theta$ sont calculées à partir des valeurs $x$ que prend l'abscisse du projectile à chaque instant $n_{ech}$ échantillonné par les USRPs, en faisant correspondre le permier échantillon $n = 0$ avec le passage du projectile au point $V$. Ces valeurs de $x$ sont ainsi calculées à l'aide de la formule 2.23.

$$x[n_{ech}] = -d_2 + n_{ech} \cdot \frac{v_0}{sp_rate} (\leq d_1), \;\; n_{ech} = 0, \ldots, N_{ech} - 1 \tag{2.23}$$

Les valeurs de $\theta$ sont ensuite générées à l'aide de la formule trigonométrique 2.24.

$$\theta[n_{ech}] = tan^{-1}\left(\frac{x[n_{ech}]}{D}\right) \tag{2.24}$$

Pour l'application visée, les valeurs de $\theta$ sont calculées en simulant une fréquence d'échantillonnage $sp_rate$ de 1MS/s pour les USRPs, soit la fréquence d'échantillonnage utilisée pour les mesures en environnement anéchoïque. Elles sont fournies en consigne du bloc de pondération en phase pour ULA, qui permet de générer les déphasages naturels entre les signaux de chaque voie, en bande de base numérique. Ces signaux déphasés numériquement sont ensuite utilisés par le bloc de DOA pour caculer l'angle d'arrivée $\theta_{DOA}$ du signal de l'émetteur. Ces estimations peuvent être enregistrées et comparées aux valeurs d'angles fournies en entrée du programme pour vérifier que les estimations de DOA sont mises à jour suffisamment rapidement pour suivre le projectile. De plus, le gain calculé du signal recombiné peut être utilisé pour vérifier que le lobe principal du réseau est dépointé dans la direction estimée de l'émetteur pour toutes les valeurs d'angles en entrée du programme. La figure 2.62 montre le traitement réalisé pour cette simulation.

En fonction des valeurs simulées de l'angle $\theta$, différentes fréquences d'échantillonnage peuvent être testées. Les paramètres du bloc d'estimation de DOA peuvent également être modifiés en fonction des performances nécessaires. Pour la simulation présentée, on simule une fréquence d'échantillonnage de 1 MS/s, 128 échantillons utilisés pour chaque estimation de DOA, à une résolution angulaire de 1°. La vitesse $v_0$ du projectile est fixée à Mach 0,8 et les valeurs simulées de $\theta$ varient de -90° à +90°. La figure 2.63 compare les valeurs de DOA estimées par le programme aux valeurs de $\theta$ en entrée de ce progamme. Le temps en abscisse correspond à la durée de vol du projectile, où $t = 0$ marque le coup de canon.

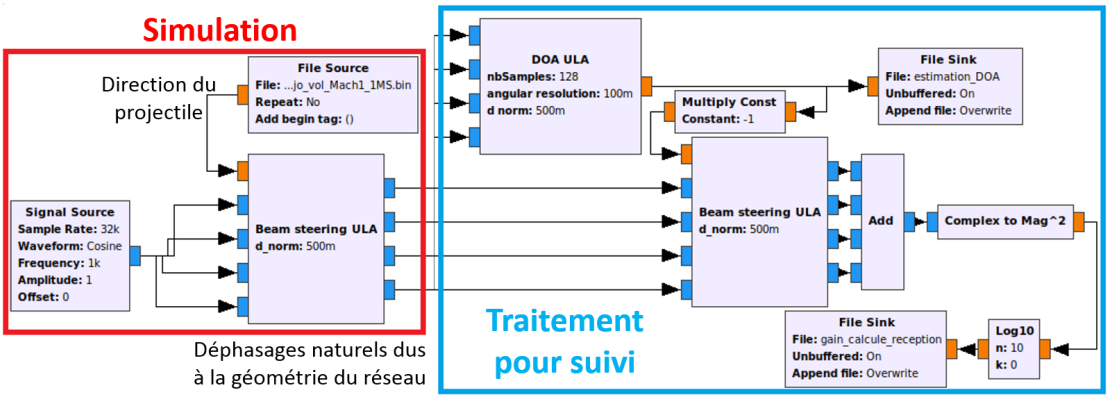



FIGURE 2.62 – Graphique du programme GNU Radio pour simuler le suivi électronique d'un projectile. Cas présenté pour une fréquence d'échantillonnage simulée de 1 MS/s.

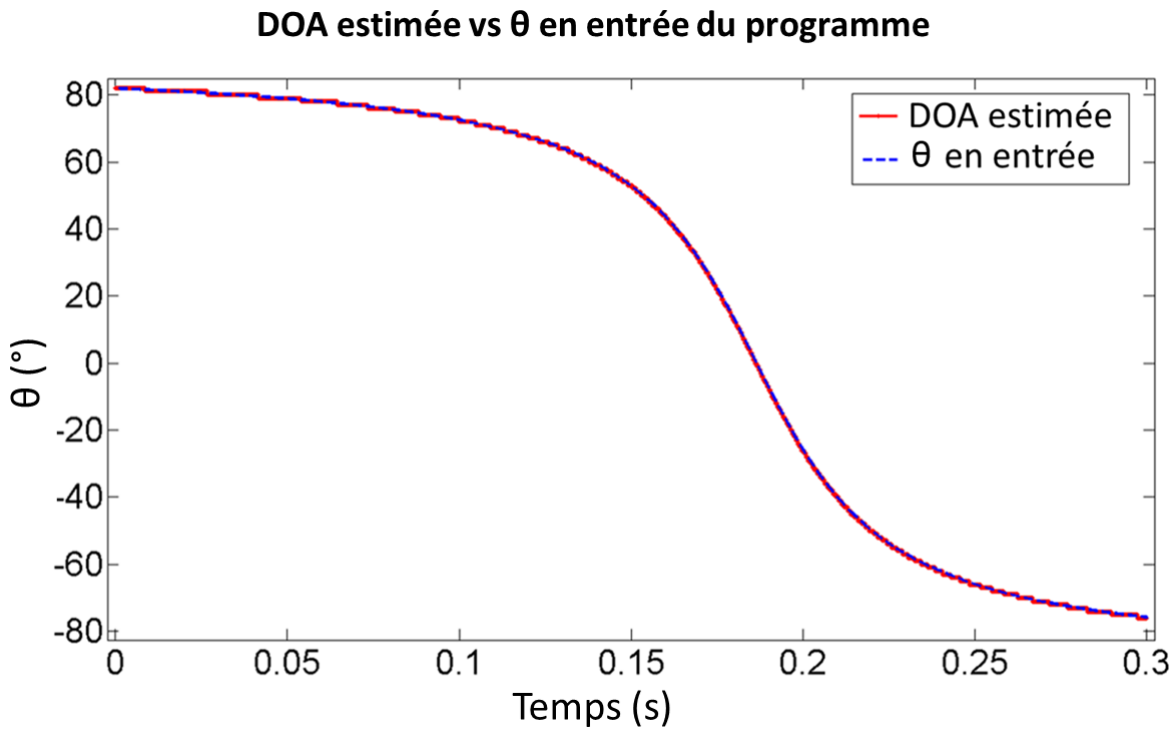



FIGURE 2.63 – Comparaison entre la DOA estimée par le programme et les valeurs $\theta$ fournies en entrée.

Les deux courbes sont confondues, ce qui montre qu'une fréquence d'échantillonnage de 1 MS/s est suffisante pour assurer le suivi électronique des projectiles tirés au canon. Puisque le programme GNU Radio montré en figure 2.62 fonctionne à cette fréquence d'échantillonnage, on en déduit que les blocs développés dans ce chapitre permettent une estimation de DOA suffisamment rapide pour le suivi de projectiles tirés au canon.

Afin de confirmer la capacité du système de réception et des blocs GNU Radio développés à suivre électroniquement de tels projectiles, il faut, en plus de l'estimation de DOA, vérifier que le lobe principal de rayonnement du réseau est dépointé dans la direction estimée de l'émetteur durant toute la trajectoire. La figure 2.64 montre le gain calculé par logiciel pour cette simulation. Ce gain calculé est normalisé par rapport au maximum théorique obtenu lorsque tous les signaux sont sommés parfaitement en phase.

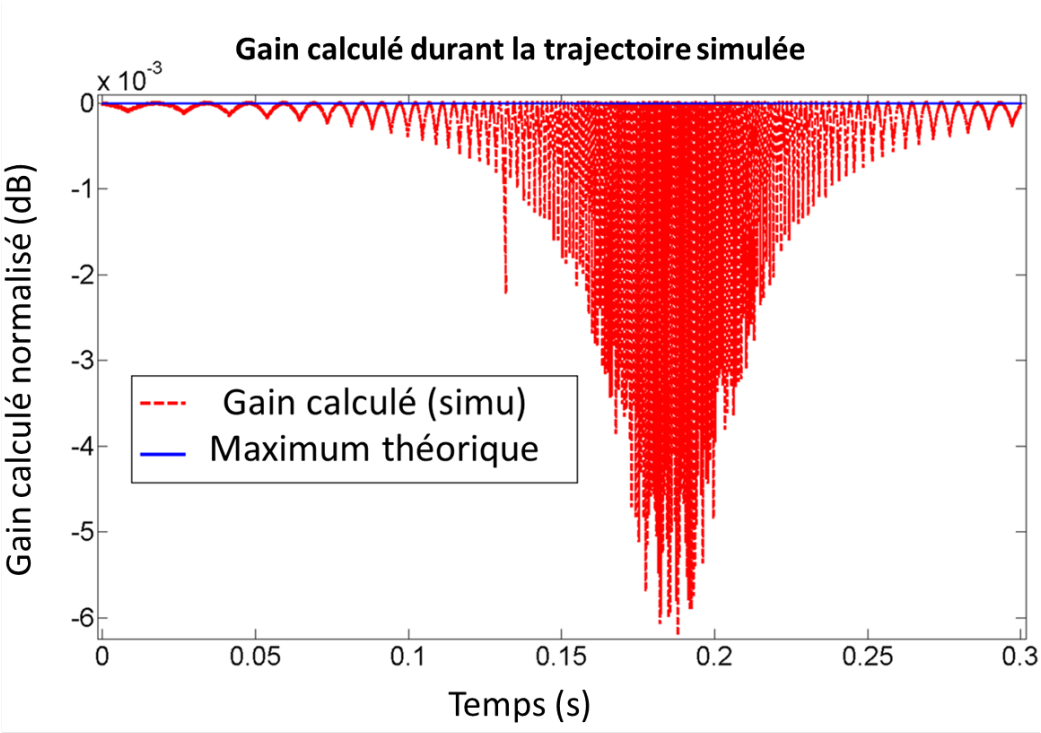



FIGURE 2.64 – Evolution du gain calculé par le programme au cours de la trajectoire simulée du projectile.

Les variations du gain calculé lors de cette simulation sont de l'ordre de $6.10^{-3}$ dB au maximum, soit quasiment nulles. Ces variations sont maximales lorsque le projectile passe devant la station ($\theta = 0°$), quand la vitesse angulaire vue par le réseau est maximale (117°/s à Mach 0,8). En comparaison, l'absence de suivi électronique du projectile entraîne de variations de plusieurs dizaines de décibels. Dans le cas simulé, le lobe principal du réseau est donc correctement dépointé dans la direction du projectile tout au long de la trajectoire.

En modifiant la vitesse simulée du projectile lors de la génération des valeurs échantillonnées (valeur de $v_0$ dans 2.23), une estimation semblable des variations du gain calculé peut être obtenue pour n'importe quelle vitesse de projectile. Il est alors possible, si l'on connaît l'erreur maximale acceptable pour l'application visée, d'estimer la vitesse maximale à laquelle un projectile peut être suivi pour une configuration donnée, ou les paramètres de suivi (précision de l'estimation de DOA, nombre d'échantillons pour chaque estimation, etc) à fixer pour répondre au cahier des charges.

Enfin, cette simulation montre que le système de réception générique développé à partir de radios logicielles commerciales bas coût est capable de suivre électroniquement un projectile tiré au canon à Mach 0,8 sans ajout de matériel, uniquement à l'aide de fonctionnalités développées pour permettre l'utilisation de ces radios logicielles commerciales dans le cadre d'applications à cohérence et alignement de phase. Ce suivi est réalisé en échantillonnant les signaux reçus à une fréquence de 1 MS/s, fréquence à laquelle le programme montré en figure 2.62 est fonctionnel. Une fréquence d'échantillonnage plus élevée n'est donc pas requise par la dynamique du projectile mais peut être choisie uniquement en fonction des caractéristiques de l'émetteur embarqué dans le projectile, tant que le programme peut être exécuté en temps réel pour la fréquence d'échantillonnage choisie, le nombre de voies pilotées et le traitement réalisé.

**Décodage des données transmises**

La sous-partie précédente a permis de montrer que le système développé, fonctionnel à une fréquence d'échantillonnage de 1 MS/s, est suffisamment performant pour assurer le suivi électronique d'un projectile tiré au canon. Néanmoins l'application visée doit permettre le suivi de ce projectile afin d'améliorer la qualité et la robustesse de la réception des données émises par le projectile. Le système doit donc simultanément répondre aux contraintes de la dynamique du projectile et de réception et décodage des données transmises. Dans le cas présenté, l'émetteur embarqué transmet les données de vol recueillies par la centrale inertielle intégrée, en temps réel, sous forme de symboles GFSK avec un débit de 2 Mbits/s (section 2.9.1). On attire l'attention sur le fait que dans le contexte d'une modulation GFSK, le mot "bit" est un synonyme de symbole (valable car l'alphabet associé ne contient que deux symboles différents). Le débit de 2 Mbits/s de l'émetteur signifie donc que $2.10^6$ symboles sont transmis par seconde. Un minimum théorique de 4 MS/s est donc nécessaire pour conserver l'information codée. Pour respecter le critère de Shannon [127], une fréquence d'échantillonnage de 1 MS/s est donc insuffisante. Plutôt que la fréquence d'échantillonnage minimale théorique de 4 MS/s, une fréquence de 8 MS/s est jugée nécessaire en pratique pour pouvoir décoder les données reçues de façon fiable.

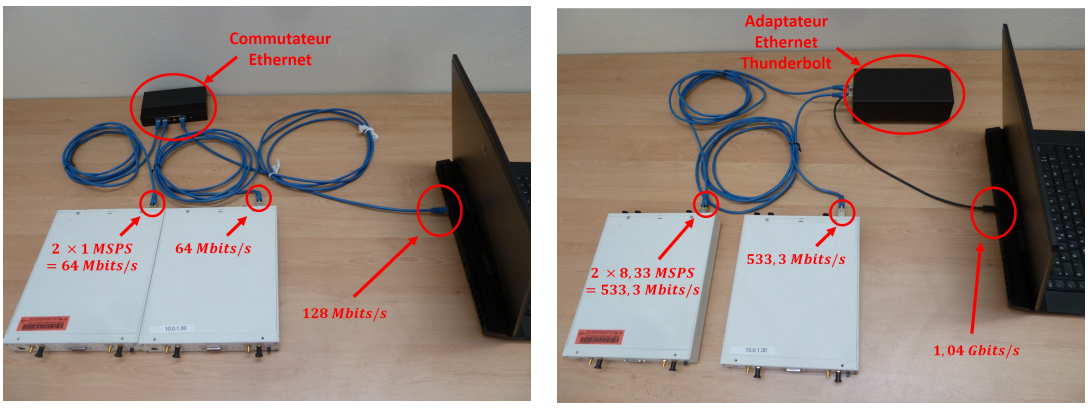
En raison des contraintes matérielles associées à l'horloge interne des USRPs, la fréquence d'échantillonnage de 8 MS/s n'est pas utilisable. Une fréquence de 8,33 MS/s est envisageable pour satisfaire aux contraintes. Comme indiqué dans la section 1.5.3 du chapitre 1, le premier facteur limitant les performances du système numérique est le débit de transmission des données échantillonnées des convertisseurs des USRPs vers l'ordinateur réalisant les calculs de traitement de signal. Les convertisseurs analogiques-numériques des USRPS codant l'information sur 14 bits, les données sont transmises à l'ordinateur sous forme d'échantillons I/Q dont la partie réelle et la partie imaginaire sont toutes deux codées sur 16 bits, par défaut. Il est également possible de diviser par deux le débit requis en codant les données échantillonnées uniquement sur 8 bits (possible via le pilote des USRPs) mais les données sont alors codées sur moins de 14 bits, c'est-à-dire qu'une partie de l'information que les convertisseurs sont capables de quantifier est perdue. Dans le cas de l'application visée, une première estimation du débit de données requis par l'application est obtenue en supposant quatre voies en réception et des flux d'échantillons I/Q codés sur 32 bits, comme montré dans le tableau 2.65 :

| fréquence d'échantillonnage | débit |
|---|---|
| 1 MS/s | 128 Mbits/s |
| 4 MS/s | 512 Mbits/s |
| 8,33 MS/s | 1,04 Gbits/s |

FIGURE 2.65 – Débit de données pour quatre voies selon la fréquence d'échantillonnages. Echantillons I/Q de 32 bits.

Cette estimation montre qu'un commutateur Ethernet relié à un câble 1Gbits/s n'est pas suffisant pour assurer le débit nécessaire pour la fréquence d'échantillonnage de 8,33 MS/s visée par l'application. Pour cette raison, un convertisseur SanLink Ethernet Thunderbolt 3 [128] est utilisé pour remplacer le commutateur Ethernet. La technologie Thunderbolt 3 permet des débits jusqu'à 40 Gbits/s pour les modèles les plus récents. Chaque USRP gère deux voies en réception (533 Mbits/s à 8,33 MSPS). Un câble Ethernet 1 Gbits/s est donc suffisant pour connecter une seule USRP. L'interface entre l'ordinateur et les deux USRPs est cependant modifiée.

La figure 2.66 compare les photos des deux montages utilisés pour transmettre les données échantillonnées par les USRPs au PC.




(a) Commutateur Ethernet (1MS/s). (b) Thunderbolt 3 utilisé à 8,33 MS/s.

FIGURE 2.66 – Comparaison des technologies utilisées pour assurer le débit de transmission de données selon la fréquence d'échantillonnage.

### 2.9.5 Optimisation

#### Test initial

Une fois le débit assuré par l'utilisation de la technologie Thunderbolt 3, le programme est testé en fonctionnement réel à une fréquence d'échantillonnage de 8,33 MS/s. La figure 2.67 montre le programme utilisé pour réaliser ce test à l'aide des USRPs en fonctionnement réel. Le bloc "trigger USB" (bloc à connecteur jaune sur la figure) est utilisé pour que l'enregistrement des données soit synchronisé sur le déclenchement à distance, comme en conditions réelles.

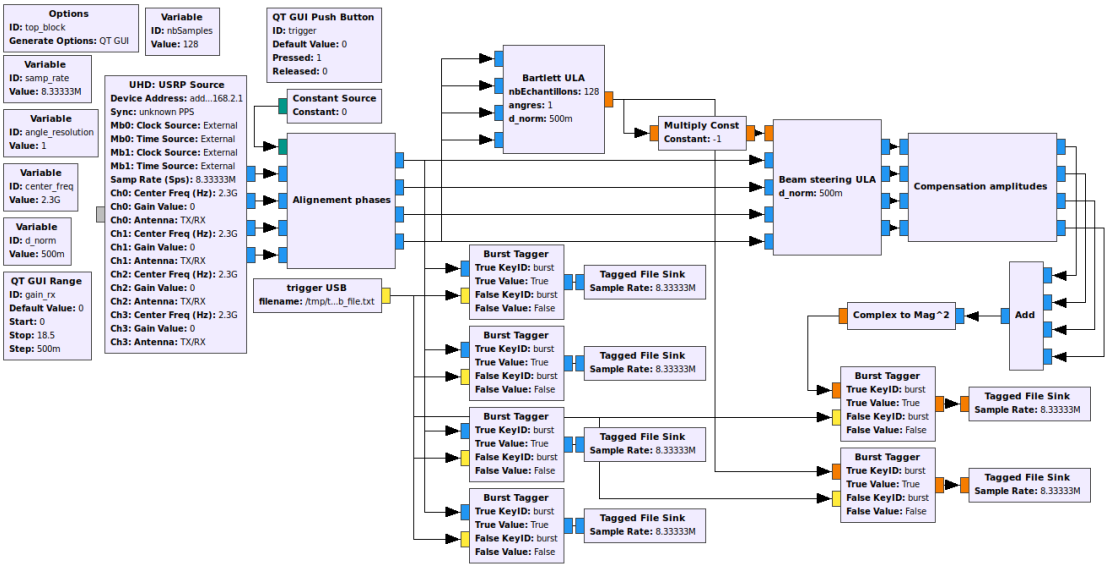



FIGURE 2.67 – Programme utilisé pour tester la capacité du système en conditions réelles à 8,33 MS/s.

Lors de ce test, l'ordinateur ne parvient pas à réaliser tous les traitements en temps réel et des échantillons transmis par les USRPs sont perdus de façon périodique. Dans GNU Radio, cette erreur est appelée *"overflow"* : le traitement demandé est trop long par rapport à l'arrivée des échantillons. L'augmentation significative de la fréquence d'échantillonnage, le nombre important de flux, qui sont autant de copies d'échantillons entre blocs, et les traitements demandés expliquent ce problème.

En conclusion, les blocs de traitement d'antennes développés ne permettent pas de réaliser le traitement exigé par l'application en temps réel pour une fréquence d'échantillonnage de 8,33 MS/s. Le programme de suivi développé nécessite donc un travail d'optimisation pour permettre le fonctionnement en temps réel dans les conditions de l'expérimentation. Les parties suivantes détaillent ainsi l'ensemble des modifications qui ont été apportées au programme dans le but de permettre un traitement en temps réel à une fréquence d'échantillonnage de 8,33 MS/s.

#### Vitesse d'écriture dans la mémoire

La première piste d'amélioration se situe au niveau de l'enregistrement des données. Le programme test de la figure 2.67 utilise un "Solid-State Drive" (SSD) 850 Evo 500 Go de chez Samsung [129], et enregistre les échantillons directement sur le SSD. La vitesse d'écriture maximale annoncée par le constructeur est de 520 Mo/s, soit un peu plus de 4 Gbits/s. L'ensemble des données à enregistrer sont résumées dans la liste ci-après. Il faut noter pour ces calculs que, si les parties réelle et imaginaire des données sont transmises des USRPs vers l'ordinateur codées sur 16 bits en raison de la résolution des convertisseurs, elles sont converties à 32 bits une fois traitées par l'ordinateur pour tirer parti de l'architecture du processeur. Les données sous forme de floats sont donc codées et enregistrées sous forme de nombres de 32 bits, et les données complexes sous forme de deux nombres de 32 bits, pour la partie réelle et la partie imaginaire respectivement.

1. Signaux reçus numérisés : quatre voies sont échantillonnées I/Q à 8,33 MS/s. Il faut donc enregistrer $4 * 2 * 32 * 8,33/1024 = 2,1$ Gbits/s.
2. Gain calculé du signal recombiné, à 8,33 MS/s. Il faut donc enregistrer $32 * 8,33/1024 = 0,26$ Gbit/s.
3. Estimation de DOA calculée à partir des déphasages entre les signaux reçus. Chaque estimation utilise 128 échantillons, mais la fréquence d'échantillonnage en sortie est la même (la valeur estimée est répétée 128 fois). Il faut donc enregistrer 0,26 Gbit/s comme pour le gain calculé du signal recombiné.

Au total, l'application nécessite d'enregistrer les données à environ 2,6 Gbits/s. Ce débit est inférieur à celui annoncé par le constructeur. Néanmoins, la vitesse d'écriture réelle sur le disque peut être significativement moins élevée que la valeur annoncée par le constructeur, qui suppose une écriture séquentielle dans la mémoire (dans des cases mémoires d'adresses successives, sans case occupée). Ce cas de figure n'est rapidement plus vrai, en particulier lorsque le SSD est utilisé pour réaliser plusieurs mesures à la suite. On peut noter ici l'existence des SSD NVMe ("Non-Volatile Memory express"). Ces derniers utilisent le protocole NVMe qui permet, par le biais d'un connecter m.2, de relier le SSD à la carte-mère de l'ordinateur via un bus PCIe plutôt qu'un bus SATA, permettant des débits 4 à 7 fois plus élevés.

En raison de la vitesse d'écriture élevée requise par l'application, il est proposé ici de monter un disque RAM virtuel, c'est-à-dire d'allouer une partie de la mémoire vive de l'ordinateur (infiniment plus rapide d'accès à la lecture et à l'écriture que la mémoire morte) à l'enregistrement des données. Après le tir, ces données peuvent ensuite être copiées, sans contrainte de temps, sur le SSD de l'ordinateur. L'ordinateur est équipé de RAM DDR4 2666 MHz permettant une écriture à 21 Gbits/s [130], soit 40 fois la vitesse d'écriture du SSD. Un disque RAM de 25 Go est donc créé pour les mesures et permet de résoudre ce premier problème. De plus, pour toutes les données enregistrées, seuls les 16 bits de poids forts (les seuls à posséder un sens physique) sont conservés et enregistrés, permettant de diviser par deux le débit de données à écrire dans la mémoire.

### Utilisation de la librairie optimisée Volk

La seconde optimisation apportée au programme porte sur le code exécuté au sein de chaque bloc. Réduire le temps d'exécution de chaque bloc permet de libérer plus rapidement le coeur utilisé pour le bloc suivant et ainsi de réduire les risques d'overflow. Les codes développés traitent les échantillons de la même façon que la plupart des blocs natifs de GNU Radio, néanmoins GNU Radio permet l'utilisation de la librairie Volk (pour "Vector Optimized Library of Kernels" en anglais), qui permet un traitement optimisé de longs vecteurs de données [131] et permet de réduire considérablement les temps d'exécution des instructions optimisées. Seul un nombre restreint d'instructions peut être exécuté grâce à Volk. Il n'est donc pas possible d'optimiser n'importe quel traitement. Les traitements optimisés à l'aide de Volk permettent cependant une amélioration significative du temps d'exécution du bloc concerné. Par exemple, le bloc implémenté permettant de ne conserver et enregistrer que les 16 bits de poids forts des échantillons en entrée utilise la librairie Volk. La figure 2.68 présente les mesures de la durée d'exécution de la fonction "work" du bloc, avec et sans utilisation de Volk. Le bloc est exécuté 1,3 fois plus rapidement en utilisant la librairie Volk.

| | Sans VOLK | Avec VOLK |
|---|---|---|
| Durée d'exécution (cycles CPU) | 78 /1000 échantillons | 59 /1000 échantillons |

FIGURE 2.68 – Comparaison des performances obtenues avec et sans la librairie Volk.

L'ensemble des opérations à notre connaissance réalisables à l'aide de Volk ont donc été optimisées de cette façon, notamment dans les blocs de calibration en phase des voies de réception, de compensation des différences d'amplitude entre les voies, d'enregistrement des données et de recombinaison des signaux numérisés.

### Répartition des coeurs du processeur

Chaque appel d'un bloc GNU Radio correspond à une fonction utilisant un coeur logique du processeur de l'ordinateur. Une fois que la fonction "work" du bloc a été exécutée, le coeur est de nouveau disponible pour utilisation par d'autres blocs. Cette architecture permet une exécution en parallèle des blocs dans une certaine mesure, mais si un ou plusieurs blocs ont besoin d'une durée significativement plus longue que les autres pour s'exécuter, il est possible qu'aucun coeur ne soit disponible à l'appel d'un bloc et que les performances du programme en temps réel soient dégradées. Pour essayer de réduire ce risque, GNU Radio permet à l'utilisateur de réserver un ou plusieurs coeurs logiques du processeur pour une liste définie de blocs. En allouant un coeur dédié aux fonctions les plus gourmandes en ressources, il est ainsi possible d'assurer qu'un coeur soit toujours disponible pour leur exécution, tandis que les fonctions moins coûteuses peuvent se partager les coeurs logiques restants.

Pour l'application de suivi de projectile, les blocs de calibration en phase et d'estimation de DOA, les plus gourmands en ressources, utilisent chacun un coeur logique qui leur est dédié (après calcul des déphasages à appliquer, le bloc de calibration en phase compense continuellement ces déphasages par multiplication complexe, d'où ses besoins en ressource). La figure 2.69 montre la configuration utilisée sous GNU Radio pour le bloc de calibration en phase. Une liste des coeurs logiques restants est attribuée à l'ensemble des autres blocs pour les empêcher d'utiliser les coeurs dédiés à ces fonctions plus coûteuses.

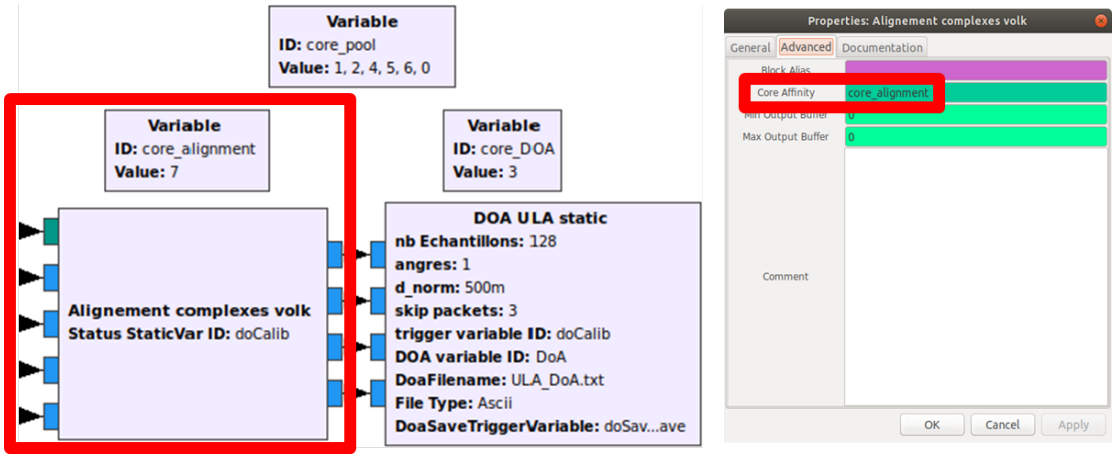



FIGURE 2.69 – Allocation d'un coeur dédié au bloc de calibration en phase. Les autres blocs se partagent "core_pool", les coeurs restants.

### Rassemblement des fonctionnalités

Lorsqu'un bloc GNU Radio est appelé, il traite les échantillons présents au niveau de ses entrées. Le cas échéant, les échantillons traités sont placés en sortie du bloc. Ces derniers peuvent alors être utilisés par les blocs suivants. On dit que GNU Radio utilise des flux de données entre les différents blocs constitutifs du programme exécuté. Si l'utilisation de plusieurs blocs permet une exécution parallèle des traitements dans une certaine mesure et des fonctionnalités plus génériques, la multiplication du nombre de blocs entraîne une multiplication du nombre de requêtes envoyées aux différents coeurs du processeur et une multiplication rapide des flux parcourant les blocs, soit des copies de nombre d'échantillons à chaque appel. Un trop grand nombre de blocs peut donc se

révéler contre productif, et il peut s'avérer nécessaire de réduire le nombre de flux entre les blocs du programme.

Dans l'optique de réduire le nombre de flux de données échangées entre les blocs, les blocs répartis sur les coeurs logiques non dédiés sont rassemblés. Par exemple, l'application de la loi de phase en fonction de l'estimation de DOA et la recombinaison des signaux déphasés sont réalisées dans un même bloc, comme montré sur la figure 2.70. Avant rassemblement, onze flux sont nécessaires pour réaliser l'opération, contre seulement cinq après.

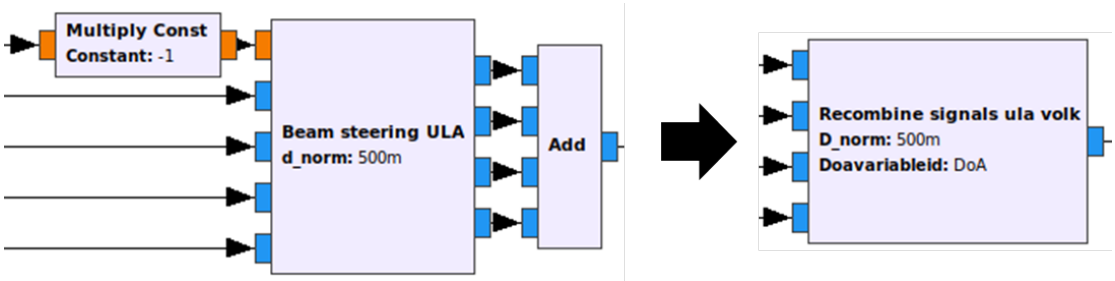



FIGURE 2.70 – Rassemblement de trois blocs en un. Onze flux sont rassemblés en seulement cinq.

Ce rassemblement de fonctionnalités en une seule permet une diminution du nombre de flux échangés entre les blocs et une réduction du nombre d'appels desdits blocs et de coeurs réservés. En contrepartie, cette réalisation est moins flexible que la première, puisque les fonctionnalités ne peuvent pas être séparées ou facilement réutilisées pour d'autres applications.

### Utilisation de messages, tags et variables partagées

Dans les premières versions des blocs développés, les déclenchements et consignes de l'utilisateur sont gérés à l'aide de flux d'échantillons, de la même façon que les signaux traités. Rapide à implémenter et facilement visualisable dans un graphique GNU Radio, un flux d'échantillons à la même fréquence d'échantillonnage que les signaux numérisés constitue une ressource qu'il convient d'économiser pour parvenir aux performances exigées par l'application. GNU Radio permet l'utilisation de différentes fonctions pour échanger des informations entre blocs sans utiliser de flux de données, qui sont présentées ici. Le tableau 2.71 rassemble les caractéristiques de chaque fonctionnalité.

| moyen de communication inter-blocs | fonctionnement | portée de l'information |
|---|---|---|
| tag | synchrone avec un échantillon | 1 bloc écrit 1 message lisible par N blocs |
| message | asynchrone | 1 bloc envoie 1 message lisible par N blocs |
| variable globale (implémentation ISL) | asynchrone | N blocs peuvent écrire pour N blocs |

FIGURE 2.71 – Moyens de communication inter-blocs en dehors des flux.

Un tag est une information associée par un bloc à un échantillon dans un flux de données (démarrer l'enregistrement de données par exemple). En utilisant la fonction appropriée dans le bloc recevant le flux en entrée, l'information peut être récupérée par le second bloc à la réception de l'échantillon auquel le tag est affecté.

Un message est une information transmise d'un bloc à d'autres de façon complètement séparée des flux de données. L'information est reçue par le bloc de façon asynchrone, en dehors de la fonction "work". Les messages sont visualisables dans un graphique GNU Radio à l'aide de flèches dont la ligne est un pointillé.

Une troisième méthode de communication inter-blocs a été implémentée pour GNU Radio à l'ISL : l'utilisation de variables globales, accessibles depuis tous les blocs du programme. Cette méthode alternative offre un moyen de communication de $N$ blocs vers $N$ blocs. La variable étant accessible depuis n'importe quel bloc, le receveur de l'information peut lire la valeur de la variable à n'importe quel moment de l'exécution de sa fonction "work". Les tentatives d'accès simultanés à ces variables sont empêchées par un mécanisme informatique appelé mutex (de "mutual exclusion" en anglais). Aucun mécanisme de priorisation des écritures n'a cependant été implémenté, c'est-à-dire que, si plusieurs blocs mettent à jour la valeur d'une même variable globale, la dernière écriture gagne. Il est possible d'utiliser plusieurs variables globales dans un même programme et dans un même bloc. Les graphiques GNU Radio ne montrent cependant pas explicitement les blocs accédant aux mêmes variables globales, rendant moins facile la lecture d'un graphique utilisant des variables globales. Un résumé de l'utilisation des variables globales dans un programme GNU Radio est joint en annexe.

Les messages, tags et variables partagées offrent à l'utilisateur des moyens de communiquer des informations entre blocs sans utiliser de flux de données, gourmands en ressource. Pour optimiser le programme de suivi de projectile, les flux de données utilisés pour déclencher l'initialisation des phases ou l'enregistrement des données, et pour communiquer l'estimation de DOA entre blocs, sont remplacés par ces moyens de communication inter-blocs moins coûteux.

### 2.9.6 Application en conditions réelles

#### Programme optimisé

La figure 2.72 montre le programme de suivi électronique de projectile après mise en application des différentes méthodes d'optimisation.

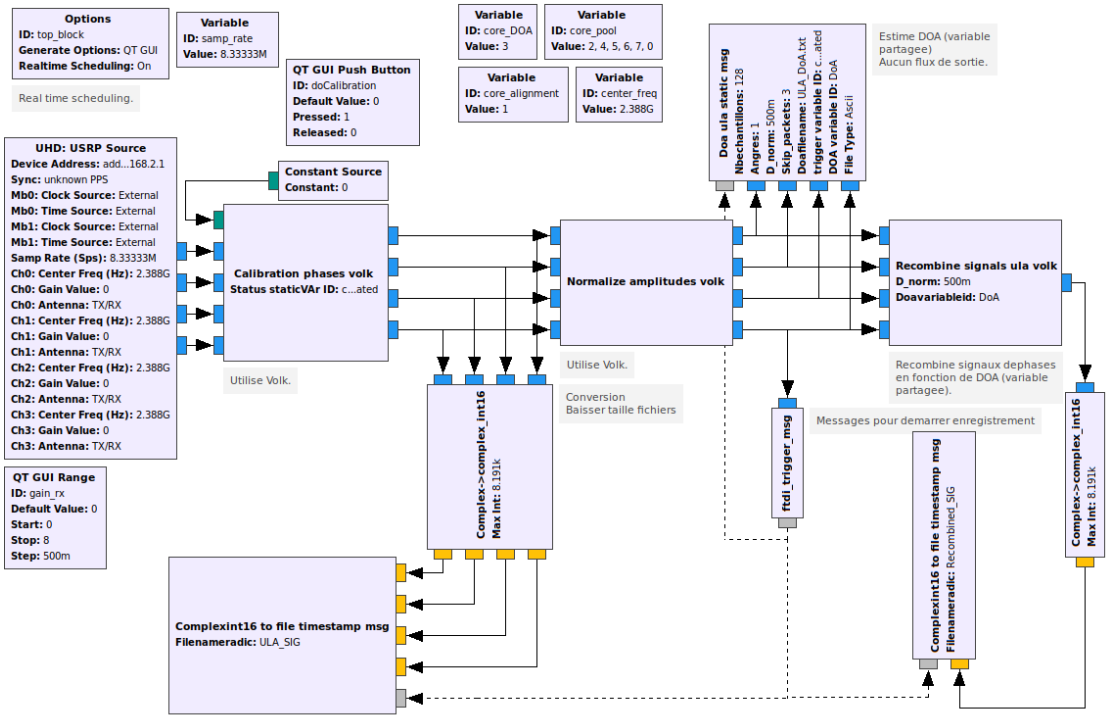



FIGURE 2.72 – Programme de suivi de projectile après optimisation.

Au prix de blocs moins génériques, les performances du programme ont été suffisamment améliorées pour permettre son fonctionnement en conditions réelles à une fréquence d'échantillonnage de 8,33 MS/s sans overflow. Le délai entre le déclenchement de l'utilisateur et l'enregistrement effectif des données est d'environ 1 ms. Six tirs ont été enregistrés avec succès à l'aide de ce programme et les résultats sont détaillés dans les sous-parties suivantes.

### Estimations de DOA pendant le vol

La figure 2.73 compare les estimations de DOA enregistrées tout au long de la trajectoire du projectile pour les six tirs présentés. L'angle mécanique $\theta$ entre le projectile et le réseau est calculé à l'aide des données géométriques de l'expérimentation et affiché pour référence. Les résultats montrent une bonne reproductibilité entre les différents tirs. De plus, les estimations de DOA calculées par le programme demeurent cohérentes avec les valeurs simulées avec une marge d'erreur de 5°, ce qui démontre que les valeurs calculées sont réalistes durant toute la trajectoire du projectile. Cette erreur est plus importante pour les valeurs de $\theta$ proches de -20°, après que le projectile est visible par le réseau, et à la fin de la trajectoire, lorsque le projectile se rapproche de la butte. Il faut noter que des obstacles sont présents entre l'émetteur et le réseau pour ces valeurs. Des structures métalliques et des arbres sont responsables de réflexions lorsque $\theta$ est proche de -20° et la butte de la première ligne de tir est présente entre la butte de la nouvelle ligne de tir et le réseau, pendant les derniers mètres de la trajectoire (cf. vue satellite de la ligne de tir en figure 2.11).

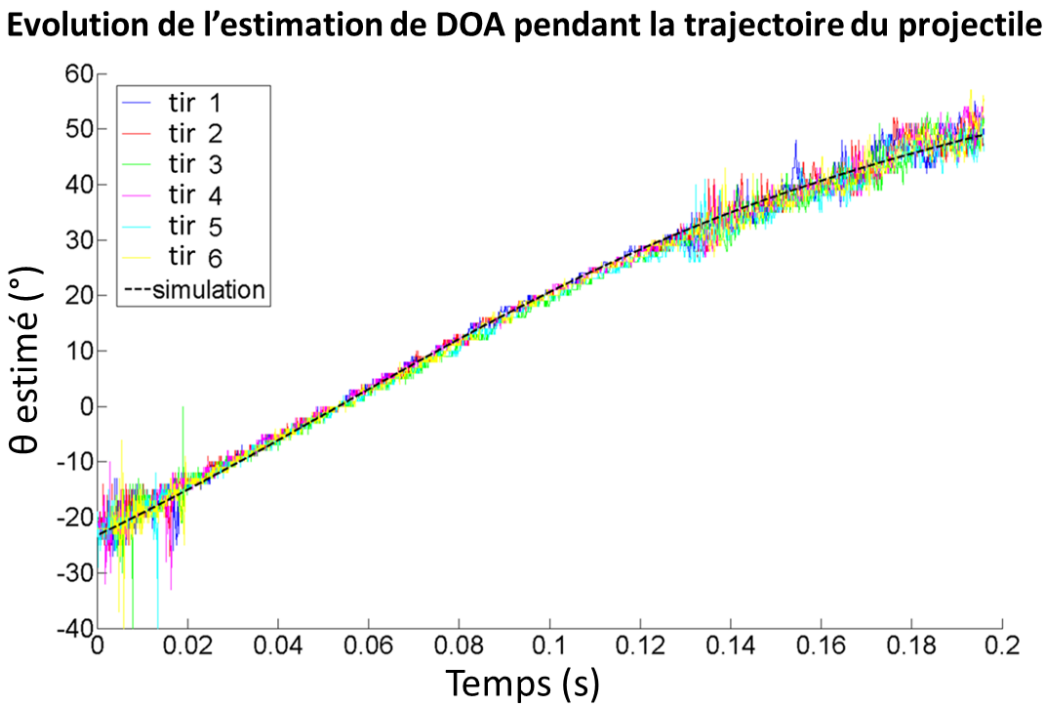



FIGURE 2.73 – Evolution de l'estimation de DOA pendant le vol du projectile.

Afin d'offrir une meilleure comparaison avec les résultats expérimentaux obtenus en environnement anéchoïque, la figure 2.74 présente l'évolution de l'erreur entre l'estimation de DOA faite par le programme et l'angle mécanique réel $\theta$, en fonction de ce même angle $\theta$, pour l'ensemble de la trajectoire du projectile. La mesure obtenue pour l'ULA à polarisation circulaire en chambre anéchoïque (cf. annexes) est replacée sur la figure pour comparaison directe.

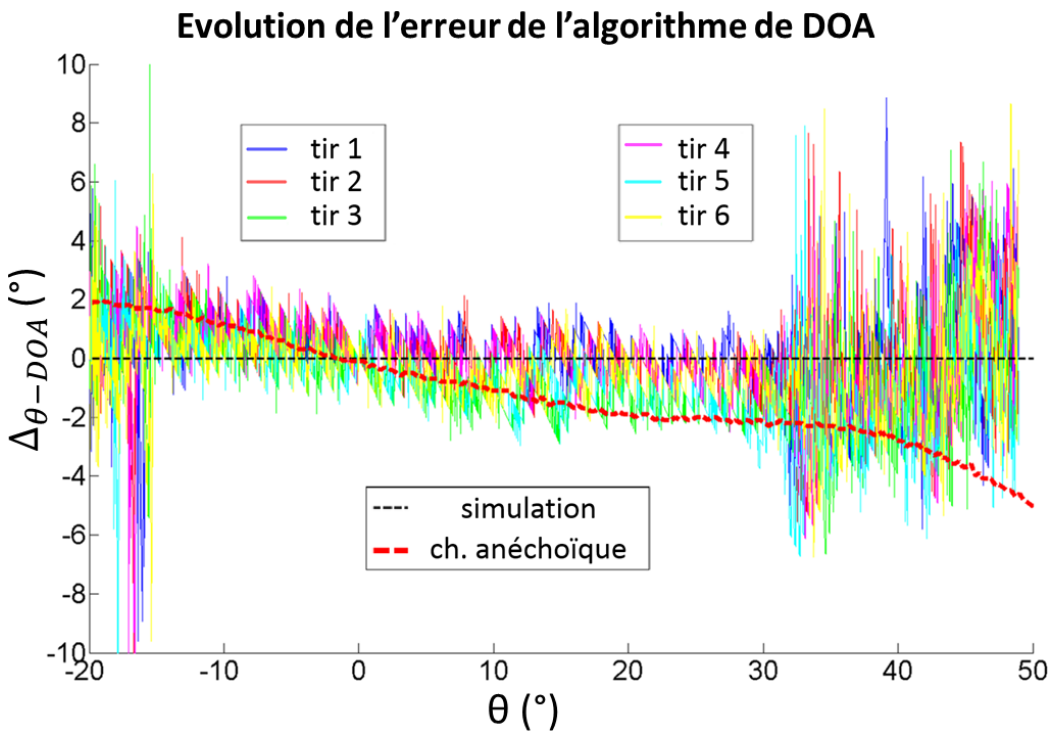



FIGURE 2.74 – Evolution de l'erreur entre la DOA calculée par le programme et l'angle $\theta$ durant la trajectoire du projectile.

Les résultats obtenus sont cohérents avec les mesures en chambre anéchoïque. Pour les valeurs de $\theta$, l'erreur obtenue en conditions réelles est inférieure (en valeur absolue) à celle mesurée en chambre anéchoïque. En effet, l'erreur pour $\theta$=-20° est d'environ 2°, tandis qu'elle n'excède pas 5° lorsque $\theta$ atteint 50°.

### Mesure du rapport signal sur bruit

Afin de quantifier le bénéfice apporté par le suivi électronique du projectile, le rapport signal sur bruit (SNR pour "Signal to Noise Ratio" en anglais) mesuré au niveau d'une seule antenne du réseau est comparé à celui des quatre signaux recombinés par logiciel, pour l'ensemble de la trajectoire du projectile. Le niveau de bruit est mesuré en enregistrant le signal reçu au niveau de chaque antenne du réseau lorsque l'émetteur embarqué dans le projectile est éteint. La figure 2.75 compare le rapport signal sur bruit mesuré dans les deux cas, pour un même tir. Aucune compensation d'amplitude n'est appliquée aux signaux utilisés pour ce calcul, c'est-à-dire que le signal recombiné est regénéré par logiciel, en post-traitement et sans compensation d'amplitude, à partir des signaux bruts et estimations de DOA enregistrées.

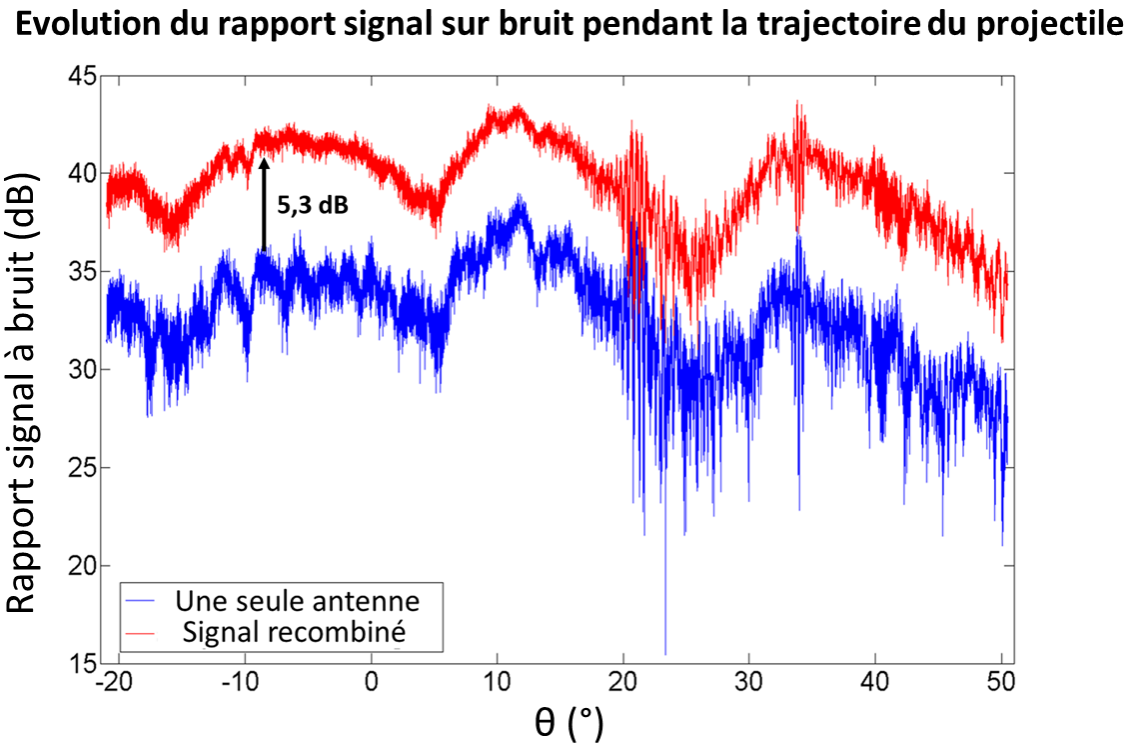



FIGURE 2.75 – Comparaison du SNR du signal reçu au niveau d'une seule antenne avec le signal recombiné du réseau.

Dans les deux cas, des variations du SNR de 5 dB sont observables pour des variations de $\theta$ de moins de 5°, ce qui confirme le besoin de compensation des amplitudes pour le gain calculé en premier lieu. Si les quatre signaux sont recombinés correctement, le signal recombiné doit présenter la même allure que chaque signal individuel et posséder une amplitude quatre fois supérieure, par principe d'interférence constructive. Dans le cas où il n'y a pas de corrélation entre les bruits mesurés au niveau des antennes constitutives du réseau, le signal recombiné, d'une amplitude quatre fois supérieure aux signaux de chaque antenne, doit donc théoriquement atteindre un SNR de 6 dB supérieur au SNR de chaque antenne. Le SNR du signal recombiné présente ici la même allure que le SNR

d'une seule antenne, avec un SNR en moyenne 5,3 dB supérieur au SNR du signal d'une seule antenne. Ainsi, la figure 2.75 démontre que le suivi électronique de projectile réalisé par logiciel réaligne correctement les signaux reçus en phase et permet d'accroître le SNR de presque 6 dB par rapport à une unique antenne.

**Décodage des données de vol**

Les données de vol transmises par le projectile sont décodées en post-traitement à partir des signaux numérisés enregistrés et sont comparées avec celles obtenues par la station de télémesure à diagramme fixe (section 2.2.4). Des erreurs sur plusieurs bits sont observables au niveau des deux stations, mais une concordance est trouvée pour plus de 99% des données reçues. Puisque des erreurs sont visibles pour chacune des stations de réception, il est proposé, en parallèle, d'estimer le pourcentage de bits correctement décodés en comparant les données expérimentales avec le savoir possédé a priori sur ces données. En effet, une partie des données de vol transmises est une séquence connue à l'avance (appelée "autocode") qui peut être comparée aux données reçues. La comparaison bit par bit des données enregistrées avec cette séquence connue a produit une estimation de 99,8% des bits transmis décodés correctement.

Enfin le bénéfice apporté par le suivi électronique du projectile en bande de base numérique est démontré par la figure 2.76, qui compare le gain en réception calculé par logiciel avec ou sans suivi de projectile. Dans les deux cas, les signaux de chaque antenne constitutive du réseau sont sommés, mais dans le cas où aucun suivi n'est assuré, ces signaux ne sont pas déphasés avant recombinaison. Si aucun suivi du projectile n'est réalisé, le déphasage entre les signaux reçus varie en fonction de l'angle $\theta$ entre le réseau et le projectile. Lorsque le projectile fait face à l'axe du réseau (lorsque $\theta$=0°), les signaux reçus sont alignés et le gain calculé est maximal. Pour les autres valeurs de $\theta$ en revanche, le déphasage entre les signaux reçus crée des interférences destructives et le gain calculé diminue. Des variations de l'ordre de 15 dB sont ainsi observables entre le moment où le projectile passe devant le réseau et le moment où il atteint la butte. Au contraire, le suivi électronique du projectile permet de maintenir constant le gain calculé du signal recombiné par logiciel, à 1 dB près de sa valeur maximale théorique. Le lobe principal de rayonnement du réseau est donc bien dépointé dans la direction du projectile tout au long de sa trajectoire, et sur la totalité de la plage angulaire couverte.

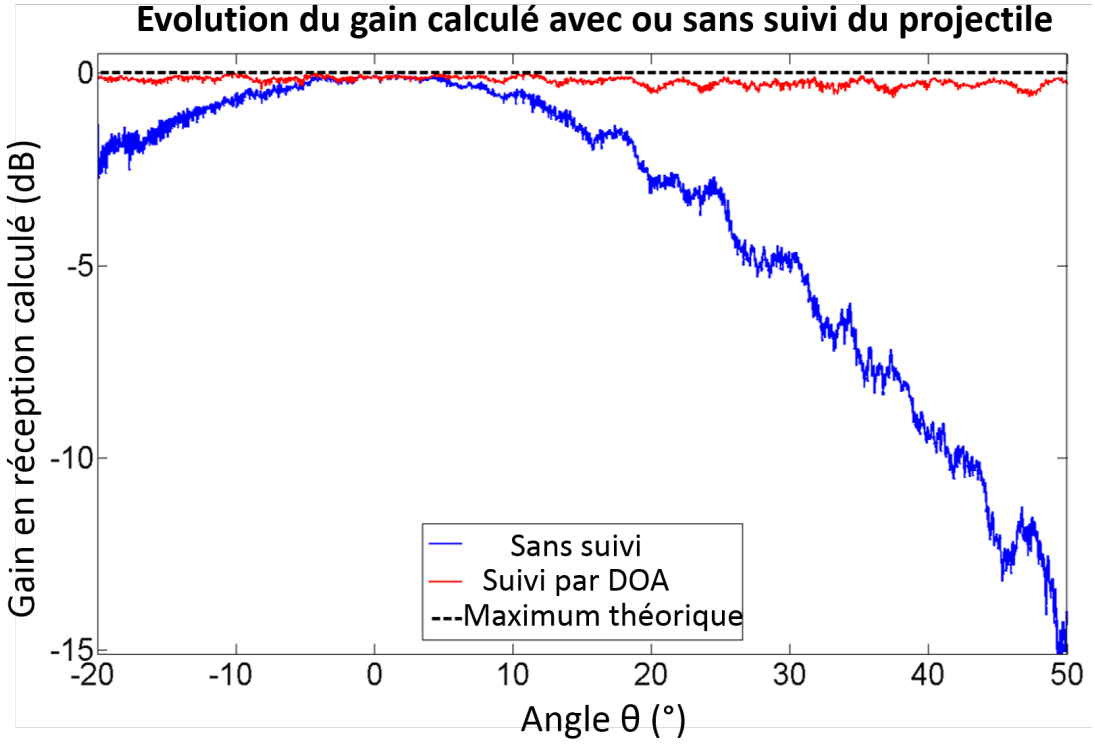



FIGURE 2.76 – Comparaison du gain de réception calculé par logiciel avec ou sans suivi du projectile.

### 2.9.7 Conclusion sur le suivi de projectile

Une solution passive de suivi électronique de projectile tiré au canon a été réalisée à l'aide de radios logicielles commerciales. La station au sol ainsi développée offre par rapport à l'état de l'art une solution à bas-coût. Il a été montré que les fonctionnalités génériques développées (uniquement logicielles, sans ajout de matériel) permettent de réaliser le suivi de projectiles tirés au canon (démonstration expérimentale à Mach 0,8. Démonstration par la simulation pour des vitesses supersoniques). Le programme initialement développé n'est pas capable de réaliser le suivi du projectile et l'enregistrement simultané des données reçues pour des fréquences d'échantillonnages supérieures à 4 MS/s. Pour des applications nécessitant une fréquence d'échantillonnage plus élevée, plusieurs optimisations ont été apportées au programme. Ces optimisations ont permis, au prix de fonctions moins génériques et d'une flexibilité moindre, le fonctionnement du programme en temps réel à une fréquence d'échantillonnage de 8,33 MS/s. Plusieurs projectiles réels ont été tirés au canon et suivis électroniquement à l'aide du programme optimisé. Les estimations de DOA enregistrées tout au long de la trajectoire du projectile sont cohérentes avec les mesures réalisées en environnement anéchoïque et présentent une erreur inférieure à 5° sur la plage [-20° ;+50°]. Le gain calculé par logiciel a été utilisé comme critère de performance pour le réalignement en phase des signaux reçus et a démontré que le lobe principal du réseau est correctement dépointé dans la direction du projectile tout au long de sa trajectoire. Les données de vol transmises par le projectile ont pu être décodées correctement pour plus de 99% des bits, et le rapport signal sur bruit du signal reçu est augmenté de 5,3 dB par rapport à une unique antenne.

**Perspectives sur le suivi de projectile**

Une perspective d'approfondissement de ces travaux peut être de placer un réseau d'antennes à deux dimensions derrière le canon dans le cas d'un tir parabolique. Une estimation de DOA en trois dimensions fournies par les angles $(\theta,\phi)$ peut alors être utilisée pour dépointer le lobe principal du réseau planaire vers le projectile pendant toute la trajectoire parabolique. La mise en place expérimentale de tirs paraboliques ne peut cependant pas être réalisée sur les terrains d'expérimentations de l'ISL à Baldersheim et doit donc être réalisée sur d'autres terrains d'expérimentations.

## 2.10 Conclusion sur la réception de données en alignement de phase

Ce chapitre présente l'ensemble des travaux réalisés dans le cadre de la réception de données en alignement de phase à l'aide de radios logicielles commerciales. Une station de réception de quatre voies est assemblée à l'aide de deux USRPs X310 équipées chacune de deux cartes filles UBX-160 et synchronisées à l'aide d'un Octoclock. La station de réception permet ainsi un fonctionnement jusqu'à 6 GHz avec une bande passante de 160 MHz. Plusieurs réseaux d'antennes conçus à l'ISL sont utilisés pour mesures en chambre anéchoïque. Afin de permettre le fonctionnement de la station de réception en alignement de phase, une solution logicielle de calibration des voies est proposée et permet d'aligner les phases des signaux reçus par logiciel après définition d'une direction d'initialisation. Les fonctionnalités de formation de faisceaux, de pondération en amplitude, de formation de nuls et d'estimation de DOA sont implémentées dans GNU Radio et validées en chambre anéchoïque pour des réseaux de géométries linéaires et planaires. Les fonctions ainsi développées permettent le pilotage de réseaux phasés en réception à l'aide de radios logicielles commerciales sans ajout de matériel supplémentaire.

Les fonctionnalités présentées sont utilisées pour le développement d'une application de suivi électronique de projectile tiré au canon. Le système générique ainsi développé se révèle capable de suivre des projectiles supersoniques tout en maintenant une approche bas-coût en comparaison des systèmes dédiés présentés dans l'état de l'art. Pour les cas d'applications où une fréquence d'échantillonnage plus élevée est nécessaire en revanche, des données sont perdues lors de l'exécution du programme, démontrant les limites inhérentes à un système numérique bas-coût basé sur l'utilisation du processeur d'un ordinateur.

Des optimisations sont apportées au programme exécuté, et permettent de réaliser l'ensemble des opérations voulues en temps réel. Lesdites optimisations permettent en effet d'exécuter le programme plus rapidement et de contourner les premières limitations rencontrées au prix d'une modularité moindre des fonctions exécutées. Les résultats obtenus lors de tirs réels de munitions au canon sont présentés et démontrent la capacité du système développé à estimer la direction du projectile avec une erreur inférieure à 5° sur l'ensemble de sa trajectoire. Le système permet également de dépointer le lobe principal de rayonnement du réseau piloté dans la direction estimée du projectile pour maintenir un gain calculé en réception constant à 1° près, et d'enregistrer les données de vol transmises par le projectile. Les données de vol transmises à 2 Mbits/s et enregistrées par le système sont ensuite décodées correctement à 99,8% en post-traitement. L'ensemble de ces opérations sont réalisées en temps réel pour une fréquence d'échantillonnage de 8,33 MS/s sur chaque voie d'acquisition en réception, après optimisation du programme.

# Chapitre 3

# ÉMISSION DE DONNÉES POUR APPLICATIONS À ALIGNEMENT DE PHASE À L'AIDE DE RADIOS LOGICIELLES COMMERCIALES

Le chapitre précédent a présenté les travaux réalisés pour recevoir des données en cohérence et alignement de phase à l'aide de radios logicielles commerciales. Le système commercial, les algorithmes implémentés et les mesures réalisées dans ce contexte ont été décrits.

Ce chapitre, lui, détaille les travaux réalisés pour permettre l'émission de données, en respectant les contraintes des applications à alignement de phase, à l'aide de ces mêmes radios logicielles. Étant donné que les fonctionnalités implémentées et présentées dans le chapitre 2 sont utilisables aussi bien pour l'émission que pour la réception de données, les mêmes blocs GNU Radio sont utilisés. Ce chapitre présente donc les problématiques rencontrées originales par rapport au fonctionnement du système en mode réception ainsi que les résultats expérimentaux obtenus.

## 3.1 Problématique liée au fonctionnement en émission

Cette section expose le montage expérimental proposé pour évaluer la capacité du système à émettre des données en alignement de phase. La problématique liée aux contraintes des applications à alignement de phase est présentée et comparée à celle posée lors d'un fonctionnement en mode réception de données.

### 3.1.1 Montage expérimental pour mesures en émission

La figure 3.1 montre le montage expérimental réalisé en chambre anéchoïque pour valider le fonctionnement du système en émission de données.

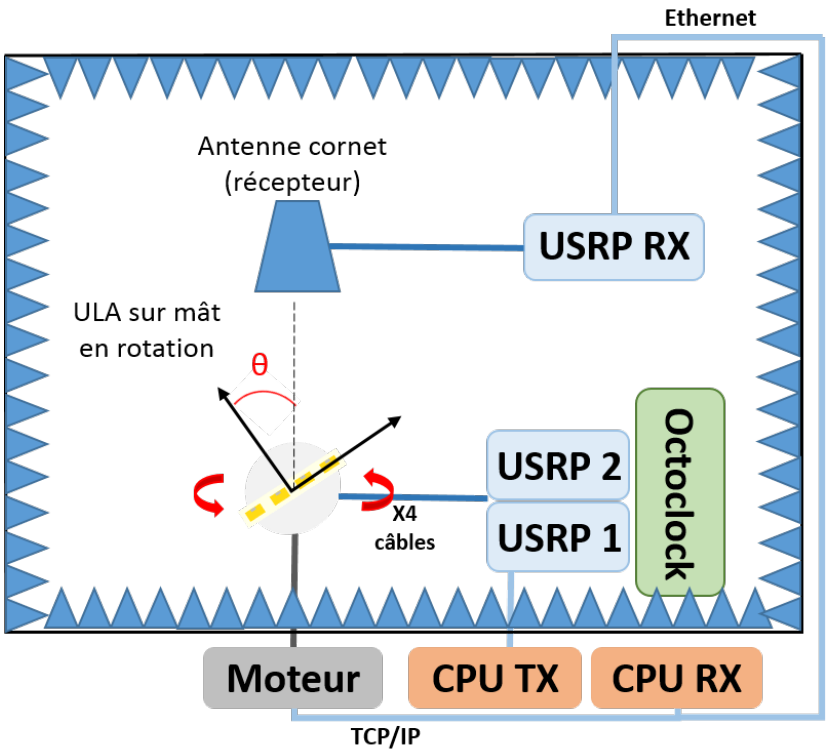



FIGURE 3.1 – Montage expérimental en chambre anéchoïque pour l'émission de données.

Le réseau est placé sur le mât et piloté à l'aide de deux USRPs synchronisées par un Octoclock, comme en fonctionnement réception. Les USRPs sont ici utilisées pour générer des signaux analogiques à la fréquence de travail du réseau d'antennes piloté. Les signaux émis par le réseau sont captés par l'antenne cornet. Cette dernière, utilisée comme émetteur dans le chapitre 2, est ici le récepteur. Les signaux reçus par le cornet sont ainsi utilisés pour calculer le gain par logiciel (cf. section 2.4.4 du chapitre 2) et tracer le diagramme de rayonnement du réseau émetteur, au facteur d'atténuation en espace libre près (section 1.1.5). Puisque la rotation du mât doit être synchrone avec l'enregistrement des données (ici, les signaux reçus par le cornet), le moteur est contrôlé par l'ordinateur pilotant l'USRP reliée au cornet. L'architecture client-serveur, le protocole TCP/IP et le bloc GNU Radio d'automatisation de mesure utilisés sont les mêmes qu'en fonctionnement réception.

### 3.1.2 Problématique de l'émission de données par rapport à la réception

#### Rappel sur la réception de données

La problématique liée à la réception de données à l'aide d'un réseau d'antennes piloté par USRPs en fonctionnement réception est développée dans la section 2.4 du chapitre 2. Pour rappel, l'antenne cornet est alors utilisée pour émettre un signal reçu par le réseau. Dans ce cas, les signaux de chaque voie $n$ subissent des déformations qu'il convient de prendre en compte pour le pilotage de réseaux d'antennes. La modélisation des signaux et des déformations qu'ils subissent est détaillée dans la section 2.4.1 du chapitre 2.

**Problématique de l'émission de données**

Par opposition à la problématique de la réception de données, l'émission de données consiste à générer un signal analogique à une fréquence porteuse $f_0$ sur chaque antenne du réseau à partir d'un signal numérique en bande de base $sig_{BB}$ (cf. section 2.4.1 du chapitre 2). On considère les mêmes effets aux chaînes de conversion des USRPs près et on reprend les mêmes notations qu'en fonctionnement réception.

Pour différencier la problématique de l'émission de données de la précédente, on redéfinit néanmoins :

— le signal analogique réel en bande de base *sig(t)* portant l'information que l'on souhaite transmettre.

— le signal numérique en bande de base $sig_{BB}$, échantillonné avec une période d'échantillonnage $T_e$, dont on dispose sous GNU Radio.

$$sig_{BB} = sig_{BB}[n_{ech}] = sig(n_{ech}.T_e) + j.\widehat{sig}(n_{ech}.T_e) \tag{3.1}$$

— l'équivalent complexe en bande de base (ou enveloppe complexe) du signal *sig(t)*. Il correspond à la conversion numérique-analogique et modulation I/Q du signal $sig_{BB}$, sans déformation.

$$\widetilde{sig}(t) = sig(t) + j.\widehat{sig}(t)\,,\ \text{où } \widehat{sig}(t) \text{ est la transformée de Hilbert de sig(t)} \tag{3.2}$$

— le signal analogique réel transposé à la fréquence porteuse $f_0$. Il peut être retrouvé à partir du signal complexe à la fréquence $f_0$ par la relation :

$$sig_{RF}(t) = \mathrm{Re}\{\widetilde{sig}(t)\, e^{j\,2\pi\, f_0\, t}\} \tag{3.3}$$

— les déformations dues à la conversion des signaux numériques émis dans le domaine analogique. Le déphasage et le gain ainsi créés sur chaque voie $n$ dépendent de la chaîne de conversion numérique-analogique de l'USRP associée.

$$A_{\text{USRP TX n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{USRP TX n}}} \tag{3.4}$$

— les déformations introduites par le rayonnement de l'antenne cornet, utilisée comme récepteur.

$$A_{RX}\, e^{j\Delta\varphi_{RX}} \tag{3.5}$$

Sur la base de ces notations et des notations du chapitre 2, la figure 3.2 illustre ainsi la problématique pour l'émission de données à l'aide d'un réseau d'antennes piloté par USRPs.

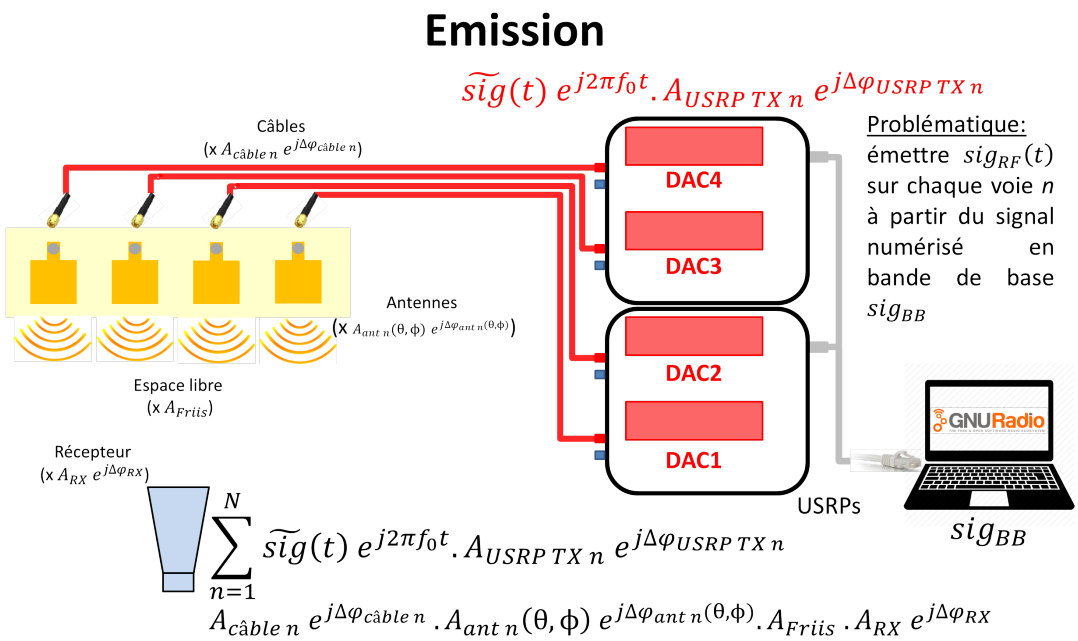



FIGURE 3.2 – Problématique de la réception de données en alignement de phase à l'aide d'USRPs.

Comme en fonctionnement réception, les signaux de chaque voie $n$ peuvent être pondérés en amplitude et en phase. Ainsi pour un réseau de $N$ antennes, le signal reçu au niveau de l'antenne cornet est la somme des signaux pondérés émis, soit :

$$\begin{aligned} sig_{\text{reçu par cornet}}(t,\theta,\phi) = \sum_{n=1}^{N} & \widetilde{sig}(t)\, e^{j2\pi f_0 t}.A_{\text{USRP TX n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{USRP TX n}}}. \\ & A_{\text{câble n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{câble n}}}.A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\, e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)}.A_{Friis}. \\ & A_{RX}\, e^{j\Delta\varphi_{RX}}.\,\|w_n^*\|.e^{j[k(x_n \sin\theta\cos\phi + y_n \sin\theta\sin\phi + z_n \cos\theta) + \angle w_n^*]} \end{aligned} \tag{3.6}$$

De la même façon qu'en fonctionnement réception, les différentes déformations subies par les signaux analogiques sur chaque voie $n$ s'opposent à un fonctionnement en alignement de phase. Les déformations introduites par les câbles, les diagrammes de rayonnement individuels des antennes et l'atténuation en espace libre sont systématiques pour un montage expérimental et une configuration donnés. En revanche, les déformations introduites par les chaînes de conversion des USRPs présentent une nature aléatoire et doivent être compensées à l'aide d'une calibration automatisée avant toute mesure (cf. section 2.4.3 du chapitre 2).

Contrairement au cas d'un fonctionnement en réception cependant, ces déformations ne sont pas visibles au niveau des signaux numérisés en bande de base. Ces déformations de nature aléatoire peuvent néanmoins être compensées par logiciel si l'information sur les déformations subies par les signaux émis peut être récupérée. Une boucle de régulation peut donc être envisagée pour calculer les compensations à appliquer sur chaque voie en bande de base numérique mais, contrairement à un fonctionnement en réception, nécessite des composants supplémentaires, présentés dans la section suivante.

## 3.2 Solution proposée : le circuit de calibration

Afin d'obtenir l'information sur les déformations subies par les signaux de chaque voie à cause des chaînes de conversion numériques-analogiques, il est proposé d'utiliser les voies d'acquisition en réception d'une USRP pour numériser une copie des signaux émis sur chaque voie utilisée en émission. L'ajout de composants RF passifs doit alors permettre de visualiser les copies des signaux émis, calculer les déformations subies et les compenser par logiciel, sur l'ensemble de la plage de fréquence permise par les USRPs. La boucle de régulation ainsi formée doit également permettre aux signaux d'alimenter les antennes du réseau piloté sans changement du câblage après calibration. Ce système est appelé "circuit de calibration" dans la suite de ce manuscrit.

### 3.2.1 Principe du montage en fonctionnement réel

La figure 3.3 illustre l'utilisation du circuit de calibration en fonctionnement réel. Le circuit de calibration doit permettre de recevoir, sur les ports de réception RX1 et RX2 d'une seule USRP, une copie des signaux émis sur les ports d'émission TX1 à TX4 des USRPs. Les signaux émis doivent toujours alimenter les antennes du réseau piloté, via les ports CH1 à CH4 du circuit de calibration. Pour permettre la visualisation des différents signaux sur les ports RX1 et RX2 sans modification du câblage, des commutateurs sont pilotés à l'aide de cinq broches analogiques. Un PCDuino est utilisé car disponible au moment de l'expérimentation (cf. figure 3.3), bien qu'un microcontrôleur beaucoup moins cher soit suffisant pour piloter ces broches analogiques.

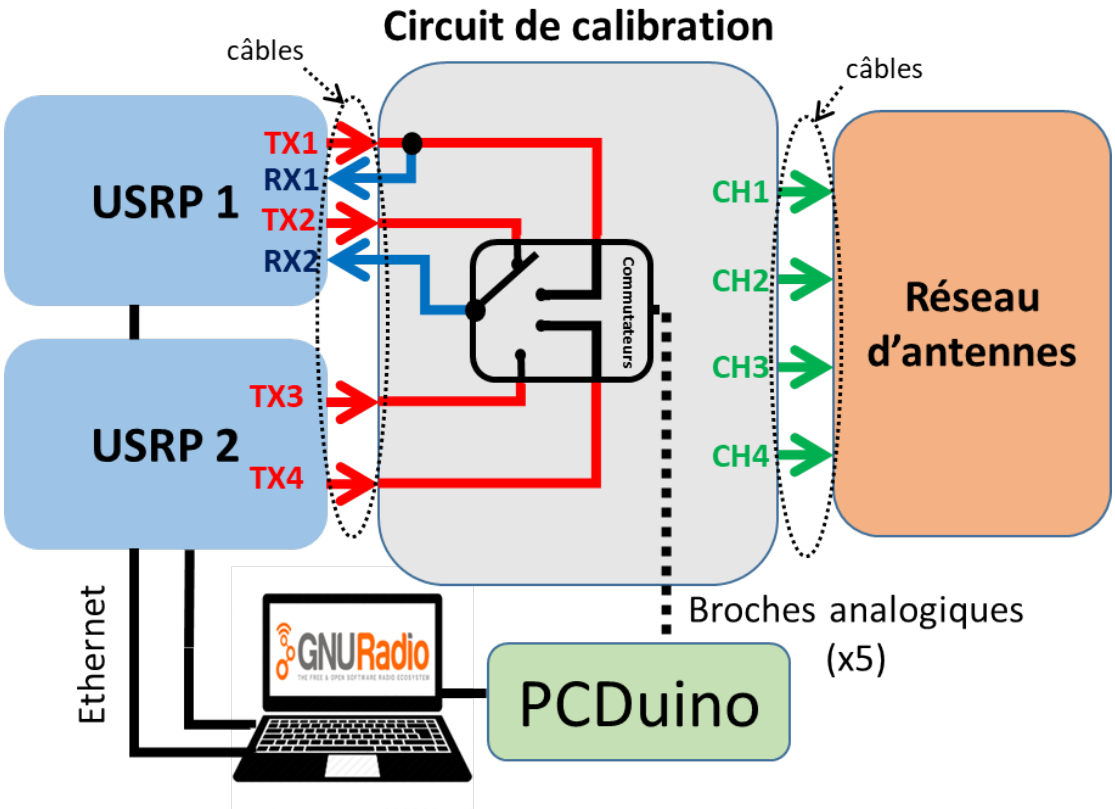



FIGURE 3.3 – Schéma du montage final en fonctionnement émission.

### 3.2.2 Modélisation des signaux et déformations

Le circuit de calibration doit permettre de calculer les pondérations qui compenseront les déformations subies par les signaux lors de leur conversion du domaine numérique au domaine analogique et leur passage par ce circuit de calibration jusqu'au réseau d'antennes. Certains termes d'atténuation et de déphasage ont déjà été introduits dans la section 3.1. D'autres sources de déformations sont introduites par les composants RF constitutifs du circuit de calibration et par la conversion analogique-numérique des signaux sur les voies RX1 et RX2. Pour plus de lisibilité dans les calculs des sections suivantes, les déformations (variation d'amplitude et déphasage) subies par les signaux sont redéfinies par un unique nombre complexe. Ainsi dans la suite du raisonnement, les déformations que subissent les signaux sont représentées par des expressions complexes notées comme suit :

— $T_n$ : la variation d'amplitude et le déphasage subis par $sig_{BB}$ lors de sa conversion numérique-analogique et transposition à la fréquence de travail $f_0$, sur la voie $n$. Le but du circuit de calibration est de permettre d'isoler et de compenser les valeurs de $T_n$. Les déformations $T_n$ correspondent aux termes d'amplitude et de phase pris en compte dans la section 3.1, selon la relation :

$$T_n = A_{\text{USRP TX n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{USRP TX n}}} \tag{3.7}$$

— $C_{i,\ TXn}$ : l'atténuation et le déphasage subis par le signal entre le port en émission d'une USRP et le réseau. Les déformations $S_{\text{chemin i, voie n}}$ associées aux différents chemins $i$ que les signaux peuvent emprunter dans le circuit de calibration (cf. section 3.2.3) sont mesurées à l'aide du VNA présenté dans la section 2.2.1 du chapitre 2 pour toute la plage de fonctionnement en fréquence, chaque voie $TXn$, et sont utilisées pour calculer les valeurs de $C_{i,\ TXn}$. Les câbles (cf. figure 3.3) sont numérotés et pris en compte lors des mesures à l'aide du VNA :

$$\begin{aligned} C_{\text{i, TXn}} &= A_{\text{câble TXn}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{câble TXn}}} \,.\, S_{\text{chemin i, voie n}} \,.\, A_{\text{câble CHn}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{câble CHn}}} \\ &= A_{\text{câble TXn}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{câble TXn}}} \,.\, A_{\text{chemin i, voie n}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{chemin i, voie n}}} \,.\, A_{\text{câble CHn}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{câble CHn}}} \end{aligned} \tag{3.8}$$

— $R_1$ et $R_2$ : l'atténuation et le déphasage subis par le signal lors de sa conversion analogique-numérique sur la voie RX1 ou RX2.

### 3.2.3 A l'intérieur du circuit de calibration

Le circuit de calibration est placé entre les USRPs et le réseau d'antennes, comme dans la figure 3.3. Les signaux émis par les USRPs (voies TX1 à TX4 sur le schéma) parviennent jusqu'au réseau (CH1 à CH4), mais doivent également pouvoir être observés via deux voies d'acquisition en réception, RX1 et RX2 respectivement sur le schéma. Pour ce faire, le circuit de calibration embarque les composants RF passifs suivants :

— quatre coupleurs ZFBDC16-63HP+ (-20 dB sur la sortie couplée) [132], représentés dans le rectangle jaune à gauche sur la photo figure 3.4 (superposés deux par deux). Les voies directes de ces coupleurs sont liées au réseau (CH 1 à 4) tandis qu'une fraction des signaux émis est accessible via les voies couplées pour bouclage vers les voies RX1 et/ou RX2.

— trois commutateurs ZFSWA2-63DR+ [133], visibles dans le rectangle violet en bas à droite sur la photo figure 3.4 (deux superposés). Selon la configuration, ces commutateurs permettent de visualiser sur la voie RX2 l'une des quatre voies en émission TX1 à TX4.

— un diviseur de puissance ZN2PD2-63+ [134], dans le rectangle orange en haut à droite sur la photo figure 3.4. Il permet de diviser le signal couplé de la voie TX1, choisie comme référence, d'une part vers la voie RX1, d'autre part vers les commutateurs pour que la voie TX1 soit également visualisable via RX2.

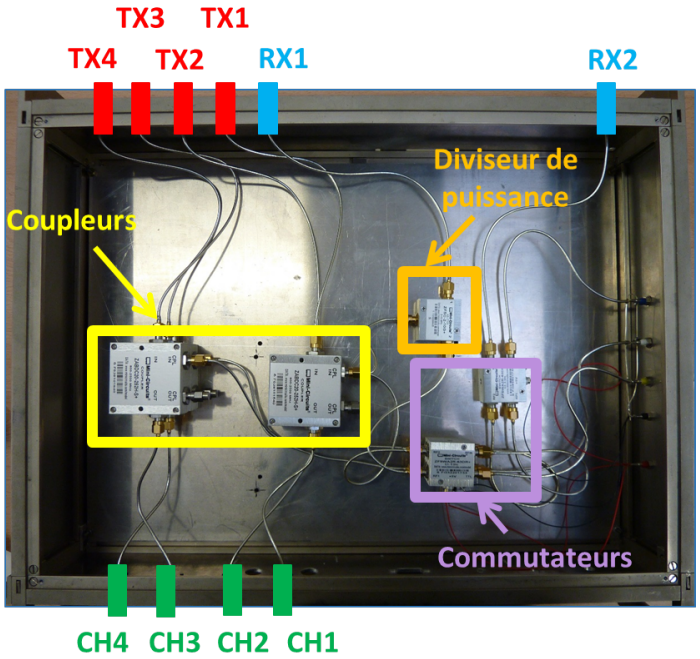



FIGURE 3.4 – Photo du circuit de calibration.

La plage de fréquence autorisée par le constructeur pour l'ensemble des composants RF est [700 ; 6000] MHz, contre [50, 6000] MHz pour les cartes filles des USRPs. Les composants choisis permettent ainsi, d'après les spécifications du constructeur, un fonctionnement normal pour la majeure partie de la plage de fréquence indiquée par le constructeur des USRPs. Les mesures présentées dans ce chapitre se limitent ainsi à la plage [700 ; 6000] MHz.

Trois chemins peuvent ainsi être empruntés par les signaux émis sur les voies TX1 à TX4. Ils sont détaillés dans la liste ci-après et représentés figure 3.5.

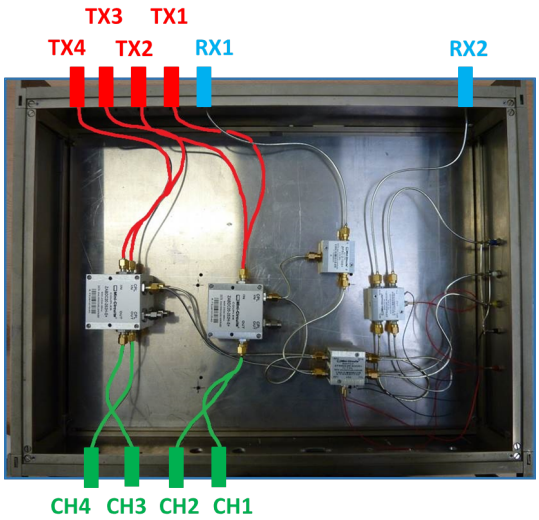
— chemin 1 (figure 3.5a) : les signaux émis sur les voies TX1 à TX4 vont directement jusqu'au réseau d'antennes. Les signaux arrivant sur les voies $n$ du réseau subissent des déformations dues aux chaînes de conversion numérique-analogique et au chemin parcouru dans le circuit de calibration. Ils s'écrivent ainsi :

$$sig_{\text{chemin 1, voie n}}(t) = \widetilde{sig}(t).T_n.C_{1,\ \text{TX}_\text{n}} \tag{3.9}$$

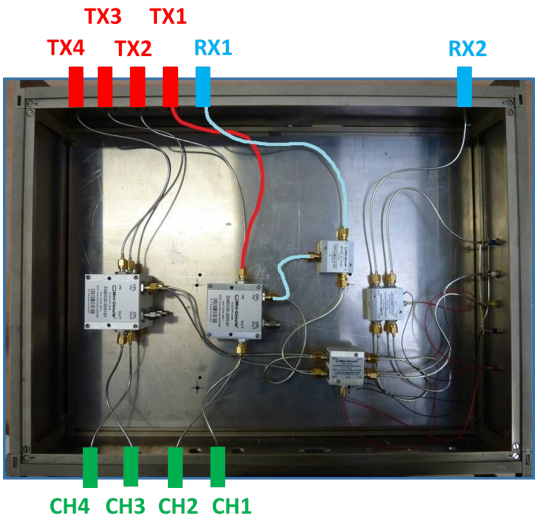
— chemin 2 (figure 3.5b) : le signal de la voie TX1 est en permanence visualisable sur la voie RX1 et sert de référence pour les calculs et compensations à appliquer. Le signal reçu via RX1 et visualisé par logiciel subit des déformations dues à la chaîne de conversion de la voie TX1, au chemin 2 du circuit de calibration, et à la chaîne de conversion de la voie RX1. Il s'écrit ainsi :

$$sig_{\text{numérisé via RX1}} = sig_{BB}.T_1.C_{2,\ \text{TX1}}.R_1 \tag{3.10}$$

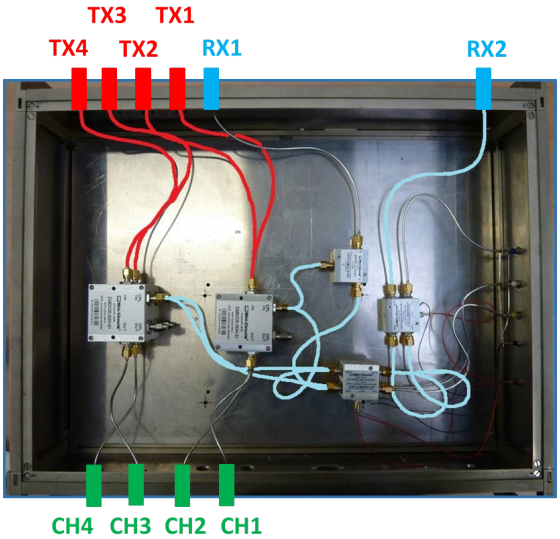
— chemin 3 (figure 3.5c) : chacun des signaux émis sur les voies TX1 à TX4 peut être visualisé sur la voie RX2 en fonction des commandes envoyées aux commutateurs




(a) Chemin 1 : chemin direct des USRPs vers le réseau.




(b) Chemin 2 : TX1 est bouclé sur RX1 en permanence.




(c) Chemin 3 : Les voies TX 1 à 4 sont visualisables sur RX2 selon les commandes envoyées aux commutateurs.

FIGURE 3.5 – Les différents chemins que les signaux émis sur les voies TX 1 à 4 peuvent emprunter.

à l'aide du PCDuino. Le signal visualisé par logiciel via la voie RX2 subit des déformations dues à la chaîne de conversion de la voie $\mathrm{TX_n}$, au chemin 3 du circuit de calibration correspondant à la voie $n$, et à la chaîne de conversion de la voie RX2. Le signal visualisé s'écrit donc :

$$sig_{\text{numérisé via RX2, voie n}} = sig_{BB}.T_n.C_{3,\ \mathrm{TXn}}.R_2 \tag{3.11}$$

### 3.2.4 Algorithme de calibration en émission

Le bouclage sur les voies RX1 et RX2 des signaux émis doit permettre de calculer les déformations $T_n$ introduites par les chaînes de conversion des voies TX1 à TX4, mais la réception de signaux via les voies RX1 et RX2 introduit elle-même des déformations $R_1$

et $R_2$ de nature aléatoire (cf. section 2.4.3 du chapitre 2) qui s'ajoutent aux premières (cf. équations 3.10 et 3.11). Dans un premier temps, il est donc nécessaire d'isoler ces déformations supplémentaires pour pouvoir, par la suite, compenser uniquement les déformations $T_n$. L'algorithme de calibration en émission compare donc d'abord le même signal sur les deux ports en réception RX1 et RX2 pour isoler les déformations $R_1$ et $R_2$ à la fréquence de travail fixée $f_0$. Le résultat de ces calculs est appelé $\alpha_{12}$, comme dans l'équation 3.12.

$$\begin{aligned}\frac{C_{3,\ \mathrm{TX1}}}{C_{2,\ \mathrm{TX1}}} \cdot \frac{sig_{\text{numérisé via RX1}}}{sig_{\text{numérisé via RX2, voie 1}}} &= \frac{C_{3,\ \mathrm{TX1}}}{C_{2,\ \mathrm{TX1}}} \cdot \frac{sig_{BB}.T_1.C_{2,\ \mathrm{TX1}}.R_1}{sig_{BB}.T_1.C_{3,\ \mathrm{TX1}}.R_2} \\ &= \frac{R_1}{R_2} \\ &= \alpha_{12}\end{aligned} \tag{3.12}$$

La connaissance de $\alpha_{12}$ permet de retirer les déformations $R_1$ et $R_2$ uniquement dues aux chaînes de conversion numérique-analogique des équations suivantes. Ainsi pour n'importe quelle voie TXn autre que la voie TX1, il est possible de calculer par logiciel :

$$\begin{aligned}\frac{C_{3,\ \mathrm{TXn}}}{C_{2,\ \mathrm{TX1}}} \cdot \frac{sig_{\text{numérisé via RX1}}}{sig_{\text{numérisé via RX2, TXn}}.\alpha_{12}} &= \frac{C_{3,\ \mathrm{TXn}}}{C_{2,\ \mathrm{TX1}}} \cdot \frac{sig_{BB}.T_1.C_{2,\ \mathrm{TX1}}.R_1.R_2}{sig_{BB}.T_n.C_{3,\ \mathrm{TXn}}.R_2.R_1} \\ &= \frac{T_1}{T_n} \\ &= \beta_{1n}\end{aligned} \tag{3.13}$$

Enfin, la connaissance des termes $\beta_{1\mathrm{n}}$ permet de compenser les déformations dues aux chaînes de conversion numérique-analogique et aux chemins directs vers le réseau d'antennes uniquement. L'équation 3.14 montre les signaux générés par logiciel après calcul des différents $\beta_{1\mathrm{n}}$ :

$$sig_{\mathrm{BB\ TXn}} = sig_{BB} \cdot \frac{\beta_{1n}}{C_{1,\ \mathrm{TXn}}} = \frac{sig_{BB}.T_1}{C_{1,\ \mathrm{TXn}}.T_n} \tag{3.14}$$

Les signaux analogiques à la fréquence de travail $f_0$ disponibles au niveau des ports TXn s'écrivent alors :

$$sig_{\mathrm{TXn}}(t) = \frac{\widetilde{sig}(t)\, e^{j\,2\pi\, f_0\, t}.T_1.T_n}{C_{1,\ \mathrm{TXn}}.T_n} = \frac{\widetilde{sig}(t)\, e^{j\,2\pi\, f_0\, t}.T_1}{C_{1,\ \mathrm{TXn}}} \tag{3.15}$$

Les signaux générés par logiciel selon l'équation 3.14 et émis à la fréquence $f_0$ via les voies TXn atteignent ensuite le réseau d'antennes (CH n) après avoir subi les déformations décrites par l'équation 3.16 :

$$sig_{\text{CH n avec compensation}}(t) = sig_{\mathrm{TXn}}(t).C_{1,\ \mathrm{TXn}} = \widetilde{sig}(t)\, e^{j\,2\pi\, f_0\, t}.T_1 \tag{3.16}$$

L'équation 3.16 montre que l'expression des signaux arrivés au niveau du réseau d'antennes est indépendante de l'indice $n$. La calibration en phase des différentes voies en fonctionnement en émission peut donc être assurée par le montage présenté, à l'aide d'un algorithme GNU Radio capable de déclencher la procédure de calibration à chaque demande de l'utilisateur et de compenser les déformations calculées.

### 3.2.5 Pilotage par PCDuino

Afin de visualiser l'ensemble des voies à calibrer sur une unique voie en réception (RX2 ici), des commutateurs sont commandés en tension pour permettre à l'algorithme implémenté sous GNU Radio de choisir la voie à visualiser en fonction des calculs réalisés. Afin de commander ces commutateurs en tension, un PCDuino [135] est connecté à l'ordinateur principal par un câble Ethernet. Un programme C exécuté dès le démarrage de Linux sur le PCDuino reçoit par Ethernet la configuration requise par l'ordinateur et impose les valeurs de tensions correspondantes aux broches "General Purpose Input Output" (GPIO) de la carte. La figure 3.6 montre le montage ainsi utilisé pour piloter les commutateurs du circuit de calibration.

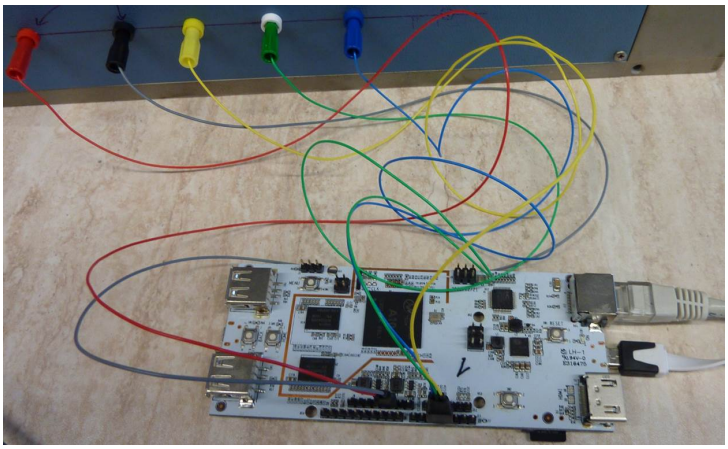


FIGURE 3.6 – Utilisation des broches GPIO d'un PCDuino pour commander les commutateurs gérant la voie bouclée sur RX2.

### 3.2.6 Implémentation de la calibration automatisée sous GNU Radio

Un bloc GNU Radio est implémenté pour calculer les termes $\alpha_{12}$ et $\beta_{1n}$ de compensation des déformations, envoyer au PCDuino les commandes pour piloter les commutateurs et appliquer en logiciel les compensations décrites par l'équation 3.14.

#### Fonctionnalités du bloc

La figure 3.7 montre le bloc implémenté sous GNU Radio.

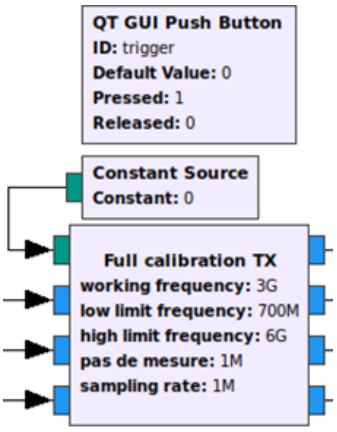



FIGURE 3.7 – Bloc de pilotage du circuit de calibration et calibration automatisée en émission, vu dans GRC.

L'utilisateur indique la fréquence de fonctionnement pour piloter le réseau, les fréquences limites et le pas de mesure correspondant aux paramètres S du circuit de calibration stockés en mémoire, et la fréquence d'échantillonnage. La première entrée du bloc (flux d'entiers, en vert dans GNU Radio) permet à l'utilisateur de déclencher une calibration automatisée. Dès que la procédure de calibration est terminée, l'utilisateur peut en déclencher une autre. Le premier flux de données complexes (en bleu dans GNU Radio) correspond au signal visualisé sur RX1, le second au signal visualisé sur RX2 et le troisième au signal qui doit être émis via les voies $TX_i$. L'équation 3.14 est appliquée au signal d'entrée et les signaux compensés sont accessibles pour émission et/ou traitement en sortie du bloc.

### Machine à états

Afin de rendre l'ensemble des calculs présentés dans la section 3.2.4 compatibles avec la gestion des flux de données de GNU Radio, une machine à états est implémentée comme décrit dans la figure 3.8.

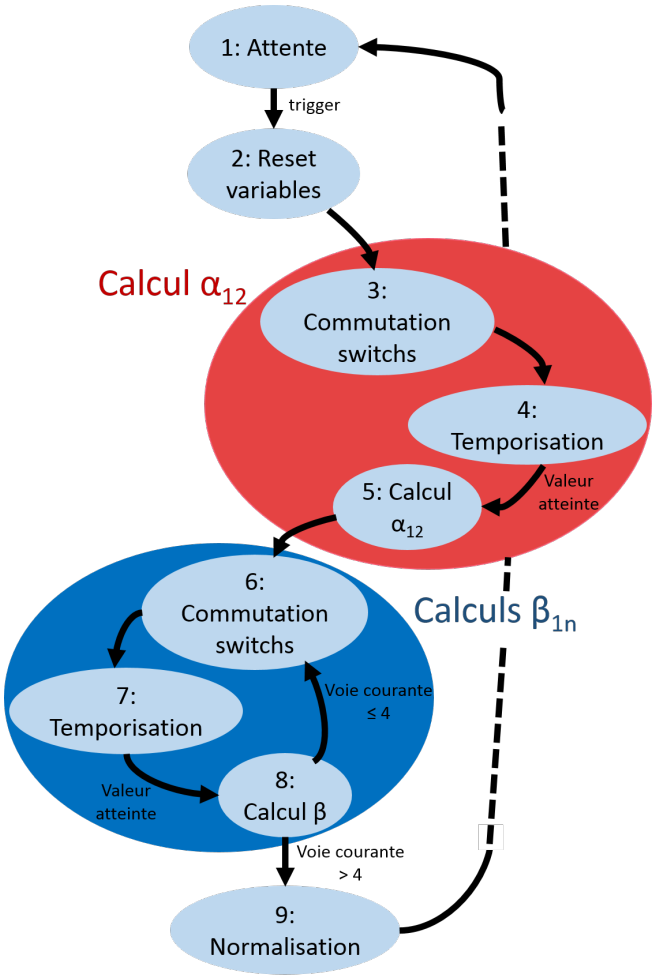



FIGURE 3.8 – Machine à états implémentée sous GNU Radio pour piloter le circuit de calibration et automatiser la calibration des voies en émission.

Les deux premiers états attendent le déclenchement de l'utilisateur et forcent les conditions initiales nécessaires à l'exécution du programme. Les états suivants permettent le calcul des termes $\alpha_{12}$ et $\beta_{1n}$ respectivement. Des compteurs sont incrémentés à chaque appel du bloc dans les états 4 et 7 pour tenir compte du temps de commutation des commutateurs, et ainsi assurer que la voie visualisée lors de chaque calcul est celle d'in-

térêt. Les calculs permettant également de compenser les différences d'atténuation entre les voies, la norme des nombres complexes $\beta_{1n}$ est généralement supérieure à 1. Cependant GNU Radio limite l'amplitude des signaux émis sur les voies $TX_n$ pour empêcher l'utilisateur de contourner les limitations de gain imposées par le matériel. Pour cette raison, l'état 9 ajuste les termes $\beta_{1n}$ pour normaliser les amplitudes des signaux corrigés.

La durée nécessaire pour la procédure de calibration automatisée (l'ensemble des états de la figure 3.8) dépend du nombre de voies $n$ à calibrer, des durées fixées pour les temporisations (qui doivent respecter les temps de commutations des composants) et de la fréquence d'échantillonnage des signaux. Pour les mesures réalisées avec quatre voies, la durée nécessaire est d'environ une seconde.

## 3.3 Validation expérimentale de la calibration automatisée

La section suivante présente l'expérimentation utilisée pour valider le fonctionnement du circuit de calibration et de l'algorithme implémenté.

### 3.3.1 Expérimentation proposée

On propose ici de brancher l'oscilloscope présenté dans la section 2.2.2 du chapitre 2 sur les quatre voies en sortie du circuit de calibration, à la place du réseau d'antennes dans l'application finale, afin de mesurer les déphasages et différences d'amplitude entre les signaux de chaque voie avant et après calibration. Le montage expérimental résultant est représenté dans la figure 3.9. Les mesures sont réalisées de 700 MHz à 6 GHz, avec un point de mesure tous les 100 MHz.

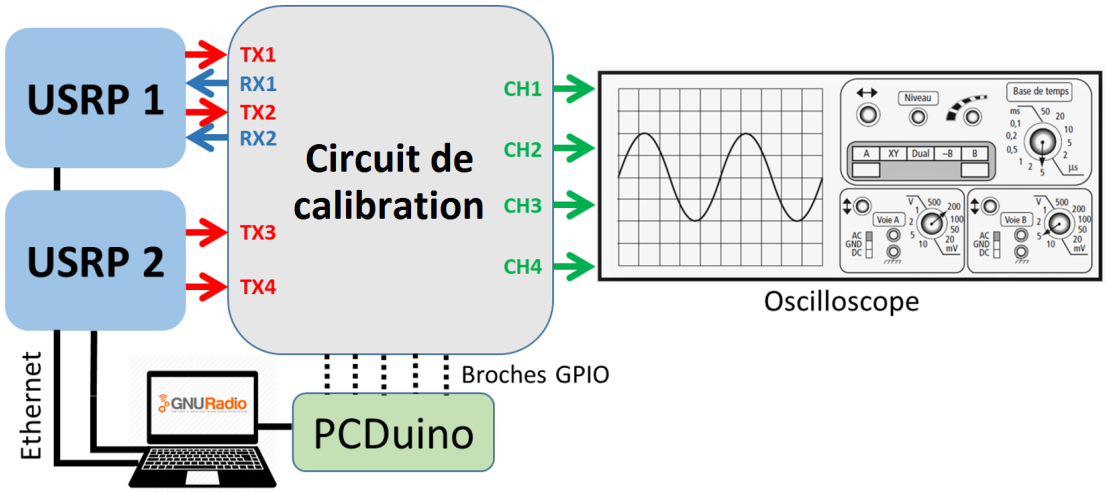


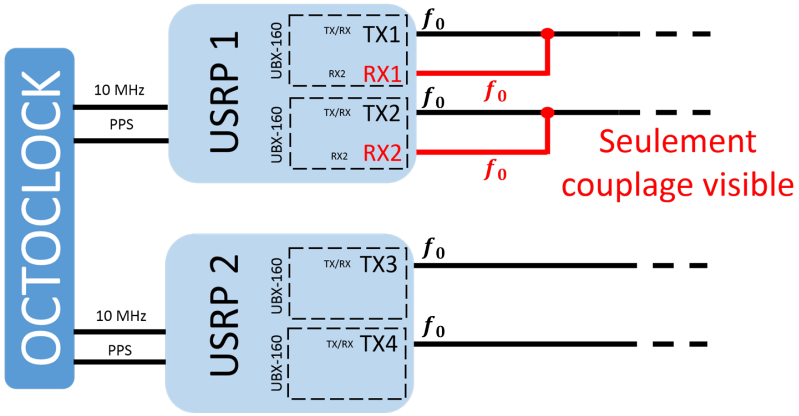

FIGURE 3.9 – Montage expérimental proposé pour valider le fonctionnement du circuit de calibration.

### 3.3.2 Couplages entre les voies d'une même USRP

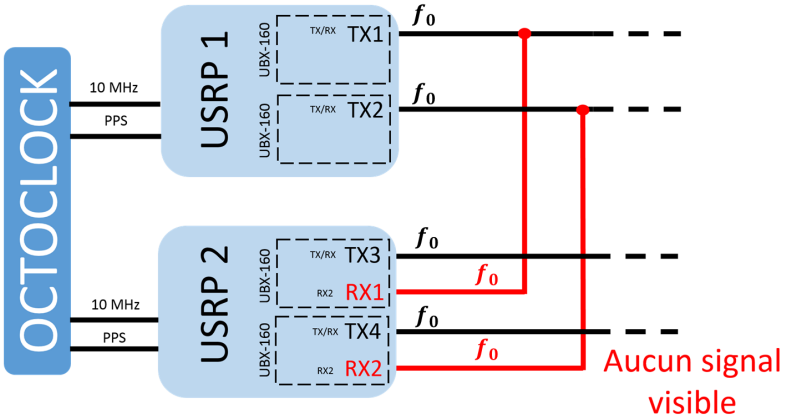
#### Problématique rencontrée

Le bouclage des signaux émis sur des voies dédiées à la réception implique de fixer la même fréquence porteuse $f_0$ sur les voies utilisées en émission et en réception. Or le fonctionnement des USRPs en duplex est assuré par le fabricant en supposant des fréquences porteuses différentes pour l'émission et la réception. Dans le cas où la fréquence porteuse est la même, un fort couplage est observable sur les voies d'acquisition

en réception et s'oppose à la visualisation des signaux bouclés. La figure 3.10 illustre les problèmes observés pour différents montages.




(a) En cas de bouclage sur les ports RX d'une même USRP, seul le couplage induit par les ports TX est observable.

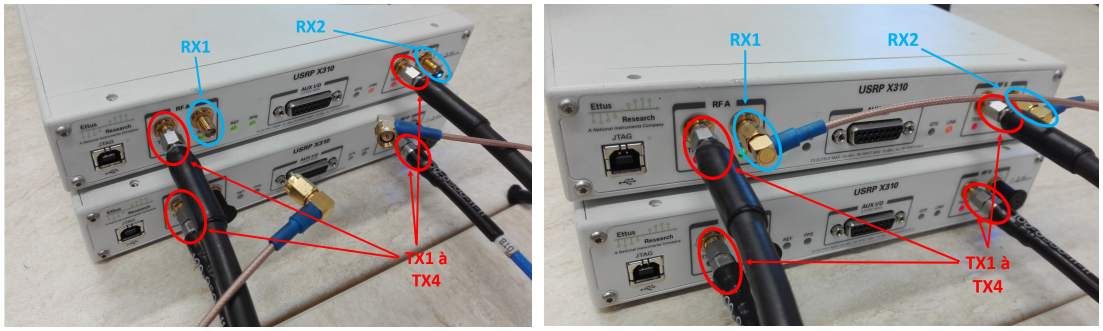



(b) En cas de bouclage sur les ports RX d'une autre USRP utilisée en émission à $f_0$, aucun signal n'est observable.

FIGURE 3.10 – Bouclage sur l'une ou l'autre USRP et problème associé.

### Mise en évidence

On propose ici de mettre en évidence le problème rencontré lorsque les voies en émission et en réception d'une même USRP sont utilisées à la même fréquence porteuse. Pour cela, un même signal sinusoïdal pur est émis sur les voies TX1 à TX4 de deux USRPs à une fréquence porteuse (ici 3 GHz) tandis que les voies RX1 et RX2 de la première USRP sont utilisées pour recevoir à la même fréquence (configuration de la figure 3.10a). Les signaux observables sur GNU Radio via les ports RX1 et RX2 sont enregistrés avec et sans connexion par câble, comme illustré par la figure 3.11.




(a) Câbles débranchés (b) Câbles branchés

FIGURE 3.11 – Configurations du test pour visualiser les signaux reçus sur RX1 et RX2 avec ou sans connexion au signal émis.

La figure 3.12 compare ainsi les signaux enregistrés sur les voies RX1 et RX2 dans les deux configurations.

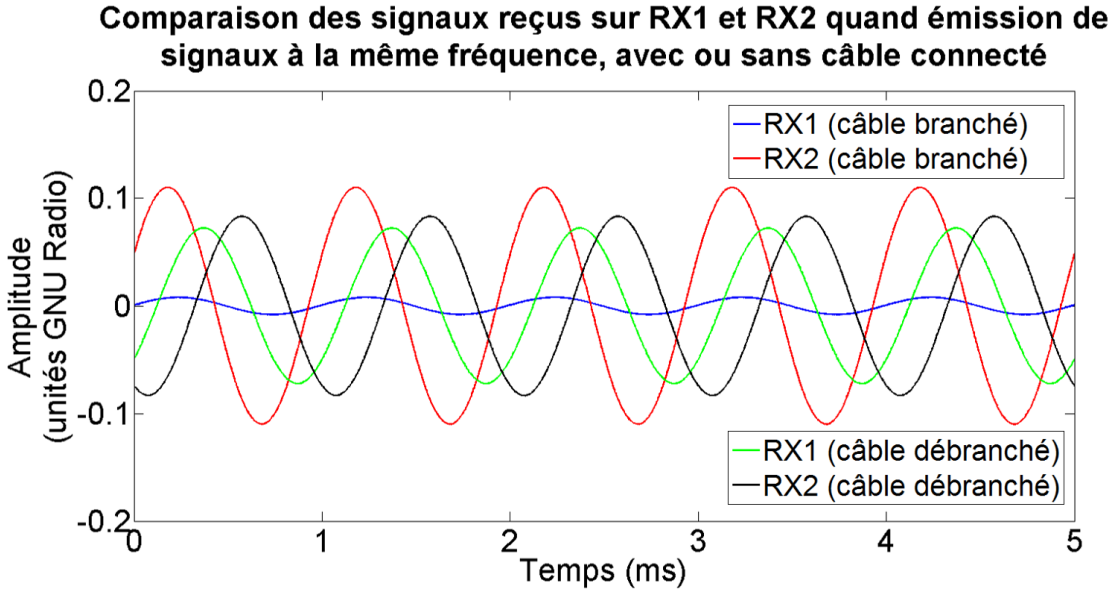



FIGURE 3.12 – Enregistrement des signaux reçus sur RX1 et RX2 lorsque des signaux sont émis à la même fréquence porteuse, avec ou sans connexion entre les ports d'émission et de réception.

La figure 3.12 montre que, pour un signal à fréquence porteuse de 3 GHz émis sur les ports TX1 à TX4, des signaux sont observables sur les ports RX1 et RX2 à la même fréquence porteuse, même si aucun câble n'y est connecté.

### Solutions proposées

Pour exécuter l'algorithme de calibration, il est nécessaire de limiter le couplage entre les voies utilisées en émission et en réception. Par exemple, pour l'émission et la réception de signaux en bande étroite, l'utilisateur peut décaler la fréquence porteuse des voies en émission et en réception de $\Delta f$ pour limiter le couplage observable. La bande passante instantanée $B$ disponible au niveau de chaque voie d'acquisition peut alors permettre, avec le traitement numérique nécessaire, de retrouver les signaux d'intérêt. La figure 3.13 illustre cette solution.

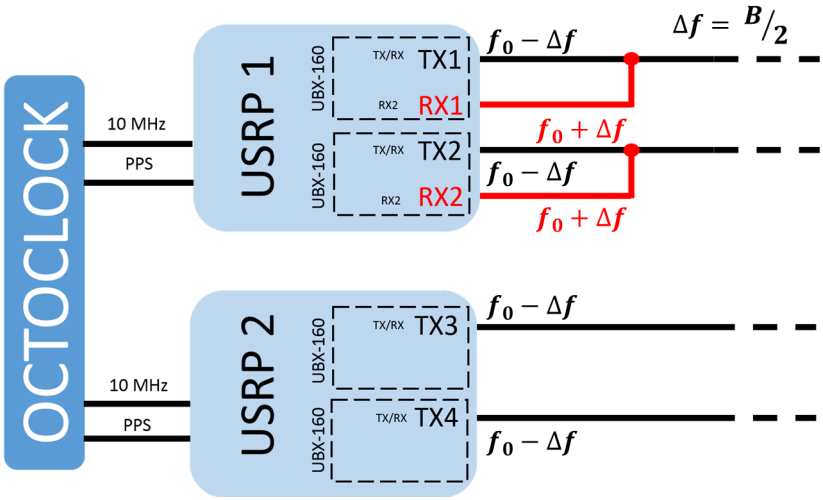



FIGURE 3.13 – Proposition de traitement pour boucler les signaux émis à l'aide de deux USRPs.

Séparer physiquement les voies d'acquisition en émission et en réception permet également de limiter le couplage induit entre les différentes voies. L'ensemble des mesures présentées dans ce chapitre a ainsi été réalisé en utilisant une troisième USRP uniquement dédiée à la réception des signaux bouclés, afin de limiter le couplage entre voies. Dans cette configuration, aucun signal n'est observable sur les ports RX1 et RX2 de la troisième USRP tant qu'aucun câble n'y est connecté, comme illustré par la figure 3.14.

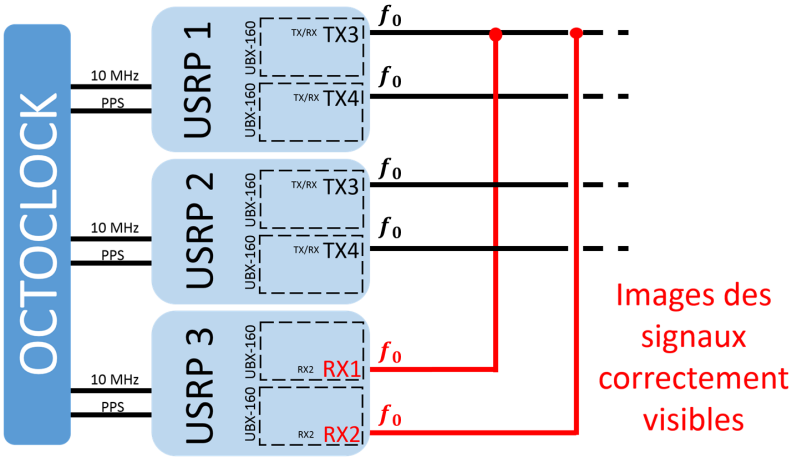



FIGURE 3.14 – Boucler les signaux sur une 3ième USRP permet d'observer les signaux.

La figure 3.15 présente le montage expérimental mis à jour pour la validation expérimentale du circuit de calibration. L'ensemble des mesures réalisées pour l'émission de données en alignement de phases utilise également une troisième USRP pour limiter le couplage inter-voies.

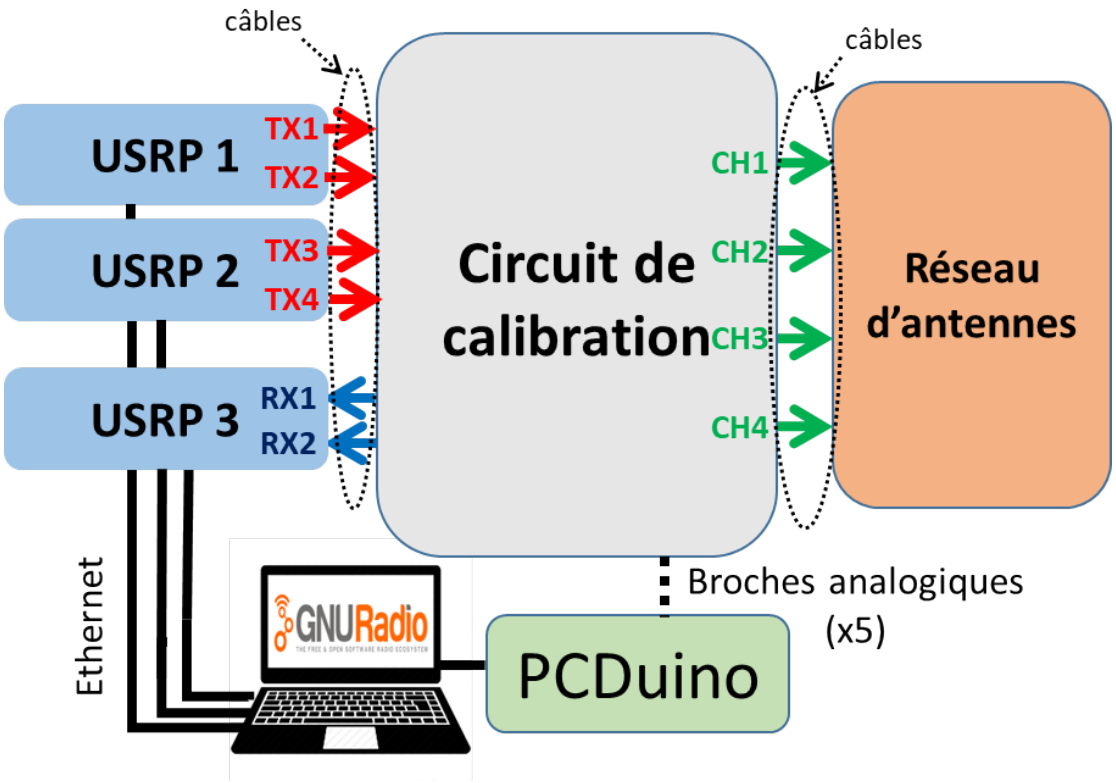



FIGURE 3.15 – Schéma expérimental mis à jour pour limiter le couplage inter-voies et utilisé pour les mesures présentées.

### 3.3.3 Résultats avant et après calibration automatisée

Le montage de la figure 3.9 est mis à jour avec une 3$^{\text{ème}}$ USRP, comme présenté dans la section précédente. Le montage résultant est ensuite utilisé pour calculer les différences d'amplitude et les déphasages entre les signaux des voies CH1 à CH4, pour chaque point de mesure avant et après exécution de l'algorithme de calibration automatisée. Les amplitudes mesurées à l'aide du montage expérimental étant identiques sur chaque voie, même avant calibration (rapports de 1,001 ou 0,999 typiquement), cette section se concentre sur la mesure des déphasages avant et après calibration. La figure 3.16 rassemble les déphasages mesurés entre les voies 2 à 4 par rapport à la voie 1, utilisée comme référence de phase, en parcourant une fois la plage de fréquence définie. Le programme est arrêté et redémarré entre chaque point de mesure, mais les USRPs restent sous tension.

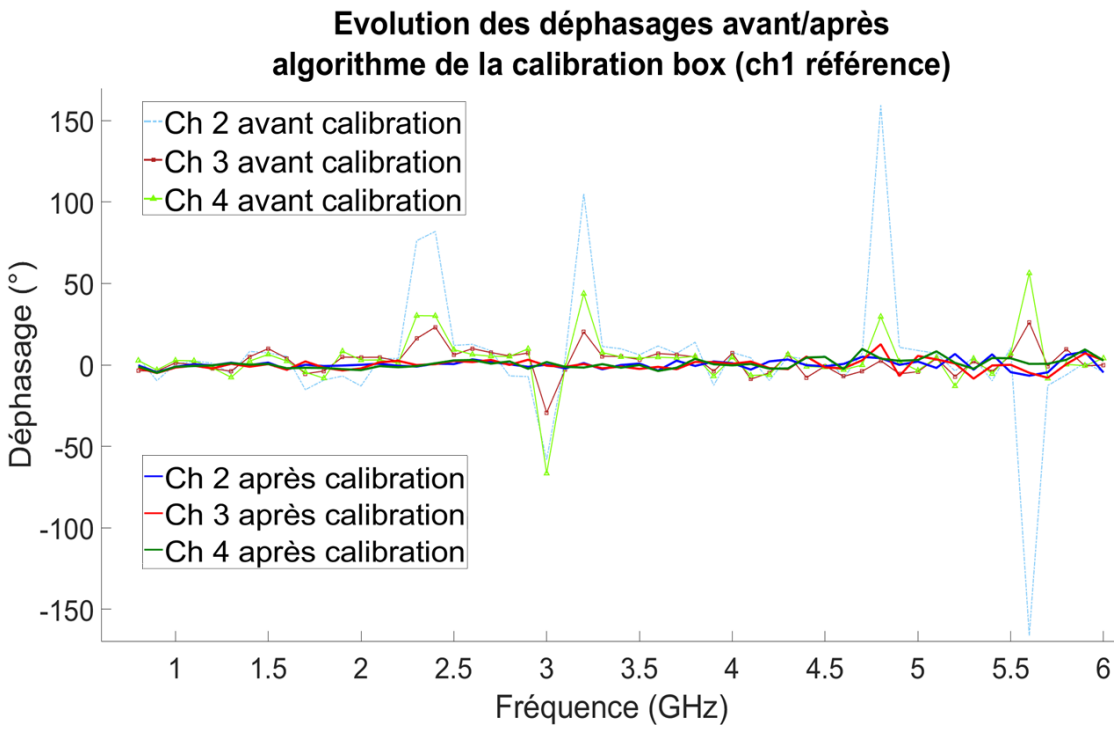



FIGURE 3.16 – Déphasages mesurés par rapport à la voie 1 avant et après calibration automatisée en émission.

Avant calibration, de fortes valeurs de déphasages peuvent être observées pour les points de mesure à 2,3 GHz, 2,4 GHz, 3,2 GHz, 4,8 GHz et 5,2 GHz. Les déphasages introduits par les chaînes de conversion présentant une nature aléatoire, on peut supposer que d'autres pics peuvent apparaître à des fréquences différentes pour une autre mesure. Ces déphasages importants disparaissent cependant après exécution de l'algorithme de calibration, réduisant significativement les déphasages entre voies sur l'ensemble de la plage de fréquence. Les valeurs moyennes et les écarts-types des déphasages entre voies avant et après calibration sont résumés dans le tableau 3.17. Ces valeurs sont calculées à partir des données brutes enregistrées sous forme de flottants et arrondies au dixième de degré, avec un point de mesure pour chaque fréquence de travail.

| | | avant | après |
|---|---|---|---|
| ch2 | moyenne | 5,1° | 0,2° |
| | écart-type | 39,7° | 3,0° |
| ch3 | moyenne | 2,2° | -0,1° |
| | écart-type | 8,6° | 3,6° |
| ch4 | moyenne | 3,3° | 0,7° |
| | écart-type | 15,8° | 3,1° |

FIGURE 3.17 – Moyennes et écarts-types des déphasages mesurés entre voies avant et après calibration automatisée, pour des fréquences de travail de 700 MHz à 6 GHz.

Les valeurs moyennes des déphasages résiduels entre voies après calibration automatisée sont inférieures à 1°, montrant que le système proposé permet un fonctionnement en émission des USRPs en alignement de phase.

| | | avant | après |
|---|---|---|---|
| ch2 | moyenne | 7,9° | -0,1° |
| | écart-type | 29,1° | 1,7° |
| ch3 | moyenne | 3,4° | -0,3° |
| | écart-type | 8,9° | 2,0° |
| ch4 | moyenne | 3,3° | -0,5° |
| | écart-type | 16,4° | 1,9° |

(a) En-dessous de 4 GHz.

| | | avant | après |
|---|---|---|---|
| ch2 | moyenne | 0,4° | 0,8° |
| | écart-type | 53,4° | 4,4° |
| ch3 | moyenne | 0,07° | 0,3° |
| | écart-type | 8,0° | 5,2° |
| ch4 | moyenne | 3,3° | 2,7° |
| | écart-type | 15,1° | 3,7° |

(b) Au-delà de 4 GHz.

FIGURE 3.18 – Moyennes et écarts-types des déphasages mesurés entre voies avant et après calibration automatisée, en-dessous et au-delà de 4 GHz.

La figure 3.16 montre que les déphasages résiduels entre voies après calibration sont plus importants pour les fréquences de fonctionnement les plus élevées. Le tableau 3.18 rassemble les valeurs moyennes et écarts-types des déphasages entre voies avant et après calibration, en séparant les points de mesure en-dessous et au-delà de 4 GHz.

Les tableaux de la figure 3.18 montrent que les déphasages résiduels entre voies sont plus faibles pour des fréquences en-dessous de 4 GHz. Au-delà, les valeurs moyennes des déphasages après calibration conservent le même ordre de grandeur qu'avant calibration. L'écart-type de ces déphasages est cependant réduit après calibration, montrant que les fortes valeurs de déphasages observables en 4,8 et 5,6 GHz sont compensées. De plus, les valeurs moyennes des déphasages après calibration demeurent inférieures à 3° au-delà de 4 GHz. En dehors de la voie 4, ces déphasages demeurent inférieurs à 1°, permettant un fonctionnement en alignement de phase en émission. A ce jour, nous ne savons pas pourquoi les valeurs des déphasages résiduels mesurés sur la voie 4 sont en moyenne plus élevés que pour les autres voies au-delà de 4 GHz. Des mesures de reproductibilité pourraient permettre de vérifier si cette tendance persiste après remise sous tension de l'équipement.

## 3.4 Montage expérimental mis à jour

Le circuit de calibration présenté dans la section 3.2 est placé entre les USRPs et le réseau d'antennes piloté, comme représenté sur la figure 3.3 de la section 3.2.1. Le réseau d'antennes ainsi piloté est placé sur le mât en rotation pour mesures, comme proposé dans la figure 3.1 de la section 3.1.1.

La figure 3.19 montre le graphique GNU Radio du programme utilisé pour piloter les réseaux d'antennes en fonctionnement émission en chambre anéchoïque. Les blocs de traitement d'antennes utilisés pour les mesures sont les mêmes qu'au chapitre 2. Entre les différentes mesures de pilotage de réseaux d'antennes en fonctionnement émission, seuls l'algorithme de traitement d'antennes, la fréquence de travail et le nombre de voies pilotées sont modifiés.

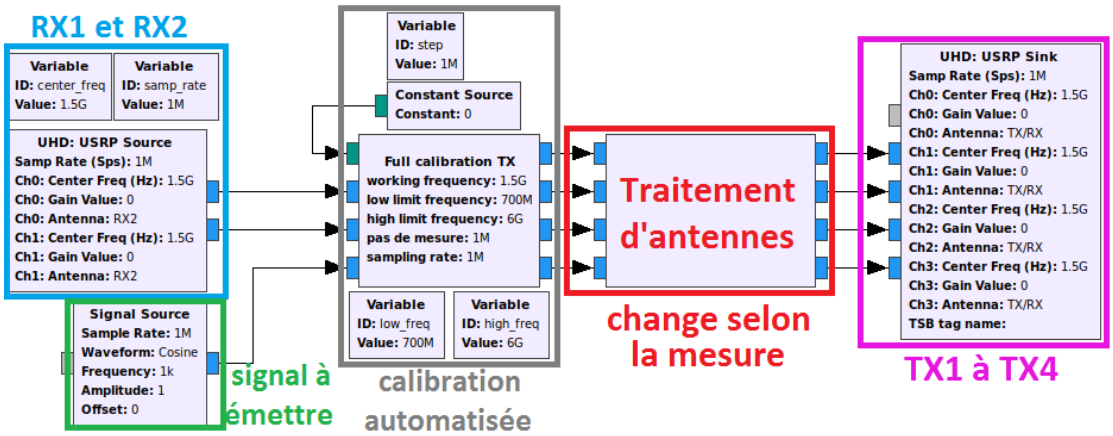



FIGURE 3.19 – Schéma du programme utilisé pour piloter les réseaux d'antennes mesurés en chambre anéchoïque, en émission.

### 3.4.1 Quantification des résultats en fonctionnement émission

L'antenne cornet reçoit la somme des signaux émis par les $N$ antennes du réseau. La section 3.1 a présenté l'expression du signal reçu par l'antenne cornet lorsqu'aucune calibration des voies en émission n'est réalisée, dans l'équation 3.6. La section 3.2 a défini l'expression des signaux arrivant au niveau du réseau après calibration dans l'équation 3.16. L'algorithme de calibration automatisée permet de compenser les déformations dues aux chaînes de conversion numériques-analogiques et aux câbles (voir équations 3.7 et 3.8). Pour arriver au cornet, les signaux émis subissent encore les déformations dues aux diagrammes de rayonnement individuels en champ des antennes et à l'atténuation en espace libre. D'après ces résultats, le signal reçu au niveau de l'antenne cornet après calibration automatisée s'écrit donc :

$$\begin{aligned} & sig_{\text{reçu par cornet après calibration}}(t,\theta,\phi) = \\ & \sum_{n=1}^{N} \widetilde{sig}(t)\, e^{j\,2\pi f_0 t} . A_{\text{USRP TX 1}}\, e^{j\Delta\varphi_{\text{USRP TX 1}}} . \\ & A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\, e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)} . A_{RX}\, e^{j\Delta\varphi_{RX}} . A_{Friis} . \\ & \|w_n^*\|\; e^{j[k(x_n\, sin\theta\, cos\phi + y_n\, sin\theta\, sin\phi + z_n\, \cos\theta) + \angle w_n^*]} \end{aligned} \tag{3.17}$$

L'équation 3.17 montre que les termes d'amplitude et de phase liés aux chaînes de conversion numériques-analogiques sont maintenant indépendants de $n$. Ce sont des constantes qui n'empêchent donc pas un fonctionnement en alignement de phase. De la même façon, l'atténuation du signal due à sa propagation en espace libre est toujours considérée identique pour toutes les voies $n$.

Pour les mesures en chambre anéchoïque en fonctionnement émission, les performances du système sont quantifiées à l'aide du gain calculé au niveau de l'antenne cornet utilisée comme récepteur, comme indiqué dans l'équation 3.18. Comme pour l'expression du gain calculé en fonctionnement réception (équation 2.19 du chapitre 2), on considère une pondération uniforme ($\|w_n^*\| = 1$).

$$\begin{aligned} & G_{\text{RX cornet linéaire}}(\theta,\phi) = \|sig_{\text{reçu par cornet après calibration}}(t,\theta,\phi)\|^2 = \\ & \qquad (A_{\text{USRP TX 1}} . A_{RX} . A_{Friis})^2 . \\ & \left\| \sum_{n=1}^{N} A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\, e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)} . e^{j[k(x_n\, sin\theta\, cos\phi + y_n\, sin\theta\, sin\phi + z_n\, \cos\theta) + \angle w_n^*]} \right\|^2 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Après normalisation par rapport à la valeur maximale mesurée et passage en échelle logarithmique, les déformations dues à l'antenne cornet et l'atténuation en espace libre (indépendants de $n$) peuvent être retirés de l'expression, qui devient :

$$G_{\text{RX cornet}}(\theta) = G_{TX}(\theta) =$$
$$20\,log_{10}\left(\left\|\sum_{n=1}^{N} A_{\text{ant n}}(\theta,\phi)\, e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}(\theta,\phi)} . e^{j[k(x_n\, sin\theta\, cos\phi + y_n\, sin\theta\, sin\phi + z_n\, \cos\theta) + \angle w_n^*]}\right\|\right) \tag{3.19}$$

### 3.4.2 Premières mesures en chambre anéchoïque

Afin de vérifier que la calibration automatisée permet d'émettre des données sur plusieurs voies en cohérence et alignement de phase, les valeurs du gain au niveau de l'antenne cornet (cf. équation 3.19) sont calculées lors de mesures en chambre anéchoïque. Ces mesures sont réalisées pour les ULAs à 2,3 GHz et 3,1 GHz, sans dépointage du lobe principal ou de nul de rayonnement et sans pondération en amplitude. Les diagrammes ainsi obtenus sont comparés au facteur de réseau d'un ULA de 4 éléments dans la figure 3.20.

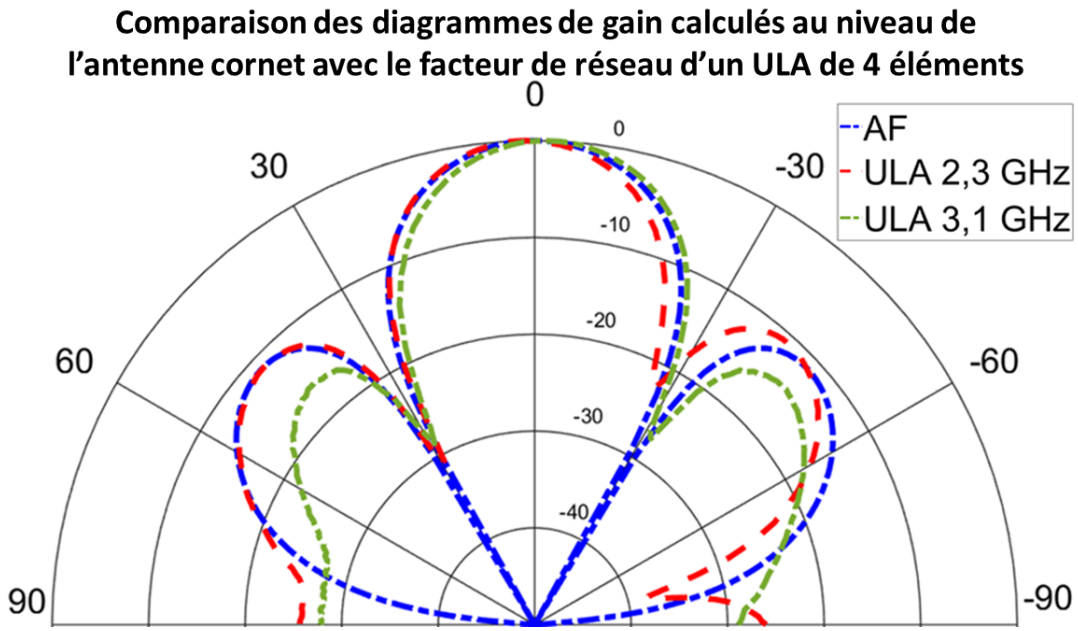



FIGURE 3.20 – Comparaison entre les diagrammes obtenus à l'aide du montage expérimental et le facteur de réseau d'un ULA.

Les mesures concordent avec la simulation numérique du facteur de réseau d'un ULA. Les différences observables entre mesures et courbe théorique peuvent être attribuées aux différences entre le gain calculé au niveau de l'antenne cornet et le facteur de réseau, qui ne tient pas compte des diagrammes de rayonnement des antennes individuelles ou du couplage inter-éléments. En effet, contrairement au cas d'un fonctionnement en réception, l'expression est également dépendante du gain individuel $A_{ant\ n}$ de chaque antenne. Ce terme peut créer de faibles variations du gain calculé indépendantes de la capacité du système à dépointer le lobe principal ou un nul du réseau, mais uniquement des diagrammes de rayonnement individuels des antennes. De plus, les termes $e^{j\Delta\varphi_{\text{ant n}}}$ ne sont pas compensés pour la direction ($\theta = 0°, \phi = 90°$). Les déphasages supplémentaires introduits pour cette direction peuvent diminuer la valeur du gain calculé pour cette

direction et entraîner un décalage du lobe principal, même sans consigne de dépointage de lobe.

Les diagrammes obtenus sont néanmoins comparables avec ceux obtenus en fonctionnement réception (voir figure 2.24 du chapitre 2). Les dissymétries plus importantes qu'en fonctionnement réception au niveau des lobes secondaires peuvent être attribuées aux termes $A_{ant\ n}$, qui sont compensés en fonctionnement réception mais pas en émission (équation 2.19 du chapitre 2 et équation 3.19). Ces termes $A_{ant\ n}$ pourraient être déterminés par la mesure du réseau en chambre anéchoïque, ou en isolant cette source d'erreur des autres après calibration automatisée en fonctionnement réception, afin d'améliorer les performances du système en fonctionnement émission. La figure 3.20 montre ainsi qu'un fonctionnement apte aux applications à alignement de phase est établi pour les fréquences porteuses 2,3 GHz et 3,1 GHz en fonctionnement émission. Les mesures présentées dans les sections suivantes cherchent donc à mettre en évidence la capacité du système à piloter les ULAs mesurés en fonction de l'algorithme et de la consigne choisis par l'utilisateur.

## 3.5 Dépointage de faisceau : Beam steering

Les mesures de dépointage de faisceau présentées en émission sont réalisées avec l'ULA de 4 éléments optimisé pour fontionner à 2,3 GHz (voir section 2.1.2 du chapitre 2), le réseau planaire de 16 éléments (voir section 2.1.2 du chapitre 2) et le réseau conique de 12 éléments à 5,2 GHz. Les conditions de mesure sont les mêmes que pour les mesures en fonctionnement réception (section 2.5 du chapitre 2).

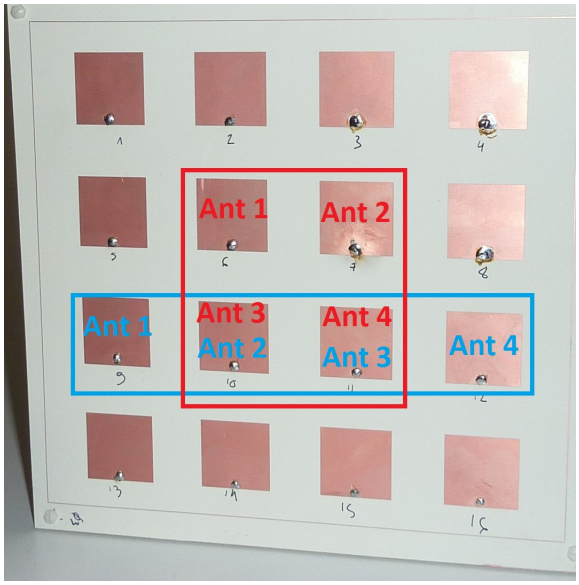



FIGURE 3.21 – Photo du réseau planaire et des configurations utilisées.

Les diagrammes de rayonnement des réseaux sont tracés à partir des valeurs du gain calculé au niveau du cornet utilisé comme récepteur.

### 3.5.1 Mesures en géométrie linéaire

Pour chaque réseau linéaire, le lobe principal est dépointé tous les 5° entre -50° et +50°.

### Diagrammes mesurés

La figure 3.22 montre les diagrammes obtenus pour l'ULA de 4 éléments, à 2,3 GHz, pour des valeurs de dépointages allant de -30° à +30°.

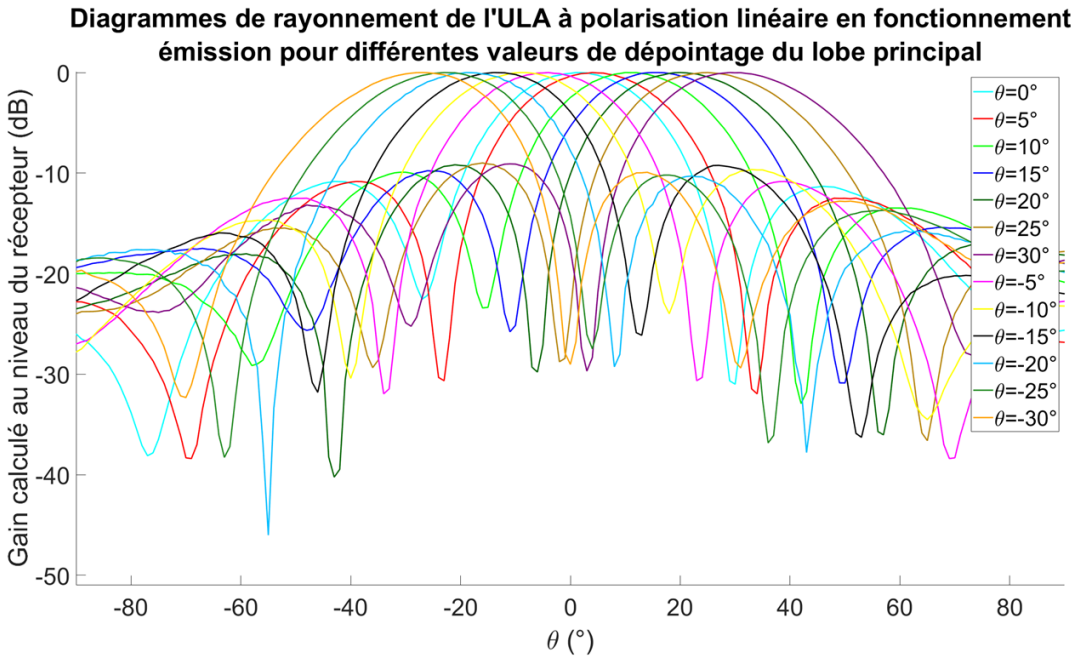



FIGURE 3.22 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour l'ULA à polarisation linéaire à 2,3 GHz. Dépointages du lobe principal de -30° à +30°.

Les diagrammes tracés en mesure montrent que les lobes principaux correspondant à chaque configuration sont dépointés par rapport à la direction $\theta$=0°, montrant la capacité du système à dépointer le maximum de rayonnement de l'ULA piloté en émission. La figure 3.23 rassemble quant à elle les diagrammes obtenus pour l'ULA de 4 éléments formé par une ligne du réseau planaire, à 3,1 GHz de fréquence porteuse.

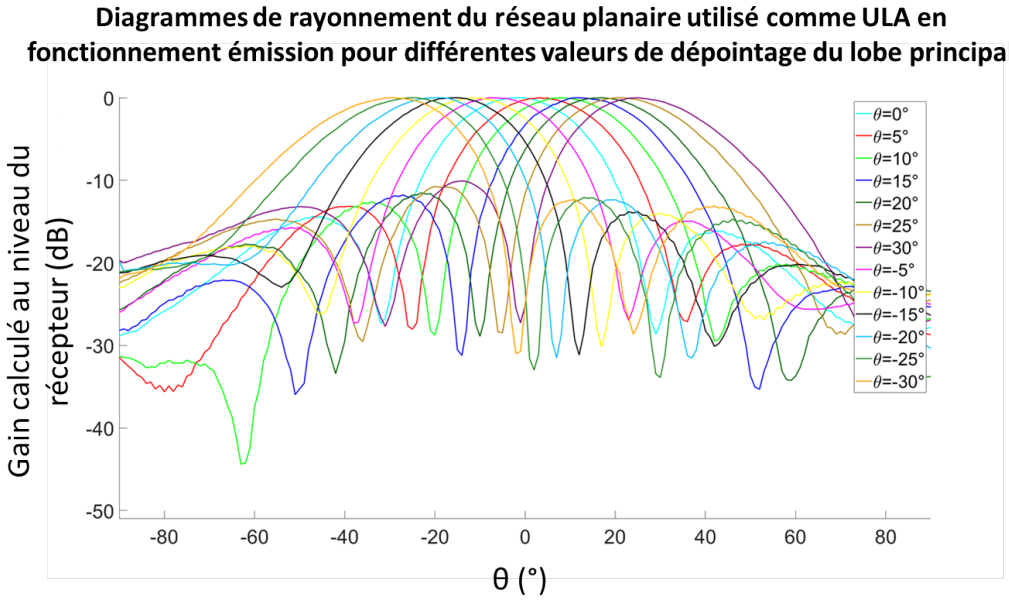



FIGURE 3.23 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour le réseau planaire utilisé en tant qu'ULA, à 3,1 GHz. Dépointages du lobe principal de -30° à +30°.

De la même façon, le lobe principal du diagramme de rayonnement de l'ULA est dépointé en fonction de la consigne imposée par l'utilisateur, dans la plage angulaire [-30° ;+30°].

#### Erreurs entre consignes et mesures

Afin de quantifier les performances du système, la figure 3.24 affiche les différences entre les consignes de dépointage imposées par l'utilisateur et les valeurs de $\theta$ correspondant à chaque maximum de rayonnement mesuré, pour chaque configuration testée dans la plage angulaire [-50° ; +50°].

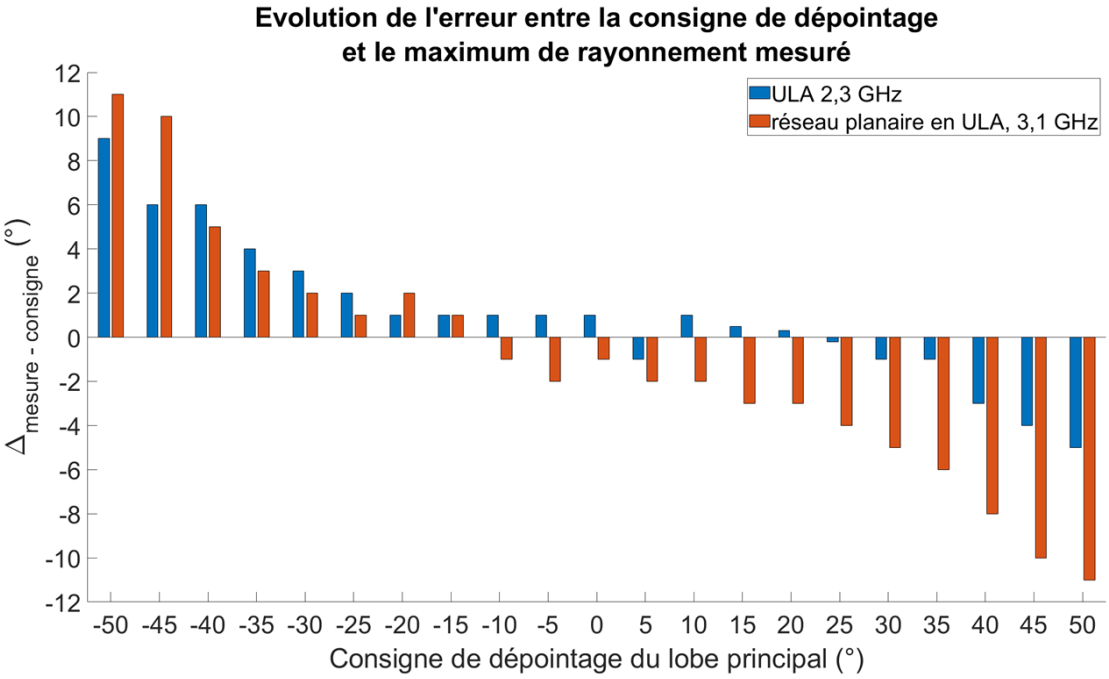



FIGURE 3.24 – Ecarts entre la consigne imposée par l'utilisateur et le maximum de rayonnement réel mesuré, pour des dépointages de -50° à +50°.

Dans les deux cas, l'erreur entre la consigne et le maximum de rayonnement mesuré reste inférieure ou égale à ±5° dans la plage angulaire [-30° ; 30°]. En considérant 5° d'écart comme la limite acceptable, on obtient donc une plage angulaire de 60° dans laquelle le lobe principal du réseau peut être dépointé.

### 3.5.2 Mesures en géométrie carrée 2x2

Une géométrie carrée de 2x2 antennes est ensuite mesurée à l'aide du réseau planaire, comme illustré en rouge sur la figure 3.21. Comme en fonctionnement réception, seuls les plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$ sont mesurés.

#### Diagrammes mesurés dans les deux plans

Les diagrammes sont présentés dans les figures 3.25 et 3.26. Ces diagrammes montrent que le lobe principal du réseau planaire peut être dépointé dans les plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$, permettant ainsi un dépointage du lobe en deux dimensions en fonctionnement émission.

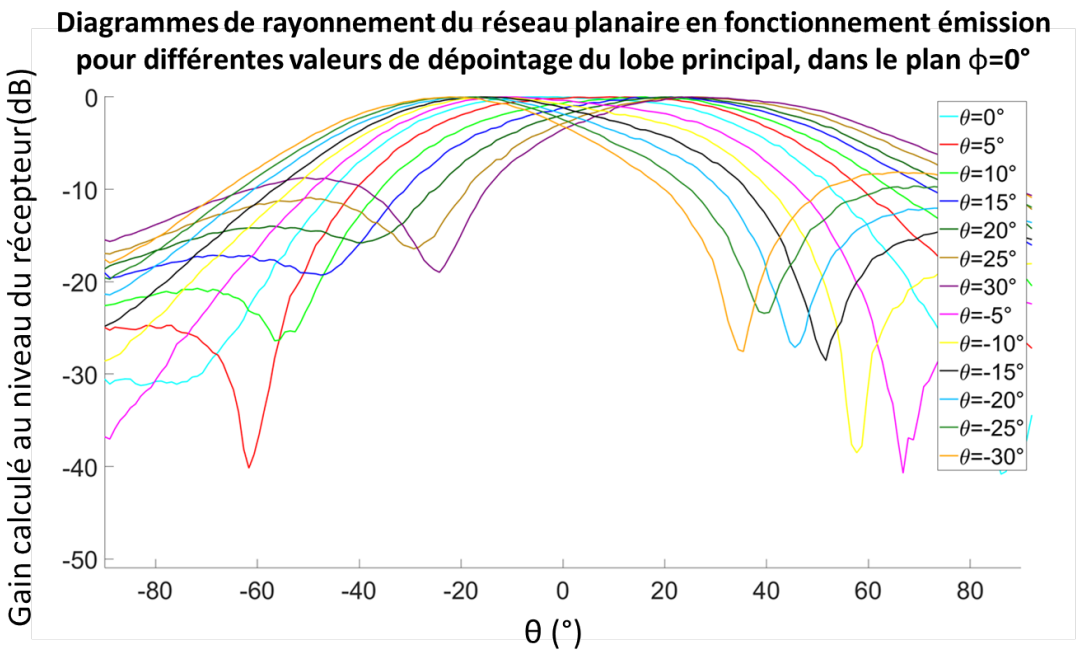



FIGURE 3.25 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour le réseau planaire dans le plan $\phi = 0°$. Dépointages du lobe principal de -30° à +30°.

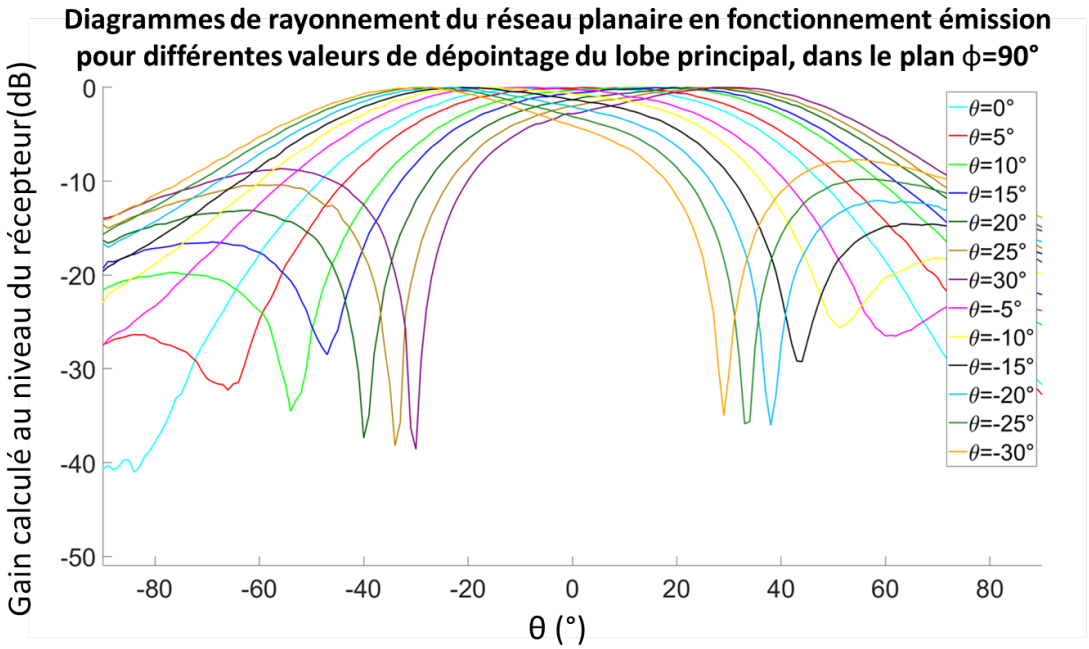



FIGURE 3.26 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour le réseau planaire dans le plan $\phi = 90°$. Dépointages du lobe principal de -30° à +30°.

### Erreurs entre consignes et mesures

La figure 3.27 affiche l'erreur mesurée entre la consigne de l'utilisateur et le maximum de rayonnement mesuré, pour les plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$.

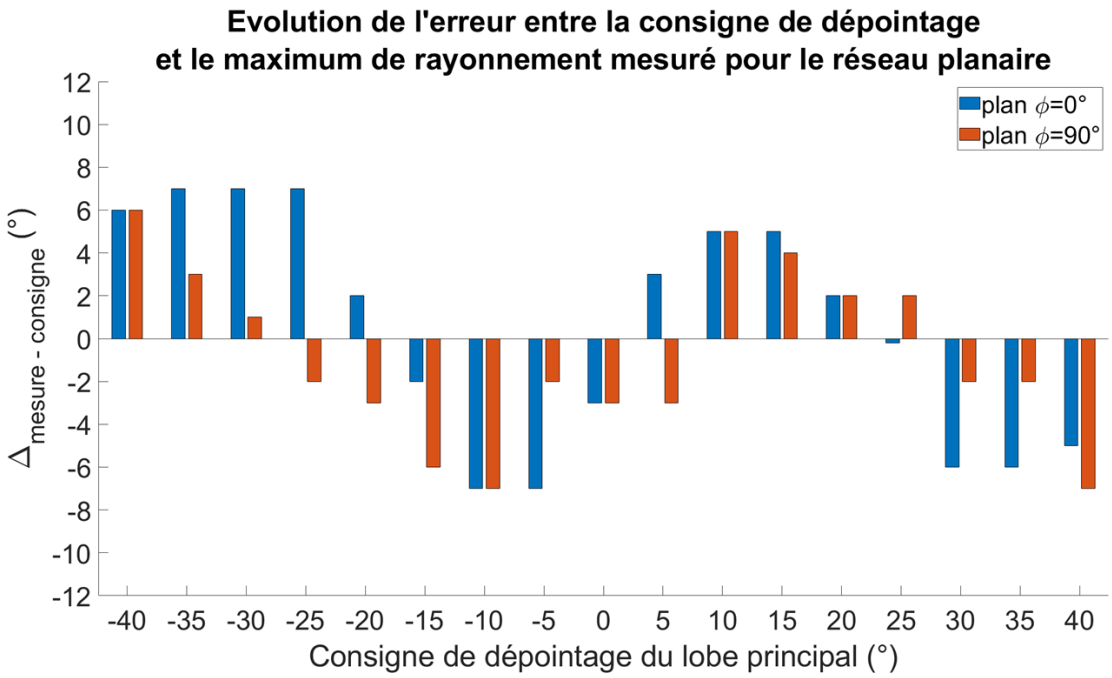



FIGURE 3.27 – Ecarts entre la consigne imposée par l'utilisateur et le maximum de rayonnement réel mesuré, pour des dépointages de -50° à +50° dans les plans $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$.

Les lobes principaux mesurés dans chaque plan sont plus larges que dans le cas d'un ULA de 4 éléments. L'énergie émise est rayonnée sur une plage angulaire plus large, donc il est envisageable de tolérer une erreur plus grande entre la direction visée et le maximum de rayonnement mesuré. Dans le cas de la figure 3.27, cette erreur demeure inférieure ou égale à ±7° pour des dépointages de -40° à +40° dans les deux plans mesurés. Si l'on considère cette valeur maximale de l'erreur acceptable, il peut alors être envisagé de dépointer le lobe principal du réseau dans une plage angulaire de 80°, selon deux dimensions indépendantes. Il faut de plus noter que les résultats présentés utilisent quatre antennes sur les seize disponibles. L'utilisation de toutes les antennes, si le système est capable de traiter les données en temps réel, permettrait d'obtenir un lobe principal plus directif pour des applications nécessitant une directivité accrue. Ainsi, sur la base de ces résultats, il peut être envisagé de placer le réseau planaire derrière le canon pour suivre la trajectoire balistique d'un projectile.

### 3.5.3 Mesures pour le réseau conique à 5,2 GHz

Trois antennes du réseau conique à 5,2 GHz sont alimentées pour former un ULA, comme en réception (voir figure 2.5b, section 2.1.2 du chapitre 2). Les mesures sont réalisées dans les mêmes conditions que les mesures correspondantes en fonctionnement réception.

#### Première mesure et discussion

La figure 3.28 compare la courbe de gain calculé au niveau du récepteur (équation 3.19), obtenue sans consigne de dépointage du lobe principal, avec le facteur de réseau d'un ULA de trois éléments.

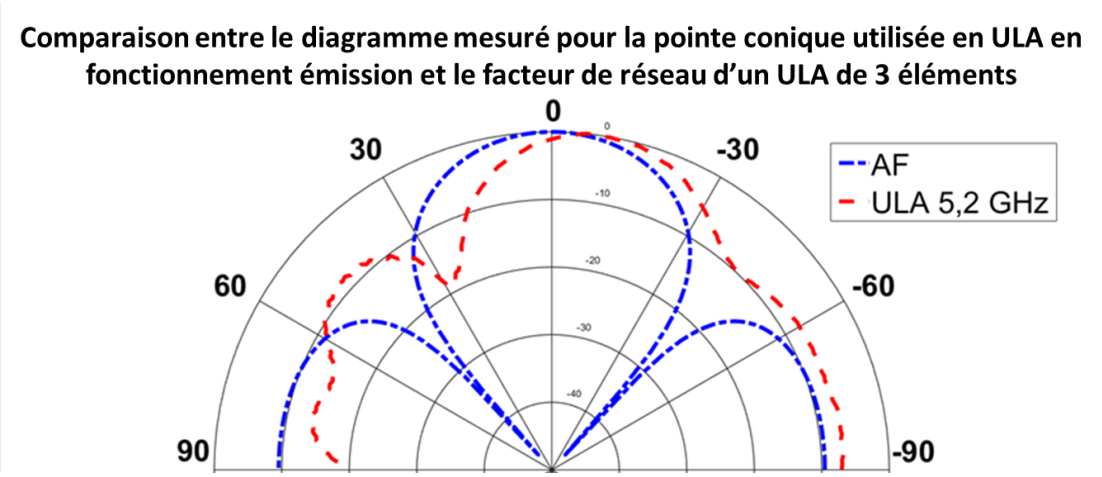



FIGURE 3.28 – Comparaison entre le diagramme obtenu en émission à l'aide du montage expérimental et le facteur de réseau d'un ULA de 3 éléments.

Le diagramme obtenu expérimentalement est moins proche du facteur de réseau d'un ULA que dans le cas d'un fonctionnement en réception dans les mêmes conditions de mesure (cf. figure 2.25 du chapitre 2). Le lobe principal mesuré est décalé d'environ 10° par rapport à la direction 0° et le lobe secondaire que l'on devrait observer entre -40° et -90° est dégradé. La mesure est pourtant réalisée dans les mêmes conditions que celle de la figure 2.25 (en mode réception), ce qui rend improbable un mauvais placement du réseau conique sur le mât. Puisque la seule différence entre les montages d'émission et de réception de données tient à l'ajout du circuit de calibration, il est envisageable que les performances de ce dernier (cf. tableaux de la figure 3.18) contribuent à ces déformations. En effet, l'ULA est piloté à une fréquence porteuse de 5,2 GHz. Pour les fréquences de travail élevées (supérieures à 4 GHz) comme ici, les déphasages résiduels après calibration augmentent. Ces déphasages résiduels introduisant des déphasages non réguliers entre les éléments du réseau, il est difficile de prévoir l'influence qu'ils peuvent avoir sur le diagramme de rayonnement du réseau. Des mesures complémentaires seraient cependant nécessaires pour confirmer ou infirmer cette hypothèse.

### Diagrammes mesurés

La figure 3.29 présente les diagrammes mesurés pour des valeurs de dépointage du lobe principal allant de -30° à +30°.

Le décalage entre consigne de l'utilisateur et maximum de rayonnement mesuré, ainsi que la déformation du lobe secondaire, sont observables pour les différentes consignes de dépointage présentées. En dehors de ces différences, un lobe principal et un lobe secondaire demeurent observables pour toutes les mesures. De plus, le lobe principal mesuré est dépointé selon la consigne imposée par l'utilisateur, dans la plage angulaire [-30°;+30°].

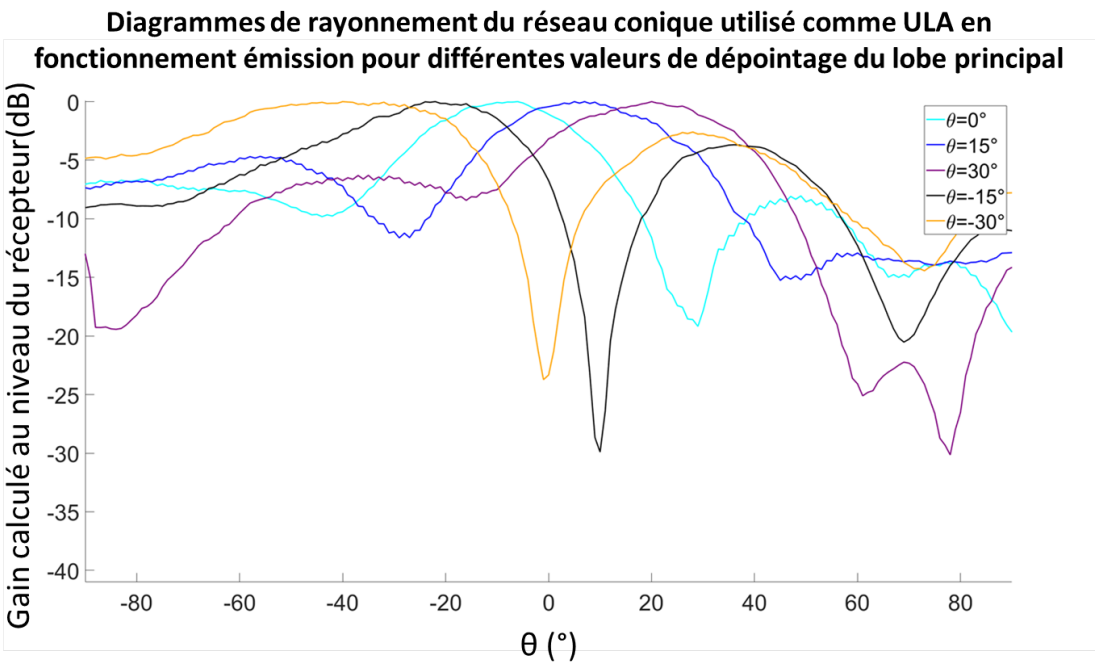



FIGURE 3.29 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour le réseau conique en fonctionnement émission, pour des dépointages du lobe principal de -30° à +30°.

### Erreurs entre consignes et mesures

Les écarts entre consignes et maxima mesurés sont illustrés par la figure 3.30 pour des consignes de dépointage allant de -30° à +30°.

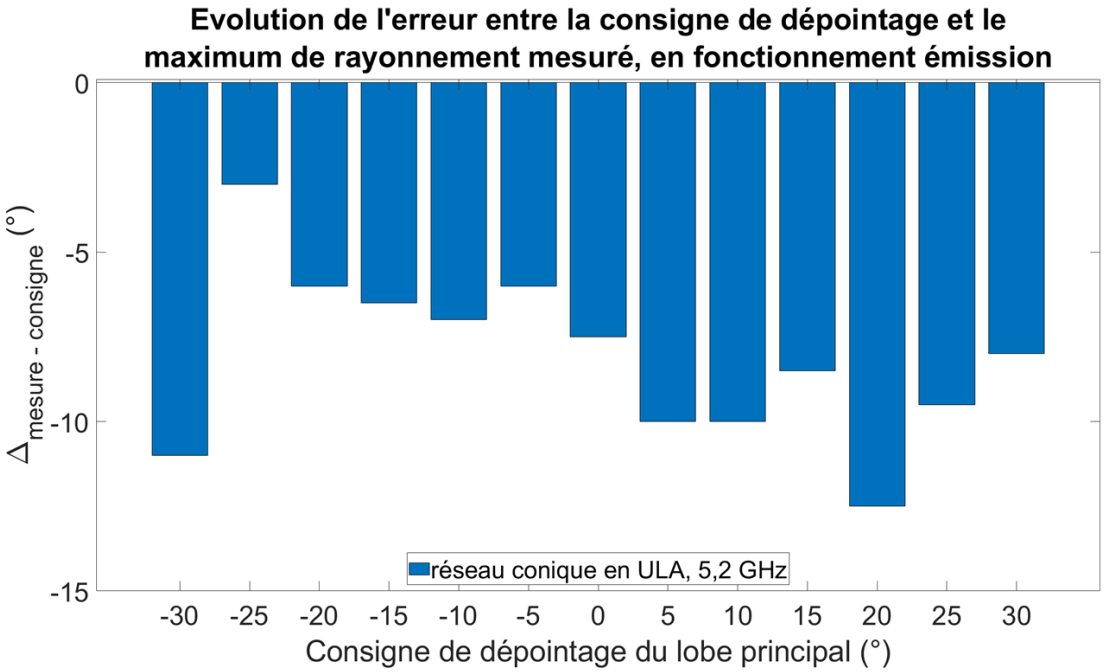



FIGURE 3.30 – Ecarts entre la consigne imposée par l'utilisateur et le maximum de rayonnement réel mesuré, pour des dépointages de $\theta$ de -30° à +30°.

On observe que le biais demeure compris entre 3° et 12,5° pour des consignes de dépointage sur une plage angulaire de 60°. C'est-à-dire qu'au biais observé près, le lobe

principal est dépointé d'un angle correspondant à la consigne de l'utilisateur à ±5° près dans la plage angulaire [-30°;+30°]. Ces résultats démontrent donc que le diagramme de rayonnement du réseau conique peut être piloté par le système étudié à 5,2 GHz en fonctionnement émission.

## 3.6 Dépointage de nul : Null steering

Dans la section suivante, l'algorithme de dépointage de nul implémenté pour géométrie linéaire remplace l'algorithme de dépointage de faisceau. L'ULA de 4 éléments à polarisation linéaire, à 2,3 GHz, et l'ULA formé par une ligne du réseau planaire, à 3,1 GHz, sont mesurés. Le montage expérimental reste identique.

### Diagrammes mesurés

La figure 3.31 présente les diagrammes mesurés pour l'ULA à 2,3 GHz pour des valeurs de dépointage de nul allant de -30° à +30°.

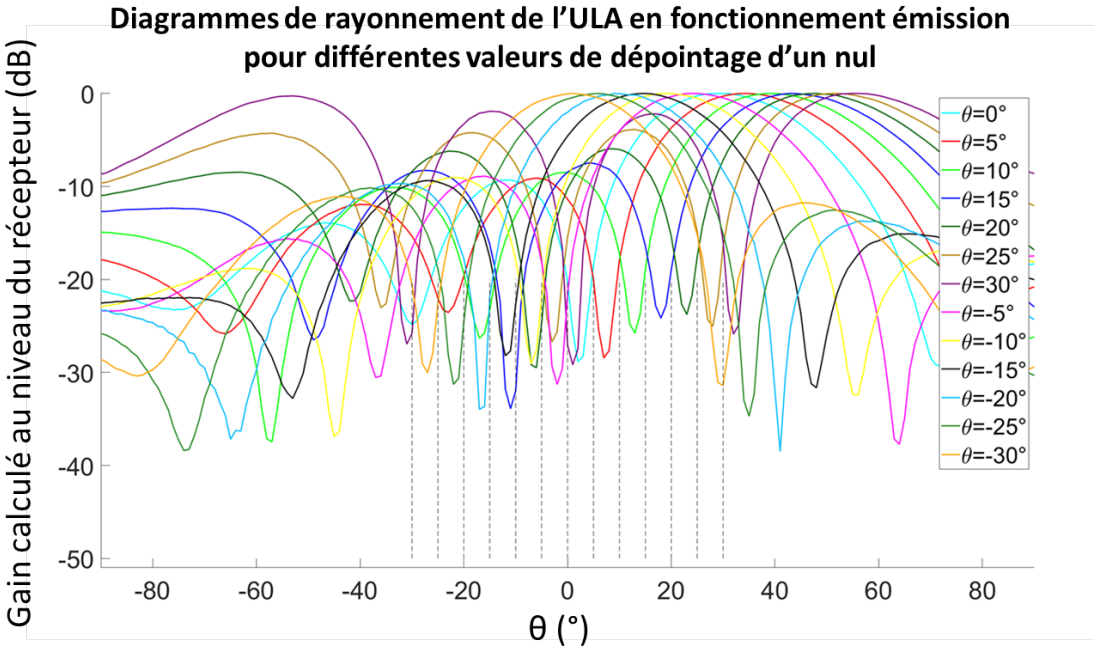



FIGURE 3.31 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour l'ULA à polarisation verticale. Dépointage de nul allant de -30° à +30°.

La figure 3.32, quant à elle, présente les diagrammes mesurés en utilisant une ligne du réseau planaire en tant qu'ULA de 4 éléments.

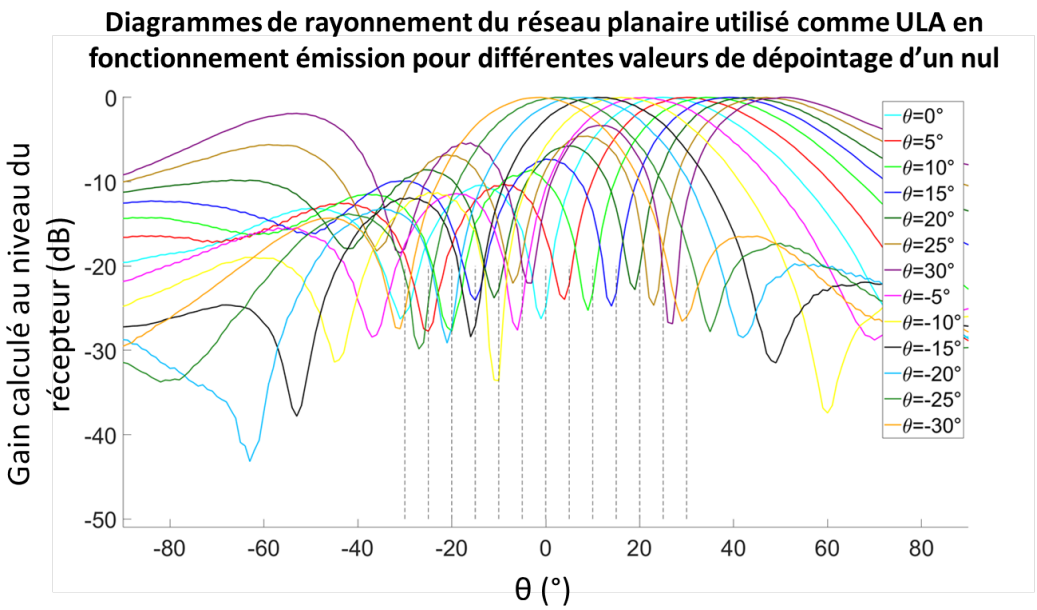



FIGURE 3.32 – Diagrammes de rayonnement mesurés pour le réseau planaire utilisé comme ULA. Dépointage de nul allant de -30° à +30°.

Les figures 3.31 et 3.32 montrent que des nuls de rayonnement sont observables dans les directions imposées par l'utilisateur. Dans le cadre d'applications de télécommunications discrètes, le système peut donc être utilisé pour émettre un signal tout en limitant l'énergie rayonnée dans une direction choisie par l'utilisateur dans la plage angulaire [-30° ; +30°].

### Erreurs entre consignes et mesures

La figure 3.33 rassemble les valeurs de l'écart entre la consigne imposée par l'utilisateur et l'angle correspondant au nul de rayonnement mesuré. Elle montre que, pour les deux ULAs mesurés, l'erreur entre consigne utilisateur et nul mesuré demeure inférieure ou égale à 4° dans la plage angulaire [-40° ;+40°]. A l'exception de l'erreur mesurée pour un dépointage en 40° dans le cas du réseau planaire utilisé en ULA, cette erreur demeure inférieure ou égale à 3° sur une plage angulaire de 80°, ce qui pourrait permettre des mesures de dépointage dynamique d'un nul pour des trajectoires de projectiles en tir tendu, comme présenté dans la section 2.9 du chapitre 2.

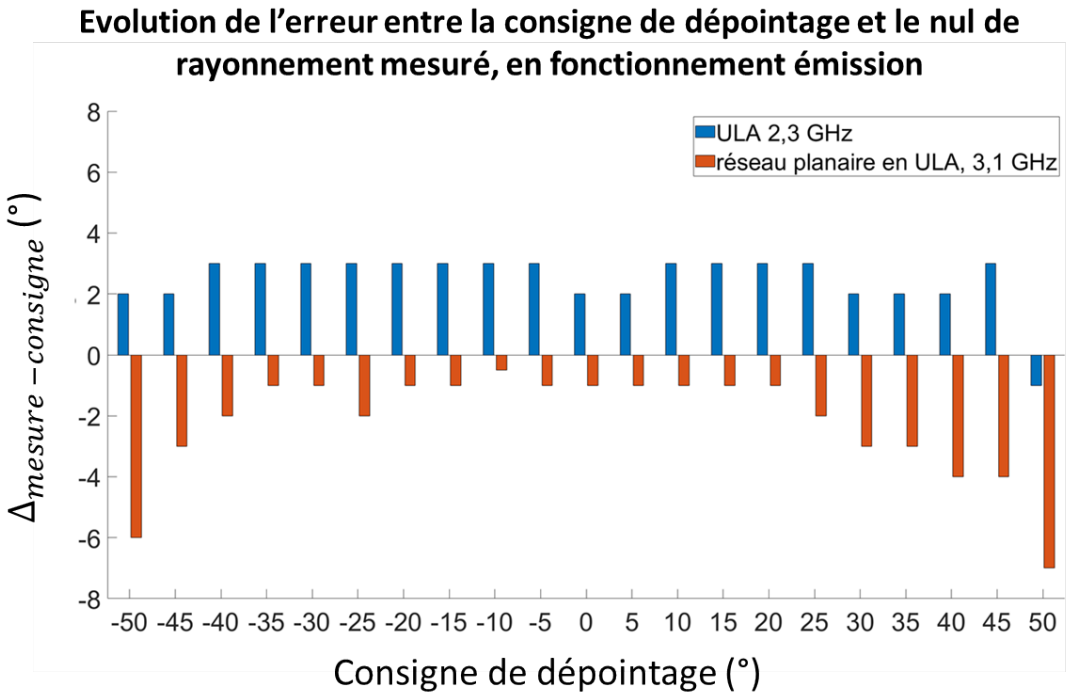



FIGURE 3.33 – Ecarts entre la consigne imposée par l'utilisateur et le nul de rayonnement réel mesuré, pour des dépointages de -50° à +50°.

## 3.7 Discussion pour une utilisation bidirectionnelle

Le circuit de calibration a été proposé comme solution à la problématique d'émission de données en alignement de phase. Il repose sur le bouclage des signaux émis sur deux voies d'acquisition en réception des USRPs. Sans l'ajout de commutateurs pour libérer ces voies après exécution de l'algorithme de calibration, ces deux voies d'acquisition ne sont alors plus disponibles pour la réception de signaux dans le cas d'une liaison bidirectionnelle. L'émission de données en alignement de phase met ainsi en évidence une limitation des USRPs, auxquelles un circuit additionnel a dû être ajouté. Si l'application visée requiert l'utilisation simultanée de quatre voies en réception et quatre voies en émission, les voies d'acquisition en réception doivent être rendues disponibles pour la réception de données en alignement de phase après exécution de l'algorithme de calibration, ce qui nécessiterait un travail supplémentaire de développement logiciel et matériel.

## 3.8 Vers une électronique de radio logicielle embarquée dans un projectile

### 3.8.1 Position des travaux menés par rapport à une problématique d'embarquement

Après le chapitre 2, qui a présenté les travaux réalisés pour recevoir des données en alignement de phase avec des radios logicielles commerciales USRPs X310, ce chapitre détaille les problématiques propres à l'émission de données en alignement de phase, les solutions proposées pour résoudre les problèmes rencontrés et les résultats expérimentaux obtenus. Dans l'ensemble des travaux décrits, assurer un alignement de phase entre les voies des USRPs s'est révélé être une contrainte forte. Pour y répondre, des solutions spécifiques ont été développées selon le cas d'utilisation considéré (cf. section 2.4 du chapitre 2 pour la réception de données, section 3.1 pour l'émission de données). Néanmoins, ces travaux se sont concentrés sur les problématiques liées à l'utilisation de radios logicielles en alignement de phase, et ont donc étudié les capacités et les limitations du système tel que disponible sur étagère, sans modification du matériel et sans contrainte de consommation énergétique ni d'encombrement. Les applications visées, les télécommunications bidirectionnelles avec un projectile en vol, impliquent de fortes contraintes, parmi lesquelles l'intégration de l'électronique dans le projectile et son durcissement aux accélérations. Pour poursuivre l'étude de l'utilisation de la technologie des radios logicielles pour ces applications, la question de l'embarquement de cartes électroniques de radios logicielles dans un projectile se pose.

### 3.8.2 Réflexion sur les points importants pour une intégration dans un projectile

#### Réduction de l'encombrement

Les plus gros volumes disponibles pour embarquement dans un projectile ne permettent pas, dans le cadre des recherches menées par l'ISL, des cartes électroniques de plus de 30 mm de diamètre. L'intégration d'une électronique de radio logicielle nécessite donc, par rapport à un système commercial conçu pour répondre à la plus grande variété de besoins possible, de ne conserver que les composants et les interfaces (USB, PCIexpress) nécessaires à l'application. La puissance de calcul embarquée, notamment, doit permettre d'appliquer des algorithmes de traitement d'antennes en temps réel, à des fréquences d'échantillonnage de plusieurs MSPS. Aujourd'hui, les processeurs de type ARM Cortex A sont capables de réaliser de tels traitements, d'implémenter une distribution Linux et sont utilisés dans les FPGAs Zynq à la base de cartes de radio logicielle telles que la picoZed, embarquée dans un projectile lors de la thèse de Manuel Milla Peinado [33]. Dans le cas du système commercial USRP, une architecture modulaire permettant d'utiliser deux voies par USRP a été choisie. Elle permet de synchroniser plusieurs USRPs pour adapter le système au nombre de voies requis par l'application. Cette architecture nécessite cependant de dupliquer certains composants (horloges, circuits associés, etc) pour chaque USRP additionnelle. Dans le cas d'une intégration où le nombre de voies est connu à l'avance, le choix de la puce réalisant le traitement peut aider à limiter le nombre de composants nécessaires. Par exemple, les composants Lime [136] offrent aujourd'hui des cartes SDR fonctionnelles jusqu'à 10 GHz sur plusieurs voies telles que le composant LMS8001 Companion [137]. Par ailleurs, l'AD9361 de Analog Devices [138] constitue un émetteur-récepteur 2x2 (deux voies en réception et deux en émission), avec ADCs/DACs 12 bits embarqués, fonctionnel entre 70 MHz et 6 GHz et à la base de la picoZed [83]). Une synchronisation entre plusieurs AD9361 est également possible à l'aide d'une référence commune si plus de deux voies sont nécessaires.

#### Consommation énergétique

L'embarquement de cartes de radios logicielles dans un projectile implique l'intégration de batteries pour alimenter l'électronique à bord. En fonction de la durée de vol requise par l'application (pouvant varier de moins d'une seconde à un peu moins d'une minute pour les applications visées), du nombres de voies à piloter et du traitement réalisé, il est nécessaire de tenir compte de la consommation du système embarqué.

#### Résolution des convertisseurs

L'utilisation de radios logicielles nécessite l'emploi de convertisseurs rapides (plus de 200 MSPS/s dans le cas des USRPs). La vitesse d'échantillonnage maximale d'un convertisseur est généralement d'autant plus faible que sa résolution est grande. Les convertisseurs embarqués sur l'AD9361 offrent une résolution de 12 bits, ce qui est suffisant pour coder/décoder numériquement les données des capteurs embarqués dans les applications considérées.

#### Synchronisation entre les voies

Dans le cas où le nombre de voies implique l'utilisation de plusieurs modules, la synchronisation des modules doit être assurée à l'aide de signaux d'horloge et PPS ("Pulse Per Second"). Mais cette synchronisation est dépendante d'une référence externe commune, assurée par exemple par un signal GPS ou un oscillateur à quartz compensé en température ("TCXO" pour "Temperature Controlled X-tal Oscillator" en anglais). Une horloge stable et commune à toutes les voies doit donc être suffisamment durcie pour résister aux très fortes accélérations subies par le projectile au moment du tir (qui entraîne un décrochage des modules GPS, invalidant cette solution pour des durées de vol de moins de 2 secondes sur 500 m). Un circuit générant le signal 1 PPS dont le front montant est synchronisé sur le passage à 0 de la sinusoïde à 10 MHz (l'horloge) doit également être embarqué.

En plus de cette synchronisation, l'alignement des phases doit également être assuré. Comme dans les travaux présentés, un circuit de calibration en phase supplémentaire peut être intégré pour la réception de données comme pour l'émission. L'utilisation de circuits intégrés dédiés permet de réduire l'encombrement d'un tel circuit additionnel pour rendre son ajout plus facilement envisageable.

### 3.8.3 Les défis à relever pour assurer un fonctionnement en alignement de phase dans un projectile

Comme mentionné, un système basé sur la radio logicielle a déjà été conçu et embarqué dans un projectile dans le cadre de la thèse de Manuel Milla Peinado [33]. Ce système, qui utilise une carte commerciale PicoZed [83] basée sur l'AD9361, a été développé et testé en conditions réelles dans le cadre d'une application de sondage de canal embarqué dans un projectile. Cependant, cette application de sondage de canal utilise une unique voie d'acquisition. Or, comme présenté dans le paragraphe précédent, les fortes accélérations subies par un système embarqué dans un projectile s'opposent à l'utilisation d'un module GPS ou d'un TCXO pour assurer la synchronisation entre les différentes voies d'acquisition. La cohérence et l'alignement de phase entre plusieurs voies est une contrainte forte, et représente donc un défi majeur de l'intégration de tels systèmes dans un projectile.

## 3.9 Conclusion sur l'émission de données pour les applications à alignement de phase

Dans le cadre de la thèse de Vincent Jaeck [9], un démonstrateur expérimental avait permis de dépointer les diagrammes de rayonnement de réseaux d'antennes intégrés à un projectile tiré au canon. Ce système basé sur des circuits RF dédiés avait permis, durant toute la trajectoire du projectile et malgré son roulis de 300 Hz, de dépointer le lobe principal du réseau alimenté vers une station au sol, permettant ainsi de transmettre les données de vol du projectile uniquement dans la direction voulue. Le système souffrait néanmoins des limitations inhérentes à l'utilisation de déphaseurs numériques 4 bits et de circuits non reprogrammables. Le nombre de configurations possibles pour les diagrammes de rayonnement des sous-réseaux alimentés était limité à 16, et le système était conçu pour fonctionner à une fréquence porteuse de 5,2 GHz. Il a été supposé au début de ce manuscrit que la technologie de la radio logicielle pourrait permettre de contourner ces limitations sous la forme d'un système générique fonctionnel pour de larges gammes de fréquences, dont le traitement réalisé pourrait être reprogrammé sans modification du matériel utilisé.

Ce chapitre présente ainsi les travaux réalisés dans le cadre de l'émission de données en alignement de phase avec des radios logicielles commerciales. Contrairement au cas de la réception de données, il n'est pas possible de compenser les déphasages subis par les signaux émis sans matériel supplémentaire. Au prix de composants RF passifs, un système de calibration automatisé a pu être développé pour 4 voies en émission. Ce système, appelé ici circuit de calibration, utilise deux voies d'acquisition des USRPs dédiées à la réception pour boucler les signaux émis et calculer les déformations subies par ces derniers. Le système ainsi développé permet de réduire la valeur moyenne des déphasages entre voies à moins de 1° de 700 MHz à 6 GHz.

Des mesures ont été réalisées en environnement anéchoïque pour vérifier la capacité du système développé à piloter des réseaux d'antennes en fonctionnement émission après calibration automatisée. Ces mesures ont mis en évidence la capacité du système à dépointer le lobe principal de réseaux linéaires et planaires, à des fréquences de fonctionnement allant de 2,3 GHZ à 5,2 GHz. Pour les ULAs fonctionnant à 2,3 GHz et 3,1 GHz, le lobe principal peut être dépointé dans la direction choisie par l'utilisateur à $\pm 5°$ près dans une plage angulaire de 60°, ce qui peut être mis à profit dans le cadre d'applications de suivi électronique de projectile en tir tendu.

Les mesures réalisées pour une géométrie carrée de 2x2 éléments ont montré que le lobe principal du réseau peut être dépointé dans la direction voulue à $\pm 7°$ dans une plage angulaire de 80°, selon les deux plans orthogonaux $\phi = 0°$ et $\phi = 90°$. Il peut ainsi être envisagé de dépointer le lobe principal du réseau planaire dans une plage de 80° selon deux dimensions indépendantes pour émettre des données dans la direction d'un projectile ayant une trajectoire balistique.

Des mesures de dépointage de nul de rayonnement ont quant à elle montré la possibilité de dépointer un nul dans une plage angulaire de 80° à 4° près pour des réseaux de géométrie linéaire, à 2,3 et 3,1 GHz.

Les résultats expérimentaux ont démontré la possibilité d'assurer un alignement des phases entre plusieurs voies du système à base de radios logicielles commerciales USRPs pour l'émission de données. Un positionnement de ces travaux a également été proposé par rapport à une problématique d'embarquement futur dans un projectile, dont plusieurs aspects importants ont été discutés.

# CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVES

Cette thèse fait en partie suite aux travaux menés par Vincent Jaeck à l'ISL [9], dans lesquels un système de contrôle d'antennes embarqué a permis le dépointage des lobes principaux des réseaux intégrés dans la pointe du projectile vers une station alliée tout au long de sa trajectoire. Ce système, basé sur des déphaseurs numériques 4 bits et une électronique de contrôle analogique, souffre néanmoins des limitations inhérentes à ces technologies :

— le nombre limité de configurations possibles pour les diagrammes de rayonnement (16 valeurs discrètes de déphasage pour des déphaseurs 4 bits).

— la conception du système prévue spécifiquement pour l'application visée (fréquence de travail de 5,2 GHz dans le cas étudié), impliquant la nécessité de redévelopper les circuits de contrôle pour chaque application.

La technologie de la radio logicielle a, de son côté, connu de gros progrès et une forte démocratisation ces dernières décennies, et offre de nos jours sur l'étagère des composants opérationnels sur de larges bandes de fréquence pour des prix concurrentiels. Introduite dans le chapitre 1 de ce manuscrit, cette technologie peut permettre, dans le domaine d'application des radiocommunications avec un projectile, de surmonter les limitations précédentes en offrant un système reconfigurable par programmation et fonctionnel pour un grand nombre d'applications pour un prix abordable. Malgré ces promesses, la radio logicielle est encore considérée dans sa phase de développement par la communauté, et son utilisation dans le cadre des applications à cohérence ou alignement de phase est encore marginale. Ces travaux constituent ainsi une première étude de l'utilisation de la technologie de la radio logicielle à des applications nécessitant un alignement des phases, encore aujourd'hui majoritairement réalisées à l'aide d'électronique analogique. L'application visée dans ce manuscrit, le pilotage de réseaux phasés, impose encore une contrainte supplémentaire puisqu'elle nécessite une cohérence et un alignement des phases. Elle est étudiée ici dans le cadre particulier que constituent les radiocommunications avec un projectile. Ce contexte et les concepts importants à la compréhension de ce document ont été exposés dans l'introduction et le chapitre 1.

Les contributions de cette thèse ont été développées à partir du chapitre 2. Le système développé est piloté à l'aide du logiciel libre GNU Radio. Les équipements disponibles ne permettaient cependant pas de mesurer les diagrammes de rayonnement de réseaux pilotés à l'aide de radios logicielles. Un moteur commandable en position a donc été installé en environnement anéchoïque et une architecture client/serveur a été développée pour permettre la commande du moteur via GNU Radio. Un montage expérimental a ainsi été proposé pour permettre une automatisation de mesures quantifiant les performances du système pour les différents réseaux d'antennes pilotés.

Une solution entièrement logicielle a été implémentée pour compenser les déphasages aléatoires entre les voies du système qui s'opposaient à la réception de données en alignement de phase. Cette solution a permis, sans modification du matériel, de réduire les déphasages mesurés entre les signaux de chaque voie à $\pm 0,5°$ en moyenne pour des fréquences de travail allant de 10 MHz à 6 GHz.

Différents blocs de contrôle d'antennes ont également été implémentés et testés sur GNU Radio. L'ensemble des moyens développés pour permettre l'étude des performances du système à base de radios logicielles étudié a été utilisé pour réaliser des mesures en environnement anéchoïque dans le cas de la réception de données. Ces mesures ont permis de démontrer la capacité du système à dépointer le lobe principal ou un nul de rayonnement de réseaux d'antennes de géométries différentes, à des fréquences de travail allant de 2,3 GHz à 5,2 GHz. Les lobes principaux de réseaux linéaires uniformes (ULAs) de 3 et 4 éléments ont ainsi été dépointés dans les directions imposées par l'utilisateur à $\pm 3°$ près dans des plages angulaires de plus de 100°, pour des fréquences de travail de 2,3 à 5,2 GHz. De même, un nul de rayonnement a été dépointé correctement à $\pm 2°$ près, dans des plages angulaires allant de plus de 140° à 2,3 GHZ, à plus de 60° à 5,2 GHz. Des mesures complémentaires de pondération en amplitude ont également montré, en plus du fonctionnement des algorithmes implémentés, la possibilité d'adapter le nombre de voies pilotées au nombre d'antennes du réseau en synchronisant des radios logicielles commerciales supplémentaires (mesures réalisées avec jusqu'à 6 voies sur 3 USRPs).

Les résultats expérimentaux obtenus en environnement anéchoïque pour la réception de données en alignement de phase ont permis le développement d'une station de suivi de projectile testée en conditions réelles. Afin de satisfaire aux contraintes de l'application en termes de débit et de sécurité, les données ont dû être échantillonnées sur 4 voies à 8,33 MS/s, puis traitées et enregistrées en temps réel à distance depuis un bunker. L'adaptation du montage et des programmes pour permettre l'enregistrement de données à cette vitesse est un point dur qui a été résolu dans le cadre de cette thèse. La campagne de mesure réalisée a démontré que le lobe principal du réseau piloté a été dynamiquement dépointé dans la direction du projectile suivi, volant à une vitesse proche de celle du son, pour une amélioration de plus de 5 dB du rapport signal à bruit par rapport au signal reçu par une unique antenne, tout en permettant le décodage des données de vol transmises par les capteurs embarqués dans le projectile.

Le chapitre 3 s'est concentré sur les performances du système pour l'émission de données. Assurer un fonctionnement en alignement de phase n'étant pas possible à l'aide du système commercial étudié, le développement d'un algorithme de calibration des phases basé sur l'ajout d'un circuit RF de calibration a été présenté. Le système de calibration ainsi développé a été testé lors de mesures préliminaires et a montré une capacité à compenser les déphasages subis par les signaux émis, pour réduire les déphasages résiduels à moins de 1° en moyenne pour l'ensemble des voies de 700 MHz à 6 GHz. Des mesures en environnement anéchoïque ont ensuite montré la capacité du système à piloter les réseaux phasés disponibles pour émission de données après calibration automatisée. Les mesures présentées ont permis de dépointer les lobes principaux des réseaux pilotés dans la direction imposée par l'utilisateur, à $\pm 5°$ près dans des plages angulaires de plus de 60° pour des fréquences allant jusqu'à 3,1 GHz. Les nuls de rayonnement de ces réseaux ont été dépointés, dans les mêmes conditions, dans la direction imposée à $\pm 3°$ près dans des plages angulaires de plus de 80°.

Plusieurs améliorations possibles de ces travaux ont été abordées dans ce manuscrit.

— L'amélioration des modèles implémentés pour le pilotage des réseaux phasés : l'intégration de matrices de calibration dans les algorithmes implémentés peut permettre de tenir compte des diagrammes de rayonnement individuels des antennes du réseau piloté pour améliorer les performances du système. D'autre part, les mesures réalisées sur un réseau conformé à une pointe conique de projectile utilisent uniquement un sous-réseau linéaire. L'implémentation d'un modèle pour une géométrie conformée ou quelconque permettrait de piloter l'ensemble des antennes du réseau conformé.

— La conception d'un démonstrateur expérimental pilotant un réseau selon deux dimensions : les mesures en environnement anéchoïque ont montré la possibilité de piloter un réseau planaire selon deux dimensions, pour la réception de données comme pour l'émission. Il serait donc envisageable de concevoir une station de suivi pilotant un réseau planaire, placée derrière le canon pour permettre le suivi d'un projectile ayant une trajectoire balistique.

— L'intégration future de systèmes basés sur la radio logicielle dans des projectiles : la résolution des défis technologiques discutés dans le chapitre 3 permettra d'envisager l'intégration complète de tels systèmes de contrôle de réseaux d'antennes dans des projectiles. Si certains de ces défis se révèlent difficiles à surmonter, on pourra alors imaginer que les progrès technologiques à venir dans les prochaines années permettront la réalisation de ces systèmes embarqués.

— L'étude de solutions hybrides : à partir des connaissances acquises sur les performances et les limitations inhérentes à l'utilisation de radios logicielles, il peut être envisagé de concevoir des systèmes tirant simultanément parti des avantages offerts par des architectures analogiques et numériques.

Ces recherches et les améliorations évoquées, notamment la miniaturisation et l'embarquement futurs de systèmes génériques numériques ou hybrides programmables, s'inscrivent dans le développement à long terme de munitions d'artillerie intelligentes. Les briques technologiques développées dans cette thèse peuvent servir de bases pour la conception et le développement de systèmes de communication en vol à hautes performances. L'utilisation de ces systèmes serait le fondement des futures munitions guidées, capables entre autres de recevoir des données GNSS en environnement brouillé ou d'assurer des radiocommunications bidirectionnelles discrètes uniquement dans la direction d'une station au sol et fonctionnelles pour une grande variété d'applications, sur une large gamme de fréquences et sans modification de l'électronique utilisée. Les résultats de ces travaux, les progrès de l'électronique et la réduction progressive des coûts, due à l'amélioration des procédés de fabrication industrielle, permettent d'envisager ces systèmes génériques embarqués comme technologiquement réalisables et économiquement viables dans les prochaines années.

# Bibliographie


[1] J. C. Maxwell, "A dynamical theory of the electromagnetic field," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London*, vol. 155, pp. 459–513, 1865.

[2] H. Hertz, *Electric Waves.* MacMillan and Co., 1893.

[3] D. J. Goodman, "Trends in cellular and cordless communications," *IEEE Communications Magazine*, vol. 29, pp. 31–40, June 1991.

[4] J.-P. Vasseur and A. Dunkels, *Interconnecting Smart Objects with IP : The Next Internet.* San Francisco, CA, USA : Morgan Kaufmann Publishers Inc., 2010.

[5] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete fourier transform," *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, pp. 628–634, October 1971.

[6] S. Loyka and G. Tsoulos, "Estimating MIMO system performance using the correlation matrix approach," *IEEE Communications Letters*, vol. 6, pp. 19–21, Jan 2002.

[7] H. A. Poehler, "Plasma-enhanced breakdown of telemetry antennas during ballistic missile powered flight," *IRE Transactions on Space Electronics and Telemetry*, vol. SET-7, pp. 90–95, Dec 1961.

[8] R. Monzingo, R. Haupt, and T. Miller, *Introduction to adaptive arrays, 2nd edition.* Scitech Publishing Inc., 01 2011.

[9] V. Jaeck, *Développement d'antennes de communication reconfigurables en bande C pour munitions intelligentes.* PhD thesis, Université de Rennes 1, 2016.

[10] W. Delaney, "From vision to reality 50+ years of phased array development," in *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, pp. 1–8, 2016.

[11] F. Peyrin and J. Friedt, "Study of the use of a SDR Passive RaDAR for the safe outdoor operation of an atmospheric LiDAR," 06 2019.

[12] D. Gaydos, P. Nayeri, and R. Haupt, "Adaptive Beamforming in High-Interference Environments Using a Software-Defined Radio Array," in *2019 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI Radio Science Meeting*, pp. 1501–1502, July 2019.

[13] H. Aliakbarian, E. Van der Westhuizen, R. Wiid, V. Volski, R. Wolhuter, G. A. E. Vandenbosch, and P. Coppin, "A digitally beam-steerable antenna array system for positioning-based tracking applications," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, pp. 35–49, Dec 2013.

[14] M. Paun, R. Tamas, and M. Ion, "A Software-Defined Radio Approach for Direction Finding," *UPB Scientific Bulletin, Series C : Electrical Engineering*, vol. 77, pp. 235–244, 12 2015.

[15] K. VonEhr, S. Hilaski, B. E. Dunne, and J. Ward, "Software Defined Radio for direction-finding in UAV wildlife tracking," in *2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT)*, pp. 0464–0469, May 2016.

[16] V. Nambiar, E. Vattapparamban, A. I. Yurekli, . Güvenç, M. Mozaffari, and W. Saad, "SDR based indoor localization using ambient WiFi and GSM signals," in *2017 International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, pp. 952–957, Jan 2017.

[17] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design.* New York, NY, USA : Wiley-Interscience, 2005.

[18] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook.* USA : Artech House, Inc., 2nd ed., 2005.

[19] R. P. Feynman, R. B. Leighton, and M. Sands, *The Feynman lectures on physics ; New millenium ed.*, ch. 28 : Electromagnetic radiation, pp. 260–265. Caltech, 2010.

[20] R. P. Feynman, R. B. Leighton, and M. Sands, *The Feynman lectures on physics vol.2 ; New millenium ed.*, ch. 17 : The Laws of Induction, pp. 712–726. Caltech, 2010.

[21] D. K. Cheng, *Field and Wave Electromagnetics.* Addison-Wesley series in electrical engineering, Addison Wesley, 2nd edition ed., 1983.

[22] U. de Géorgie (Etats-Unis), "Classification des polarisations d'une onde électromagnétique." *http : //hyperphysics.phy − astr.gsu.edu/hbase/phyopt/polclas.html.*

[23] R. P. Feynman, R. B. Leighton, and M. Sands, *The Feynman lectures on physics ; New millenium ed.*, ch. 29 : Interference, pp. 266–272. Caltech, 2010.

[24] B. W. Keeley, A. T. Keeley, and P. Houlahan, "Ridge number in bat ears is related to both guild membership and ear length," *PloS one*, vol. 13, no. 7, p. e0200255, 2018.

[25] "Page de Analog Devices sur les réseaux d'antennes et la formation de faisceau." *https : //www.analog.com/en/analog − dialogue/articles/phased − array − beamforming − ics − simplify − antenna − design.html.*

[26] E. Tonye and S. Kepchabe, "Performance analysis of analytical approaches to smart antennas modeling," 09 2015.

[27] V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Pouliguen, and P. Potier, "Design and manufacturing of conformal antenna array on a conical surface at 5.2 GHz," in *2017 47th European Microwave Conference (EuMC)*, pp. 1207–1210, 2017.

[28] Hui Hu and Na Wei, "A study of GPS jamming and anti-jamming," in *2009 2nd International Conference on Power Electronics and Intelligent Transportation System (PEITS)*, vol. 1, pp. 388–391, Dec 2009.

[29] J. Querol, A. Camps, E. G. Manfredini, and R. Píriz, "An anti-jamming system for GNSS timing applications," in *2018 European Frequency and Time Forum (EFTF)*, pp. 155–158, April 2018.

[30] C. C. Ko, J. Wen, and F. Chin, "Adaptive null-steering algorithm for separating multiple directional sources in linear power-inversion arrays," *IEE Proceedings H - Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 139, no. 6, pp. 477–482, 1992.

[31] Z. Ahmad, S. Yaoliang, Q. Du, and I. Ali, "Convergence analysis of null steering antenna utilizing power inversion algorithm," in *2015 XXth IEEE International Seminar/Workshop on Direct and Inverse Problems of Electromagnetic and Acoustic Wave Theory (DIPED)*, pp. 97–101, 2015.

[32] R. A. Qamar and N. M. Khan, "Null steering, a comparative analysis," in *2009 IEEE 13th International Multitopic Conference*, pp. 1–5, Dec 2009.

[33] M. M. Peinado, *Modélisation et validation expérimentale du canal de transmission radio sol-projectile pour la conception d'un transceiver numérique.* PhD thesis, Université de Poitiers, France, 2018.

[34] F. Gross, *Smart Antennas with MATLAB, Second Edition.* McGraw-Hill Education, 2015.

[35] A. Garg, A. Sharma, V. P. Dubey, and R. Gowri, "Design of beam steered weighted array with sidelobe cancellation," in *2017 4th International Conference on Signal Processing and Integrated Networks (SPIN)*, pp. 624–628, 2017.

[36] F. R. Castella and J. R. Kuttler, "Optimised array antenna nulling with phase-only control," *IEE Proceedings F - Radar and Signal Processing*, vol. 138, no. 3, pp. 241–246, 1991.

[37] M. R. Sarker, M. M. Islam, M. T. Alam, and M. Hossam-E-Haider, "Side lobe level reduction in antenna array using weighting function," in *2014 International Conference on Electrical Engineering and Information Communication Technology*, pp. 1–5, 2014.

[38] Y. O. Filimonova, K. A. Layko, and D. I. Podoynikov, "Applying of dolph-chebyshev amplitude distributions by the criterion of maximum aperture efficiency for given side-lobe level," in *2016 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronics Instrument Engineering (APEIE)*, vol. 02, pp. 87–89, 2016.

[39] Z. Chen, G. Gokeda, and Y. Yu, *Introduction to Direction-of-arrival Estimation.* Artech House signal processing library, Artech House, 2010.

[40] T. E. Tuncer and B. Friedlander, *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation.* USA : Academic Press, Inc., 2009.

[41] J. Foutz, A. Spanias, and M. Banavar, *Narrowband Direction of Arrival Estimation for Antenna Arrays.* Morgan & Claypool, 2008.

[42] H. Krim and M. Viberg, "Two decades of array signal processing research : the parametric approach," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 13, pp. 67–94, July 1996.

[43] C. D. Richmond, "Cross Coherence and Joint PDF of the Bartlett and Capon Power Spectral Estimates," in *2007 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - ICASSP '07*, vol. 2, pp. II–901–II–904, 2007.

[44] J. Capon, "High-resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," *Proceedings of the IEEE*, vol. 57, pp. 1408–1418, Aug 1969.

[45] R. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, pp. 276–280, March 1986.

[46] EttusResearch, "Phase synchronization capability of twinrx daughterboards and doa estimation," 2016.

[47] T. Collins, "gr-doa : Direction finding in gnu radio." Video Conference, Sept. 2017. *https : //www.gnuradio.org/grcon/grcon17/presentations/gr_doa_gnuradio_direction_finding/*.

[48] "carte fille TwinRX pour USRP X310." *https : //www.ettus.com/all − products/twinrx/*.

[49] C. Chang, R. Lee, and T. Shih, "Design of a Beam Switching/Steering Butler Matrix for Phased Array System," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 2, pp. 367–374, 2010.

[50] J. A. Haimerl, B. Hudson, G. P. Fonder, and D. K. Lee, "Overview of the large digital arrays of the space fence radar," in *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, pp. 1–8, 2016.

[51] "Radar cobra de l'armée de terre defense.gouv." *https : //www.defense.gouv.fr/terre/equipements/vehicules/systeme − radar − cobra*.

[52] "Radar cobra de l'armée de terre milinfo." *http : //www.milinfo.org/article − 32342774.html.*

[53] P. Pajusco, "Experimental characterization of DOA at the base station in rural and urban area," in *VTC '98. 48th IEEE Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (Cat. No.98CH36151)*, vol. 2, pp. 993–997 vol.2, 1998.

[54] C. Shepard, H. Yu, N. Anand, E. L. Li, T. L. Marzetta, Y. R. Yang, and L. Zhong, "Argos : practical many-antenna base stations," in *Mobicom '12*, 2012.

[55] M. Ould-Elhassen, M. Mabrouk, A. Ghazel, and P. Benech, "Improved coverage of phased array antennas used for RFID applications," in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 553–558, 2013.

[56] J. George and V. Chandrasekar, "Front-X phased array weather radar test bed," in *2016 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology (PAST)*, pp. 1–7, 2016.

[57] F. Saada, A. Zeiner, K. Meder, L. Garcia-Gamez, and L. Bernard, "Miniaturized onboard electronics for attitude measurement of medium caliber projectiles," in *2018 25th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems (ICECS)*, pp. 309–312, 2018.

[58] M. Milla, H. Boeglen, D. Schmoltzi, L. Bernard, and R. Vauzelle, "OFDM Channel Sounding in Line - of - Sight V2V Applications," in *2019 IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, pp. 118–118, 2019.

[59] J. D. Pinezich, J. Heller, and T. Lu, "Ballistic Projectile Tracking Using CW Doppler Radar," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 46, pp. 1302–1311, July 2010.

[60] E. Weinstein and N. Levanon, "Passive array tracking of a continuous wave transmitting projectile," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-16, pp. 721–726, Sep. 1980.

[61] D. N. Everswick and L. H. Glass, "Acquisition of artillery projectile data during in-bore travel using RF telemetry," in *1982 American Control Conference*, pp. 956–961, June 1982.

[62] E. D. Evans, "Radar systems and technologies for Navy air and missile defense," in *Record of the IEEE 2000 International Radar Conference [Cat. No. 00CH37037]*, pp. 9–11, 2000.

[63] E. R. Brown, E. B. Brown, and A. Hartenstein, "Ku-band retrodirective radar for ballistic projectile detection and tracking," in *2009 IEEE Radar Conference*, pp. 1–4, May 2009.

[64] L. Garcia-Gamez, L. Bernard, S. Collardey, H. Covic, R. Sauleau, K. Mahdjoubi, P. Potier, and P. Pouliguen, "Compact GNSS Metasurface-Inspired Cavity Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 18, no. 12, pp. 2652–2656, 2019.

[65] V. Jaeck, L. Bernard, K. Mahdjoubi, R. Sauleau, S. Collardey, P. Pouliguen, and P. Potier, "A Switched-Beam Conformal Array With a 3-D Beam Forming Capability in C-Band," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 65, pp. 2950–2957, June 2017.

[66] H. Bertrand, D. Grenier, and S. Roy, "Experimental Antenna Array Calibration with ADAptive LInear Neuron (ADALINE) Network," in *2006 IEEE 63rd Vehicular Technology Conference*, vol. 6, pp. 2706–2711, May 2006.

[67] D. Kim and S. Park, "Digital beamforming technique with high resolution digital phase shifter and digital phase calibration using SDR," in *2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, pp. 1–2, Oct 2017.

[68] F. Rivet, Y. Deval, J. Begueret, D. Dallet, P. Cathelin, and D. Belot, "From Software-Defined to Software Radio : Analog Signal Processor features," in *2009 IEEE Radio and Wireless Symposium*, pp. 348–351, Jan 2009.

[69] "Liste des convertisseurs analogiques-numériques de analog devices." *https : //www.analog.com/en/products/analog − to − digital − converters.html.*

[70] M. N. O. Sadiku and C. M. Akujuobi, "Software-Defined Radio : a brief overview," *IEEE Potentials*, vol. 23, no. 4, pp. 14–15, 2004.

[71] A. Wyglinski, R. Getz, T. Collins, and D. Pu, *Software-Defined Radio for Engineers.* Artech House mobile communications series, Artech House, 2018.

[72] R. W. Stewart, K. W. Barlee, D. S. W. Atkinson, and L. H. Crockett, *Software Defined Radio Using MATLAB & Simulink and the RTL-SDR.* Glasgow, GBR : Strathclyde Academic Media, 2015.

[73] "Illustration de l'échantillonnage réalisé par un convertisseur analogique-numérique." *https : //sti2d.ecolelamache.org/iii$_c$onversion$_a$nalogiquenumrique.html.*

[74] S. Bashir, S. Ali, S. Ahmed, and V. Kakkar, "Analog-to-digital converters : A comparative study and performance analysis," in *2016 International Conference on Computing, Communication and Automation (ICCCA)*, pp. 999–1001, 2016.

[75] C. Chen, Y. Zhang, and G. C. Temes, "History, present state-of-art and future of incremental adcs," in *2016 46th European Solid-State Device Research Conference (ESSDERC)*, pp. 75–78, 2016.

[76] V. von Kaenel, D. Aebischer, R. van Dongen, and C. Piguet, "A 600 MHz CMOS PLL microprocessor clock generator with a 1.2 GHz VCO," in *1998 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers, ISSCC. First Edition (Cat. No.98CH36156)*, pp. 396–397, 1998.

[77] D. Cordeau, D. Mellouli, J.-M. Paillot, H. Mnif, and M. Loulou, "A fully monolithic 5.8 GHz low phase noise coupled VCO network for phased-array systems," *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, vol. 82, pp. 335–340, 01 2015.

[78] D. Cordeau and J. Paillot, "A beam-scanning architecture using A 6-GHz array of four coupled differential VCOs for automotive communications," in *Proceedings of the International Conference on ELECTRONICS, COMPUTERS and ARTIFICIAL INTELLIGENCE - ECAI-2013*, pp. 1–7, 2013.

[79] R. Akeela and B. Dezfouli, "Software-defined Radios : Architecture, State-of-the-art, and Challenges," *CoRR*, vol. abs/1804.06564, 2018.

[80] "Ettus X310." https ://kb.ettus.com/X300/X310.

[81] "Carte PCI-Express pour USRP, Ettus." *https : //www.ettus.com/all − products/pcie − kit/.*

[82] "Ettus Research main page." *https : //www.ettus.com/.*

[83] "Picozed SOM - fiche technique." *https : //www.xilinx.com/products/boards − and − kits/1 − 58nuel.html.*

[84] "RTL-SDR 2832U DVB-T dongle."

[85] Rondeau, "Open-source GNU Radio software wiki main page." *https : //wiki.gnuradio.org/index.php/Main$_P$age.*

[86] R. G. Machado and A. M. Wyglinski, "Software-Defined Radio : Bridging the Analog–Digital Divide," *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, pp. 409–423, March 2015.

[87] R. I. Lackey and D. W. Upmal, "Speakeasy : the military software radio," *IEEE Communications Magazine*, vol. 33, no. 5, pp. 56–61, 1995.

[88] A. Wyglinski, M. Nekovee, and T. Hou, *Cognitive Radio Communications and Networks : Principles and Practice*. Elsevier Science, 2009.

[89] W. Tuttlebee, "Software-defined radio : Facets of a developing technology," *Personal Communications, IEEE*, vol. 6, pp. 38 – 44, 05 1999.

[90] "Ettus Research commercial USRP." *https : //www.ettus.com/products/*.

[91] "Ettus USRP 2974 (13000 euros)." *https : //www.ettus.com/all−products/usrp−*2974.

[92] "HackRF One." *https : //greatscottgadgets.com/hackrf/one/*.

[93] "Adalm-Pluto SDR." *https : //www.analog.com/en/design−center/evaluation−hardware − and − software/evaluation − boards − kits/adalm − pluto.html*.

[94] "PlutoSDR hack pour élargir la bande de fréquence opérationnelle à 70 MHz - 6 GHz." *https : //www.rtl − sdr.com/adalm − pluto − sdr − hack − tune − 70 − mhz − to − 6 − ghz − and − gqrx − install/*.

[95] K. Tan, H. Liu, J. Zhang, Y. Zhang, J. Fang, and G. M. Voelker, "Sora : High-performance software radio using general-purpose multi-core processors," *Commun. ACM*, vol. 54, p. 99–107, Jan. 2011.

[96] G. J. Minden, J. B. Evans, L. Searl, D. DePardo, V. R. Petty, R. Rajbanshi, T. Newman, Q. Chen, F. Weidling, J. Guffey, D. Datla, B. Barker, M. Peck, B. Cordill, A. M. Wyglinski, and A. Agah, "KUAR : A Flexible Software-Defined Radio Development Platform," in *2007 2nd IEEE International Symposium on New Frontiers in Dynamic Spectrum Access Networks*, pp. 428–439, 2007.

[97] "Projet "Wireless Open-Access Research Platform" (WARP) de la Rice University de Houston." *http : //warpproject.org/*.

[98] S. Winberg, A. Langman, and S. Scott, "The RHINO platform : charging towards innovation and skills development in software defined radio," pp. 334–337, 10 2011.

[99] M. Bansal, A. Schulman, and S. Katti, "Atomix : A framework for deploying signal processing applications on wireless infrastructure," in *NSDI*, 2015.

[100] M. C. Ng, K. E. Fleming, M. Vutukuru, S. Gross, Arvind, and H. Balakrishnan, "Airblue : A system for cross-layer wireless protocol development," in *2010 ACM/IEEE Symposium on Architectures for Networking and Communications Systems (ANCS)*, pp. 1–11, 2010.

[101] "Zedboard Zynq-7000 ARM FPGA SoC development board." *https : //www.xilinx.com/products/boards − and − kits/1 − elhabt.html*.

[102] "Partie matérielle des USRPs." *https : //files.ettus.com/schematics/*.

[103] "USRP UHD sur GitHub." *https : //github.com/EttusResearch/uhd*.

[104] "carte fille UBX-160 pour USRP X310." *https : //www.ettus.com/all − products/ubx160/*.

[105] "Ettus research Octoclock-G." *https : //www.ettus.com/all − products/octoclock − g/*.

[106] "fiche technique PDF de l'Octoclock de National Instruments." *http : //www.ni.com/pdf/manuals/375747c.pdf*.

[107] "GNU Radio mailing list." *https://lists.gnu.org/mailman/listinfo/discuss-gnuradio.*

[108] M. Hua, C. Hsu, W. Liao, C. Yao, T. Yeh, and H. Liu, "Direction-of-arrival estimator using array switching on software defined radio platform," in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, pp. 2821–2824, July 2011.

[109] Meng-Chang Hua, Cheng-Han Hsu, and Hsin-Chin Liu, "Implementation of direction-of-arrival estimator on software defined radio platform," in *2012 8th International Symposium on Communication Systems, Networks Digital Signal Processing (CSNDSP)*, pp. 1–4, July 2012.

[110] J. Wei and C. Yu, "Improvement of software defined radio based TDOA source localization," in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5307–5313, Oct 2014.

[111] V. Y. Vu and A. B. Delai, "Digital Solution for inter-vehicle localisation system by means of Direction-Of-Arrival," in *2006 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications*, pp. 875–878, Dec 2006.

[112] "Synchronization and MIMO Capability with USRP devices." *https://kb.ettus.com/Synchronization_and_MIMO_Capability_with_USRP_Devices.*

[113] L. Bernard and V. Jaeck, "Investigations on bandwidth enhancement of low cost printed phased array with reactive impedance substrates," in *2013 IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, pp. 279–284, Oct 2013.

[114] "Standard IRIG 106." *https://www.irig106.org/.*

[115] "Rohde & Schwarz VNA ZVA40." *https://www.rohde-schwarz.com/ph/product/zva-productstartpage_63493-9660.html.*

[116] "PNA Agilent Technologies E8363C 10 MHz - 40 GHz." *https://www.keysight.com/en/pd-1350013-pn-E8363C/pna-microwave-network-analyzer?cc=FR&lc=fre.*

[117] "Oscilloscope Rohde and Schwarz RTP-084." *https://www.rohde-schwarz.com/in/product/rtp-productstartpage_63493-469056.html.*

[118] D. Bertsekas and R. Gallager, *Data Networks (2nd Ed.)*. USA : Prentice-Hall, Inc., 1992.

[119] C. Campo, M. Stefer, L. Bernard, S. Hengy, H. Boeglen, and J. M. Paillot, "Antenna Weighting System for a Uniform Linear Array based on Software Defined Radio," in *2017 Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, pp. 1–4, Nov 2017.

[120] "Antennes 2,4 GHz pour applications Wi-Fi, Bluetooth. DigiKey." *https://www.digikey.fr/product-detail/en/laird-technologies-ias/MAF94051/994-1031-ND/2392210.*

[121] Y. Jiao, J. Huang, and Y. Hou, "Multidimensional MUSIC DOA estimation using ant colony optimization algorithm," in *IEEE 10th International Conference on Signal Processing proceedings*, pp. 291–294, 2010.

[122] A. Shoykhetbrod, A. Hommes, and N. Pohl, "A scanning FMCW-radar system for the detection of fast moving objects," in *2014 International Radar Conference*, pp. 1–5, 2014.

[123] E. R. Brown, E. B. Brown, and A. Hartenstein, "Ku-band retrodirective radar for ballistic projectile detection and tracking," in *2009 IEEE Radar Conference*, pp. 1–4, 2009.

[124] A. Rutkowski, A. Kawalec, and C. Rećko, "Anti-tank projectile detection by means of CW microwave sensors and portable pulsed radar," in *2018 22nd International Microwave and Radar Conference (MIKON)*, pp. 315–316, 2018.

[125] B. Sklar, *Digital Communications : Fundamentals and Applications*. Prentice Hall Communications Engineering and Emerging Techno, Prentice-Hall PTR, 2001.

[126] B. Stroustrup, *5 : Concurrency and Utilities - The C++ Programming Language : 4th Edition*. Always learning, Addison-Wesley, 2013.

[127] J. G. Proakis and D. K. Manolakis, *Digital Signal Processing (4th Edition)*. Upper Saddle River, NJ, USA : Prentice-Hall, Inc., 2006.

[128] "convertisseur Ethernet Thunderbolt SanLink." *https* : $//www.promise.com/Products/SANLink/SANLink2/8G-FC$.

[129] "Solid-State Drive Samsung Evo 850 500 Go." *https* : $//www.samsung.com/semiconductor/minisite/ssd/product/consumer/850evo/$.

[130] "Mémoire vive DDR4 2666 MHz." *https* : $//www.kingston.com/dataSheets/HX426C16FB2_8.pdf$.

[131] "Librairie Volk ("Vector Optimized Libray of Kernels")." *https* : $//www.libvolk.org/doxygen/index.html$.

[132] "Coupleurs bidirectionnels ZFBDC16-63HP+ de chez Mini-Circuits." *https* : $//www.minicircuits.com/pdfs/ZFBDC16-63HP+.pdf$.

[133] "Commutateurs RF ZFSWA2-63DR+ de chez Mini-Circuits." *https* : $//www.minicircuits.com/pdfs/ZFSWA2-63DR+.pdf$.

[134] "Diviseur-combineur de puissance ZN2PD2-63+ de chez Mini-Circuits." *https* : $//www.minicircuits.com/pdfs/ZN2PD2-63+.pdf$.

[135] "Présentation du PCDuino." *http* : $//www.mon-club-elec.fr/mes_downloads/doc_pcduino/1.pcduino_presentation.pdf$.

[136] "Présentation des composants Lime au SDR Markerspace." Markerspace, Jan. 2020. $https://limemicro.com/news/sdr-makerspace-conference-slides-and-video/$.

[137] "Composant LMS8001 Companion de LimeSDR." *https* : $//limemicro.com/products/boards/lms8001-companion/$.

[138] "Emetteur Recepteur AD9361 intégré 2x2 avec ADCs/DACs 12 bits embarqués 70 MHz - 6 GHz." $https://www.analog.com/en/products/ad9361.html$.

[139] C. Campo, L. Bernard, H. Boeglen, S. Hengy, and J. . Paillot, "Software-defined radio system for tracking application," in *12th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2018)*, pp. 1–5, 2018.

# Annexe A

# Création de blocs GNU Radio : tutoriel avec gr_modtool

## A.1 Contexte

GNU Radio inclut de nombreuses fonctions permettant de traiter les signaux numérisés. La première chose à faire est donc toujours de regarder s'il n'est pas possible de réaliser l'opération souhaitée, peut-être en la décomposant en opérations plus élémentaires ? Néanmoins cela n'est pas toujours possible : certaines fonctions spécifiques ne sont pas disponibles dans l'arborescence de base de GNU Radio ou le résultat obtenu n'est pas satisfaisant. Par exemple, dans cette thèse où les applications visées sont à cohérence de phase, l'utilisation de plusieurs blocs élémentaires est problématique : l'exécution des blocs GNU Radio est séquentielle et est gérée par l'ordonnanceur. Si l'on sépare une opération que l'on souhaite réaliser sur plusieurs voies en un bloc pour chaque voie, on bénéficie certes des possibilités d'exécution parallèles offertes par le processeur, mais on n'a aucun contrôle sur l'appel des différentes fonctions, la synchronisation entre échantillons, etc.

Pour toutes ces raisons et d'autres encore, il est réguilièrement nécessaire de coder son propre bloc dans GNU Radio. Comme GNU Radio est un projet immense, il est bienvenue d'utiliser un logiciel intégré dans GNU Radio dès l'installation : gr_modtool. Son utilisation fait l'objet d'un tutoriel sur le site de GNU Radio, mais l'exemple fourni est basique. On propose donc ici de réaliser un tutoriel à travers l'exemple de codage d'un bloc. On suppose pour cela que le lecteur possède des connaissances de base en C++ et sur l'utilisation du terminal de commande de Linux. On suppose également que GNU Radio a été correctement installé et qu'un logiciel pratique pour le codage en C++ est disponible sur l'ordinateur. L'exemple en question consiste à décrire le codage d'un bloc permettant d'appliquer la loi de phase permettant de dépointer le lobe principal d'un réseau d'antennes linéaire (ULA). Ladite loi de phase est expliquée dans l'équation 1.37 du chapitre 1.

Pour rappel, cette loi de phase s'écrit de la façon suivante :

$$\beta_{ULA} = -kdsin(\theta) = 2\pi d_{norm} sin(\theta) \tag{A.1}$$

où $\beta$ est la différence d'excitation en phase entre deux éléments adjacents du réseau, $k$ est la longueur électrique et est égal au rapport $\frac{2\pi}{\lambda}$ , $d$ est la distance entre deux éléments du réseau et $d_{norm}$ est cette même distance normalisée par rapport à la longueur d'onde du signal considéré. $\theta$ est la direction dans laquelle on souhaite dépointer le lobe principal.

On suppose ici que l'installation de GNU Radio a déjà été réalisée et que l'on travaille sous une distribution Linux. Les captures fournies ont été réalisées sur la version 18.04.1 LTS de Ubuntu après installation de la version 3.7.13.4 de GNU Radio. Le compilateur utilisé est CMake et les codes C++ sont visualisés à l'aide de QtCreator 4.

## A.2 La création d'un nouveau module

Les fonctions de GNU Radio s'organisent par modules, c'est-à-dire qu'elles sont regroupées selon le thème du besoin auquel elles répondent. Par exemple, on distingue le module "Qt" qui regroupe les fonctions d'affichage graphiques basées sur la librairie du même nom du module "Math Operator" qui permet d'appliquer aux échantillons (des nombres) toutes sortes d'opérations. Lorsque l'on souhaite développer son propre bloc, on créé donc un module qui va regrouper l'ensemble des besoins à couvrir par l'utilisateur. On se propose ici de créer le module "gr-array" dans le cadre du traitement des réseaux d'antennes. La commande à utiliser s'appelle "newmod" et la commande est listée ci-dessous.

```
$ gr_modtool newmod array
```

La figure A.1 montre le résultat.

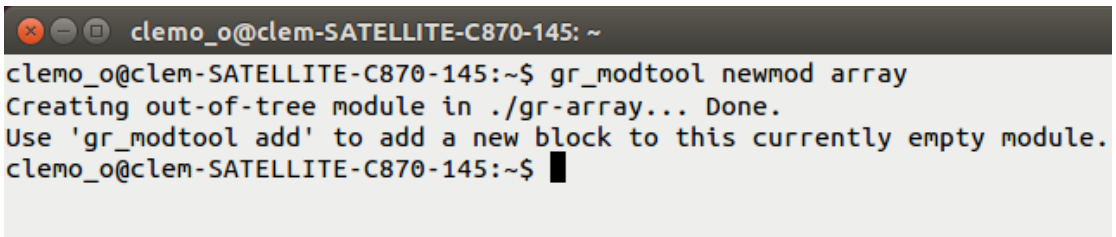



FIGURE A.1 – Terminal de commande pour créer un nouveau module "Out-Of-Tree" gr-array et résultat.

La commande "newmod" a permis la création d'un dossier "gr-array" (on note que le préfixe "gr" est ajouté automatiquement par la commande) contenant presque tous les fichiers nécessaires à l'ajout d'un module dans GNU Radio. Il suffit de créer un dossier "build" supplémentaire dans le dossier gr-array pour compiler ce nouveau module. Les commandes sont listées ci-dessous et la figure A.2 montre le résultat lorsque le module compile correctement.

```
$ cd gr-array
$ mkdir build
$ cd build
$ cmake ..
$ sudo make -j8
$ sudo make install
$ sudo ldconfig
```

```
clemo_o@clem-SATELLITE-C870-145: ~/gr-array/build
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/ftv2mo.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/ftv2blank.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/bc_s.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/ftv2mnode.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/nav_f.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/ftv2folderclosed.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/ftv2doc.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/nav_g.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/doxygen.css
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/ftv2splitbar.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/group__defs_8dox.html
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/ftv2mlastnode.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/tab_s.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/closed.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/api_8h_source.html
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/open.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/jquery.js
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/files.js
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/bdwn.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/main__page_8dox.html
clemo_o@clem-SATELLITE-C870-145:~/gr-array/build$
```

FIGURE A.2 – Terminal de commande lorsque l'on compile le module gr-array.

Le module ne contenant aucun code personnel, il ne doit pas y avoir d'erreur de compilation si GNU Radio est correctement installé. A ce stade le module est donc prêt mais ne contient encore aucun bloc.

## A.3 Création d'un bloc à l'aide de gr_modtool

L'outil gr_modtool permet de générer les bases de tous les fichiers nécessaires à l'ajout d'un nouveau bloc. Pour cela, il faut retourner dans le dossier du module et utiliser la commande "add".

```
$ cd ..
$ gr_modtool add
```

gr_modtool demande alors à l'utilisateur de répondre à plusieurs questions, comme le nom du bloc, le langage utilisé, etc. Une question importante concerne le type de bloc à créer. GNU Radio travaillant avec des flux de données, la notion de temps qui s'écoule y est représentée par la fréquence d'échantillonnage au niveau des blocs sources, et les facteurs de décimation et interpolation entre les blocs. Certains types de blocs étant extrêmement courants (décimateur, interpolateur, etc), GNU Radio propose quelques modèles préconçus de bloc pour épargner une partie du travail à l'utilisateur. Néanmoins, nous avons observé que, pour une raison que nous ignorons à l'heure actuelle, l'interaction entre certains blocs définis comme des "sync" (autant d'échantillons sont produits à la sortie du bloc que n'en sont consommés à son entrée) et des blocs de type "general" (définis par l'utilisateur) peut créer des erreurs à l'exécution. Un code rigoureusement identique écrit dans un bloc déclaré comme "general" ne produit pas cette erreur. Notre conseil personnel ici est donc de toujours créer des blocs de type "general", au cas où il serait un jour nécessaire de les faire intéragir avec d'autres blocs personnels. Nous appelons donc ici notre bloc "beamsteering_ULA", le déclarons comme un bloc de type "general" , le codons en C++ puisqu'il s'agit du langage offrant les meilleures performances, déclarons un paramètre de type float et ignorons la création de fichiers additionnels. L'utilisation de ces fichiers est détaillée sur les tutoriels en ligne et n'apporte pas grand-chose ici. Les entrées à utiliser en réponse aux questions de gr_modtool sont listées ci-après et la figure A.3 montre le résultat obtenu.

```
$ beamsteering_ULA
$ general
$ cpp
$ <username>
$ float d_norm
$ n
$ n
```

```
clemo_o@clem-SATELLITE-C870-145: ~/gr-array
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/files.js
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/bdwn.png
-- Installing: /usr/local/share/doc/gr-array/html/main__page_8dox.html
clemo_o@clem-SATELLITE-C870-145:~/gr-array/build$ cd ..
clemo_o@clem-SATELLITE-C870-145:~/gr-array$ gr_modtool add
GNU Radio module name identified: array
Enter name of block/code (without module name prefix): beamsteering_ULA
Block/code identifier: beamsteering_ULA
('sink', 'source', 'sync', 'decimator', 'interpolator', 'general', 'tagged_strea
m', 'hier', 'noblock')
Enter block type: general
Language (python/cpp): cpp
Language: C++
Please specify the copyright holder:
Enter valid argument list, including default arguments: float d_norm
Add Python QA code? [Y/n] n
Add C++ QA code? [Y/n] n
Adding file 'lib/beamsteering_ULA_impl.h'...
Adding file 'lib/beamsteering_ULA_impl.cc'...
Adding file 'include/array/beamsteering_ULA.h'...
Editing swig/array_swig.i...
Adding file 'grc/array_beamsteering_ULA.xml'...
Editing grc/CMakeLists.txt...
clemo_o@clem-SATELLITE-C870-145:~/gr-array$
```

FIGURE A.3 – Terminal de commande pour créer un nouveau bloc "beamsteering_ULA".

## A.4 Code source

Pour que le bloc que nous venons de créer puisse réaliser un traitement, nous devons modifier son code source, dont la base est générée par gr_modtool dans le dossier "lib" du module. Les fichiers qui nous intéressent sont "beamsteering_ULA_impl.h" et "beamsteering_ULA_impl.cc". Ouvrir le fichier header nous renvoie à la figure A.4.

On y constate que le bloc généré est une classe. L'utilisateur a donc la charge de définir son constructeur, ses attributs, ses méthodes le cas échéant, et deux autres fonctions appelées "forecast" et "general_work". La première est due à la nature "general" de notre bloc : c'est là que nous définirons la relation entre le nombre d'échantillons dans chaque “buffer” d'entrée et celui dans chaque “buffer” en sortie du bloc. La deuxième porte le nom "work". Quel que soit le type de bloc créé, la fonction "work" remplit la même fonction : les blocs sont exécutés de façon répétée au fur et à mesure que des échantillons sont produits par des sources. Chaque instance d'un bloc est créée une seule fois au démarrage du programme en appelant son constructeur, mais à chaque exécution de ce bloc pour un nouveau “buffer” d'échantillons, c'est la fonction "work" qui est appelée. La fonction "work" d'un bloc peut donc plus ou moins être vue comme la fonction "main" d'un programme C++.

```
21  #ifndef INCLUDED_ARRAY_BEAMSTEERING_ULA_IMPL_H
22  #define INCLUDED_ARRAY_BEAMSTEERING_ULA_IMPL_H
23
24  #include <array/beamsteering_ULA.h>
25
26  namespace gr {
27    namespace array {
28
29      class beamsteering_ULA_impl : public beamsteering_ULA
30      {
31       private:
32        // Nothing to declare in this block.
33
34       public:
35        beamsteering_ULA_impl(float d_norm);
36        ~beamsteering_ULA_impl();
37
38        // Where all the action really happens
39        void forecast (int noutput_items, gr_vector_int &ninput_items_required);
40
41        int general_work(int noutput_items,
42             gr_vector_int &ninput_items,
43             gr_vector_const_void_star &input_items,
44             gr_vector_void_star &output_items);
45      };
46
47    } // namespace array
48  } // namespace gr
49
50  #endif /* INCLUDED_ARRAY_BEAMSTEERING_ULA_IMPL_H */
```

FIGURE A.4 – Fichier header de "beamsteering_ULA" avant modification.

L'exécution périodique de la fonction "work" de chaque bloc entraîne une petite subtilité qui peut piéger un débutant pressé : toute variable déclarée dans la fonction "work" est réinitialisée à chaque appel. Si l'on souhaite garder en mémoire la valeur d'une variable entre deux appels du bloc (comme c'est le cas pour $d_{norm}$ par exemple), il faut déclarer cette variable comme un attribut de la classe. On propose dans le cas de notre exemple d'utiliser des attributs pour garder en mémoire la valeur du produit $kd$. La figure A.5 montre la ligne à écrire dans le header.

```
21  #ifndef INCLUDED_ARRAY_BEAMSTEERING_ULA_IMPL_H
22  #define INCLUDED_ARRAY_BEAMSTEERING_ULA_IMPL_H
23
24  #include <array/beamsteering_ULA.h>
25
26  namespace gr {
27    namespace array {
28
29      class beamsteering_ULA_impl : public beamsteering_ULA
30      {
31       private:
32        float kd;
33
34       public:
35        beamsteering_ULA_impl(float d_norm);
36        ~beamsteering_ULA_impl();
37
38        // Where all the action really happens
39        void forecast (int noutput_items, gr_vector_int &ninput_items_required);
40
41        int general_work(int noutput_items,
42             gr_vector_int &ninput_items,
43             gr_vector_const_void_star &input_items,
44             gr_vector_void_star &output_items);
45      };
46
47    } // namespace array
48  } // namespace gr
49
50  #endif /* INCLUDED_ARRAY_BEAMSTEERING_ULA_IMPL_H */
51
```

FIGURE A.5 – Fichier header modifié, avec définition de l'attribut float kd.

L'ouverture du fichier "beamsteering_ULA_impl.cc" est illustrée quant à elle par la figure A.6. Ici, on découvre les trois fonctions évoquées dans le header. Commençons par le constructeur. Il nous est clairement de définir les nombres minimum et maximum de flux en entrée et en sortie du bloc. Dans le cas de notre exemple, nous souhaitons que l'utilisateur puisse définir une direction dans laquelle il souhaite dépointer le lobe principal du réseau d'antenne, que cette valeur puisse être changée dynamiquement par l'utilisateur pendant l'exécution du programme, et que les flux de données en entrée (qui correspondent aux signaux de chaque antenne du réseau) sortent du bloc déphasés selon la loi de phase définie par l'équation A.1. Nous détaillons dans ce manuscrit l'implémentation de variables globales gérées par un mux que nous avons réalisée en ce sens, mais nous allons garder les choses simples ici. Nous allons donc considérer que la consigne de l'utilisateur peut être récupérée à l'aide d'un flux d'entrée supplémentaire. Nous nous donnons donc une entrée de plus que de sorties. Ce flux supplémentaire contient la consigne angulaire, donc un flux de float semble approprié. Les flux des signaux de chaque antenne, en entrée comme en sortie, sont des signaux I/Q ; nous utiliserons donc le format gr_complex (qui n'est rien de plus qu'un alias pour complex<float>). Pour indiquer au constructeur que nous voulons deux types de données différents en entrée, nous utilisons la fonction "make2" au lieu du "make" prégénéré. Ensuite, nous devons préciser les deux types de données utilisés, en commençant par le type qui ne concerne qu'un seul "buffer" d'entrée. En sortie, nous n'utilisons que des nombres complexes. Dans les deux cas, nous ne donnons pas de limite au nombre maximum de "buffers" en indiquant "-1" à cet emplacement. Enfin, nous initialisons notre attribut *kd* dans le corps du constructeur.

```
21  #ifdef HAVE_CONFIG_H
22  #include "config.h"
23  #endif
24
25  #include <gnuradio/io_signature.h>
26  #include "beamsteering_ULA_impl.h"
27
28  namespace gr {
29    namespace array {
30
31      beamsteering_ULA::sptr
32      beamsteering_ULA::make(float d_norm)
33      {
34        return gnuradio::get_initial_sptr
35          (new beamsteering_ULA_impl(d_norm));
36      }
37
38      /*
39       * The private constructor
40       */
41      beamsteering_ULA_impl::beamsteering_ULA_impl(float d_norm)
42        : gr::block("beamsteering_ULA",
43                gr::io_signature::make(<+MIN_IN+>, <+MAX_IN+>, sizeof(<+ITYPE+>)),
44                gr::io_signature::make(<+MIN_OUT+>, <+MAX_OUT+>, sizeof(<+OTYPE+>)))
45      {}
46
47      /*
48       * Our virtual destructor.
49       */
50      beamsteering_ULA_impl::~beamsteering_ULA_impl()
51      {
52      }
53
54      void
55      beamsteering_ULA_impl::forecast (int noutput_items, gr_vector_int &ninput_items_required)
56      {
57        /* <+forecast+> e.g. ninput_items_required[0] = noutput_items */
58      }
59
60      int
61      beamsteering_ULA_impl::general_work (int noutput_items,
62                          gr_vector_int &ninput_items,
63                          gr_vector_const_void_star &input_items,
64                          gr_vector_void_star &output_items)
65      {
66        const <+ITYPE+> *in = (const <+ITYPE+> *) input_items[0];
67        <+OTYPE+> *out = (<+OTYPE+> *) output_items[0];
68
69        // Do <+signal processing+>
70        // Tell runtime system how many input items we consumed on
71        // each input stream.
72        consume_each (noutput_items);
73
74        // Tell runtime system how many output items we produced.
75        return noutput_items;
76      }
77
78    } /* namespace array */
79  } /* namespace gr */
```

FIGURE A.6 – Fichier source de "beamsteering_ULA" avant modification.

La figure A.7 montre le constructeur modifié selon nos besoins.

```
41      beamsteering_ULA_impl::beamsteering_ULA_impl(float d_norm)
42        : gr::block("beamsteering_ULA",
43                gr::io_signature::make2(3, -1, sizeof(float), sizeof(gr_complex)),
44                gr::io_signature::make(2, -1, sizeof(gr_complex)))
45      {
46          this->kd = 2*d_norm*M_PI;
47      }
```

FIGURE A.7 – Constructeur modifié pour le bloc "beamsteering_ULA".

Passons à la fonction "forecast". Elle doit indiquer à l'ordonnanceur le rapport entre le nombre d'échantillons traités qui seront présents dans les "buffers" de sortie et le nombre d'échantillons nécessaires dans chaque "buffer" d'entrée pour réaliser cette opération. Le nombre d'échantillons nécessaire dans chaque "buffer" d'entrée est regroupé dans le vecteur *ninput_items_required*. Le premier élément est le nombre nécessaire dans le premier "buffer" d'entrée, et ainsi de suite. Notre bloc se contente de déphaser les signaux I/Q, c'est-à-dire de multiplier chaque échantillon complexe par un autre nombre complexe. Le nombre d'échantillons est donc le même sur chaque "buffer" d'entrée et de sortie. L'ordonnanceur de GNU Radio décide combien d'échantillons sont dans le "buffer" au moment de l'appel de la fonction. L'utilisateur doit donc indiquer le rapport entrée/sortie en fonction du nombre d'échantillons *noutput_items* qui seront insérés dans les "buffers" de sortie : c'est le paramètre supposé connu.

Dans notre cas, une simple boucle suffit donc, comme montré dans la figure A.8.

```
56      void
57      beamsteering_ULA_impl::forecast (int noutput_items, gr_vector_int &ninput_items_required)
58      {
59        for (int i=0; i<ninput_items_required.size(); i++)
60             ninput_items_required[i] = noutput_items;
61      }
```

FIGURE A.8 – Fonction forecast modifiée du fichier "beamsteering_ULA".

Enfin, la fonction "general_work" définit l'utilisation des échantillons dans les "buffers" d'entrée, les traitements à réaliser, les échantillons à placer dans les "buffers" de sortie, le nombre d'échantillons consommés sur chaque entrée et le nombre d'échantillons produits. Ces deux dernières données sont régies par les dernières instructions de la fonction. Dans notre cas, tous les échantillons en entrée sont à consommer à chaque appel de la fonction, et tous les "buffers" de sortie doivent produire un nombre d'échantillons égal au nombre d'échantillons dans les "buffers" d'entrée correspondant (ce nombre est le même pour tous les "buffers" d'ailleurs). On peut donc laisser ces instructions telles quelles. La fonction "general_work" est donc l'endroit où nous pouvons accéder aux échantillons pour les manipuler. Les pointeurs vers les "buffers" d'entrée sont regroupés dans le vecteur *input_ items*, et ceux de sortie dans le vecteur *output_ items*. On propose d'appeler ici le premier "buffer" d'entrée "inputAngle". On commence par utiliser le premier échantillon de ce "buffer" (choix totalement arbitraire) pour calculer la valeur de $\beta$ à utiliser pour déphaser les signaux en entrée. Si l'utilisateur modifie la valeur des floats dans le flux d'entrée, la valeur de l'échantillon utilisé sera modifiée au prochain appel de la fonction "general_work" et la valeur de $\beta$ sera mise à jour. Tous les autres "buffers" réalisent le même traitement et sont donc rassemblés dans une boucle for qui nomme les "buffers" considérés "in" et "out" respectivement. Pour chaque "buffer", donc chaque itération de la boucle, on parcourt tous les échantillons du "buffer" en les multipliant par $\beta$ et en plaçant le résultat dans le "buffer" de sortie correspondant (on garde volontairement les choses le plus simple possible en n'utilisant pas de bibliothèque comme Volk pour améliorer les performances). La figure A.9 montre la fonction "general_work" terminée.

```
63      int
64      beamsteering_ULA_impl::general_work (int noutput_items,
65                          gr_vector_int &ninput_items,
66                          gr_vector_const_void_star &input_items,
67                          gr_vector_void_star &output_items)
68      {
69        const float *inputAngle = (const float *) input_items[0];
70        float beta = kd * sin(inputAngle[0]*M_PI/180);
71
72        // Do <+signal processing+>
73        for (int i=0; i<output_items.size(); i++)
74        {
75            const gr_complex *in  = (const gr_complex *) input_items[i+1];
76            gr_complex *out       = (gr_complex *) output_items[i];
77            gr_complex dephasage  = std::polar((float) 1, i*beta);
78
79            for (int k=0; k<noutput_items; k++)
80                out[k] = in[k] * dephasage;
81        }
82
83        consume_each (noutput_items);
84        return noutput_items;
85      }
```

FIGURE A.9 – Fonction general_work modifiée du fichier "beamsteering_ULA".

Notre code source est maintenant prêt. Une compilation du module va nous assurer qu'aucune erreur n'est détectée. Toutes nos compilations s'effectuent depuis le dossier "build".

```
$ cd build
$ sudo make install
$ sudo ldconfig
```

Une fois toute erreur corrigée et la compilation terminée, il reste une modification à apporter avant de pouvoir tester le bloc dans l'interface GNU Radio Companion : éditer le fichier xml permettant de gérer l'affichage du bloc. gr_modtol permet de générer une première version de ce fichier xml d'après le code source que nous avons écrit. Il nous suffit pour cela d'exécuter la commande "makexml" et de valider la réécriture du fichier en appuyant sur la touche y.

```
$ cd ..
$ gr_modtool makexml beamsteering_ULA
$ y
```

Le fichier xml en question est contenu dans le dossier "grc" du module, et peut être ouvert et modifié à l'aide de n'importe quel éditeur de texte (gedit fait très bien l'affaire). La figure A.10 montre le fichier visualisé :

```xml
<block>
  <name>Beamsteering ula</name>
  <key>array_beamsteering_ULA</key>
  <category>[ARRAY]</category>
  <import>import array</import>
  <make>array.beamsteering_ULA($d_norm)</make>
  <param>
    <name>D_norm</name>
    <key>d_norm</key>
    <type>float</type>
  </param>
  <param>
    <name>Num_inputs</name>
    <key>num_inputs</key>
    <value>2</value>
    <type>int</type>
  </param>
  <param>
    <name>Num_outputs</name>
    <key>num_outputs</key>
    <value>2</value>
    <type>int</type>
  </param>
  <sink>
    <name>in</name>
    <type>float</type>
  </sink>
  <sink>
    <name>in</name>
    <type>complex</type>
    <nports>$num_inputs</nports>
  </sink>
  <source>
    <name>out</name>
    <type>complex</type>
    <nports>$num_outputs</nports>
  </source>
</block>
```

FIGURE A.10 – Fichier xml de "beamsteering_ULA" tel que généré par gr_modtool.

Plusieurs modifictions doivent cependant être apportées au code pour obtenir le fonctionnement souhaité dans GNU Radio Companion. Par exemple, le nombre d'entrées et de sorties complexes est toujours le même dans notre cas. Il ne faut donc surtout pas utiliser deux paramètres distincts. On peut donc supprimer au choix le paramètre "num_outputs" ou "num_inputs", et renommer celui restant en "nb_antennes". On peut définir sa valeur par défaut à 2, le nombre minimum dans un réseau (cette valeur

peut être modifiée par l'utilisateur). Le premier "sink" (bloc qui consomme des échantillons en entrée mais n'a pas de sortie) de type float (l'entrée du bloc consomme des échantillons du point de vue du programme, c'est donc bien un objet "sink". Les sorties du bloc produisent des échantillons qui sont acheminées vers d'autres blocs, ce sont des "sources") correspond à la consigne de l'utilisateur. Renommons-la "inputAngle". Enfin le nombre de ports correspondant aux entrées et sorties complexes est toujours égal à la valeur du paramètre "nb_antennes" (on renvoie à sa valeur en utilisant le symbole $). La figure A.11 montre le fichier xml après modification.

```
<block>
  <name>Beamsteering ULA</name>
  <key>array_beamsteering_ULA</key>
  <category>[ARRAY]</category>
  <import>import array</import>
  <make>array.beamsteering_ULA($d_norm)</make>
  <param>
    <name>d_norm</name>
    <key>d_norm</key>
    <type>float</type>
  </param>
  <param>
    <name>nb_antennes</name>
    <key>nb_antennes</key>
    <value>2</value>
    <type>int</type>
  </param>
  <sink>
    <name>inputAngle</name>
    <type>float</type>
  </sink>
  <sink>
    <name>in</name>
    <type>complex</type>
    <nports>$nb_antennes</nports>
  </sink>
  <source>
    <name>out</name>
    <type>complex</type>
    <nports>$nb_antennes</nports>
  </source>
</block>
```

FIGURE A.11 – Fichier xml de "beamsteering_ULA" modifié.

On peut recompiler le module pour prendre en compte ces changement avant d'ouvrir enfin GNU Radio Companion.

```
$ cd build
$ sudo make install
$ sudo ldconfig
$ gnuradio-companion
```

Le bloc créé est disponible dans l'arborescence à droite et peut être trouvé via la recherche. La figure A.12 montre le bloc visualisé dans GRC pour une distance inter-élément supposée d'une demi-longueur d'onde.

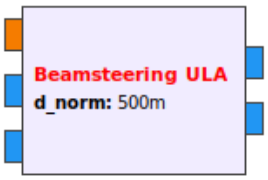



FIGURE A.12 – Bloc "beamsteering_ULA" visualisé dans GNU Radio Companion après recompilation.

Pour le tester, on propose de générer une sinusoïde pure en logiciel à l'aide du bloc "Signal Source" et d'envoyer le signal sur les deux entrées complexe du bloc pour simuler un signal en phase sur chaque antenne. Un bloc "Constant Source" permet de définir une consigne utilisateur pour l'angle de dépointage du lobe principal. On impose par exemple une consigne de 90°, pour laquelle le bloc doit produire des signaux en opposition de phase, comme sur la figure A.13. On ne montre dans les captures que les parties réelles des signaux I/Q.

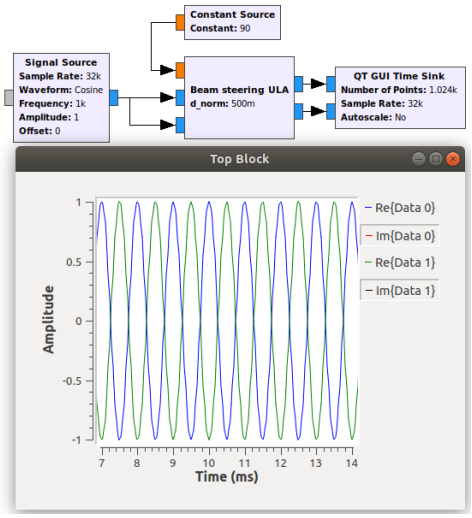



FIGURE A.13 – Premier test de "beamsteering_ULA" dans GNU Radio Companion. Les signaux sortent en opposition de phase.

Pour continuer de tester le bloc enfin, on peut par exemple augmenter le nombre de voies et affecter une variable modifiable à la consigne angulaire à l'aide du bloc "Qt GUI Range". On appelle ici "Angle" la variable du "Qt GUI Range", et on affecte "Angle" à la valeur que le bloc "Constant Source" doit produire en sortie. La figure A.14 montre le résultat obtenu en apportant ces modifications. Le bloc fonctionne comme prévu.

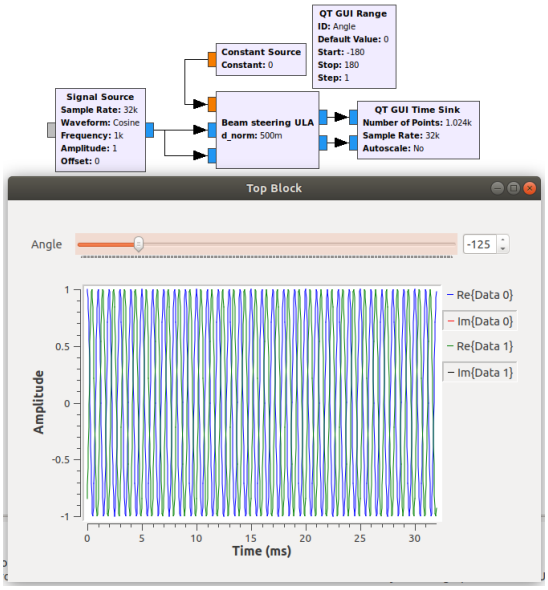



FIGURE A.14 – Second test de "beamsteering_ULA" dans GNU Radio Companion. La valeur de la consigne angulaire est contrôlée par une variable "Angle" modifiable par l'utilisateur à l'aide du bloc "Qt GUI Range".

# Annexe B

# Utilisation de variables globales dans GNU Radio

## B.1 Contexte et rappels

Dans le cadre des travaux d'optimisation menés sur le programme de suivi de projectile (cf. chapitre 2), la gestion sécurisée de variables globales accessibles depuis plusieurs blocs GNU Radio a été implémentée sous la forme d'une classe *SharedVariable*. Ces variables globales permettent d'échanger des informations entre blocs sans utiliser de flux de données et consomment ainsi nettement moins de ressources que ces derniers. Il faut noter que GNU Radio implémente nativement les messages et les tags qui sont aussi des moyens de communications inter-blocs, respectivement asynchrone et synchrone, moins coûteux que les flux de données. Pour rappel, l'utilisation de ces variables globales pour accéder à des informations depuis différentes blocs GNU Radio présente les caractéristiques suivantes :

— l'information peut être communiquée depuis $N$ blocs (accès de la variable en écriture) vers $N$ blocs.

— une fois le module installé dans GNU Radio, les variables globales peuvent être utilisées dans tous les blocs codés par l'utilisateur.

— le bloc receveur de l'information peut lire la valeur de la variable à n'importe quel moment de son exécution.

— chaque bloc peut modifier la valeur de la variable à tout moment de l'exécution du programme GNU Radio. La valeur mise à jour est alors instantanément visible par les autres blocs.

— les variables sont identifiées par une combinaison clé-valeur. Pour accéder à la variable en écriture, il faut ainsi spécifier la clé identifiant la variable et la valeur que l'on souhaite affecter à cette variable.

— les accès simultanés à la même variable ne sont pas autorisés. Tant qu'un bloc accède à la variable (en lecture ou en écriture), les autres blocs sont mis en attente.

— aucun système de priorisation ni d'ordonnancement des accès n'est implémenté. La valeur de la variable est systématiquement égale à celle écrite par le dernier bloc.

— aucun lien n'est affiché graphiquement entre les blocs dans l'interface graphique de GNU Radio, ce qui peut rendre les graphiques utilisant les variables globales moins lisibles.

## B.2 Utilisation et exemple

L'utilisation d'une variable globale n'a du sens qu'à partir du moment où au moins un bloc accède à la variable en écriture (le bloc est émetteur de l'information) et un bloc lit la valeur de la variable (le bloc est receveur de l'information). Un exemple d'utilisation est décrit ici dans le cas d'un émetteur et un receveur de l'information, sous la forme d'une variable globale *DoA* de type *"double"*.

### Demande d'accès à la variable

L'utilisation des variables globales est toujours réalisée dans la fonction *work* du bloc. Que le bloc souhaite lire la variable ou lui affecter une valeur, il doit d'abord demander l'accès à cette variable.

```
sharedVariablePtr doaPtr = SharedVariable : :getSharedVarPtr( "doa" ) ;
```

### Écriture de la valeur

Le bloc émetteur de l'information peut ensuite affecter la valeur qu'il souhaite à la variable à l'aide d'un pointeur polymorphique. Dans le cas donné en exemple, la commande pour affecter la valeur 10 à *DoA* s'écrit comme suit.

```
doaPtr->setValue(pmt : :from_double(10.)) ;
```

Le bloc récepteur, de son côté, doit récupérer la valeur de la variable dans un pointeur polymorphique. C'est ensuite à l'intérieur du bloc que cette valeur est reconvertie, dans l'exemple fourni au format *"double"*.

```
double DoA=pmt : :to_double(doaPtr->value()) ;
```

### Exemple visualisé dans l'interface graphique de GNU Radio

La figure B.1 montre le graphique d'un programme GNU Radio utilisant une variable globale *DoA*. Cette implémentation permet au bloc *"Doa ula static msg"* de mettre à jour la valeur de *DoA* en fonction de l'estimation de l'algorithme implémenté. Le bloc *"Recombine signals ula volk"* lit ensuite la valeur de la variable, qui définit les déphasages imposés aux signaux en entrée du bloc lors de l'opération de recombinaison. La figure B.1 est tirée de la figure 2.72 du chapitre 2.

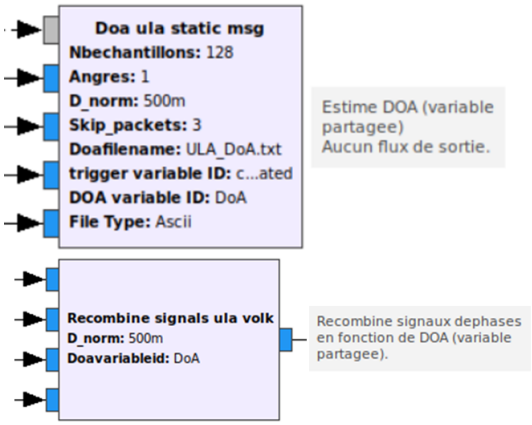



FIGURE B.1 – Exemple de graphique d'un programme GNU Radio utilisant une variable globale.

# Annexe C

# Résultats expérimentaux pour les ULAs en fonctionnement réception

L'annexe suivante rassemble les figures des mesures réalisées pour les différents ULAs en fonctionnement réception, en environnement anéchoïque. Les ULAs utilisés dans ces mesures sont l'ULA de quatre éléments à polarisation circulaire, à 2,388 GHz, l'ULA constitué d'une ligne du réseau planaire de 4x4 éléments à polarisation linéaire, à 3,1 GHz, et l'ULA constitué d'un sous-réseau de trois éléments du réseau conique de 4x3 éléments à polarisation linéaire, à 5,2 GHz.

## C.1 Résultats pour le dépointage de faisceau

Cette section rassemble les résultats obtenus pour les mesures de dépointage de faisceau présentées dans le chapitre 2.

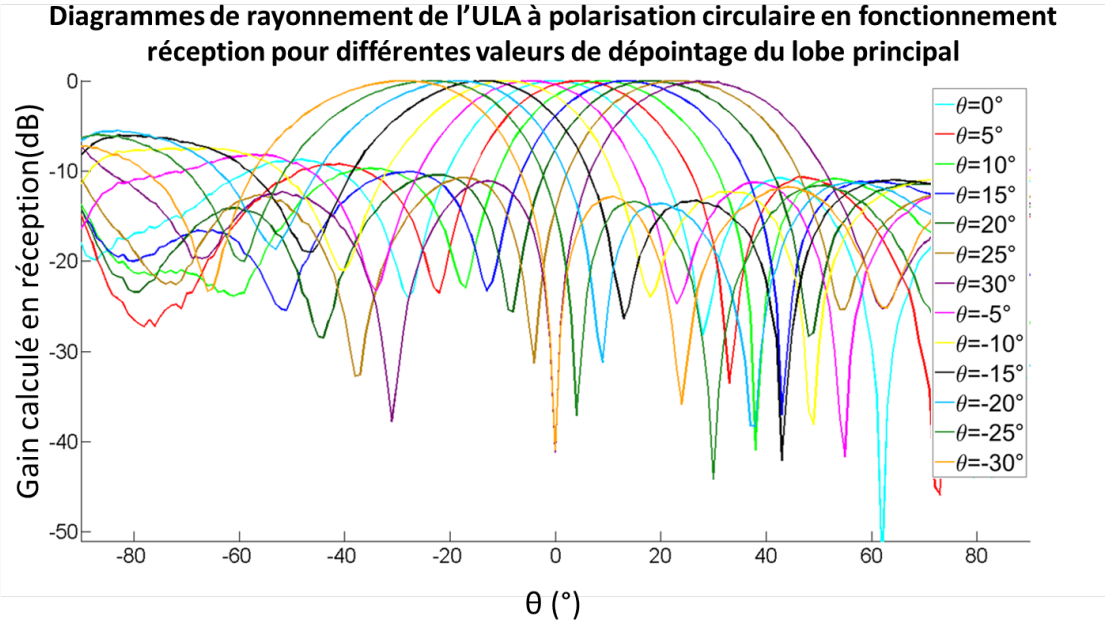



FIGURE C.1 – Diagrammes mesurés pour l'ULA à polarisation circulaire, à 2,388 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

Les figures C.1 et C.2 montrent que le lobe principal des ULAs de quatre éléments sont effectivement dépointés pour des consignes allant de -30° à +30°, pour des fréquences de fonctionnement différentes.

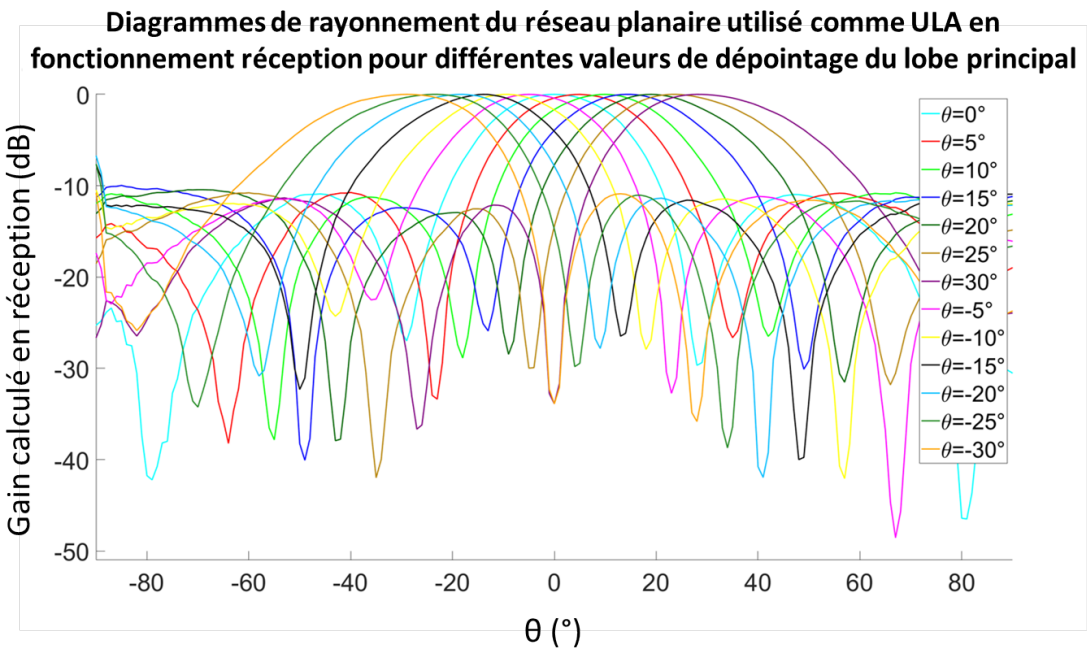



FIGURE C.2 – Diagrammes mesurés pour le réseau planaire utilisé comme ULA, à 3,1 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

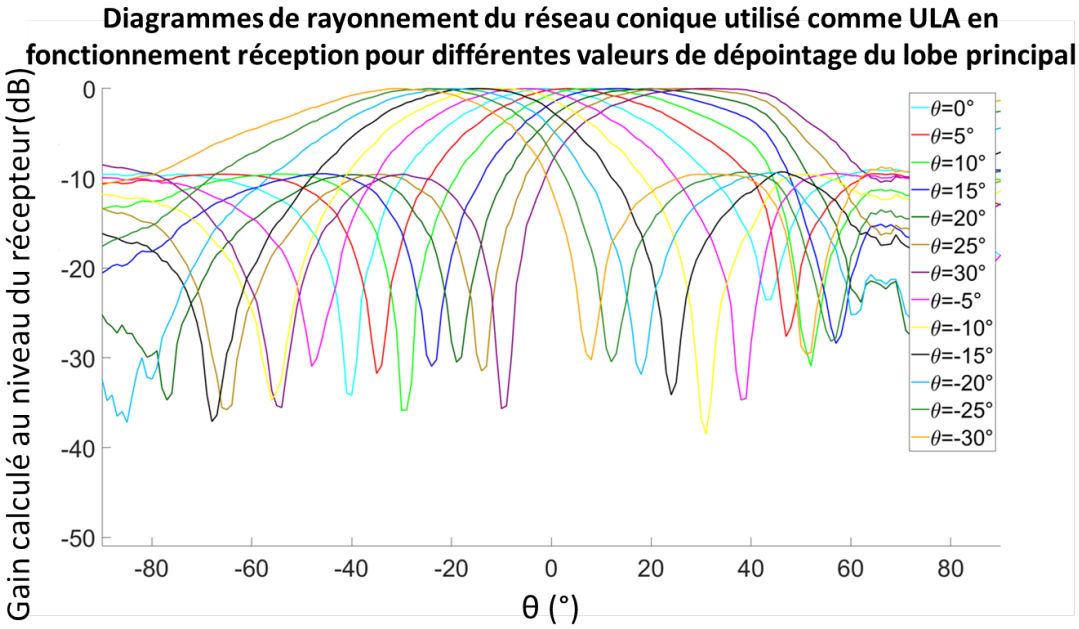



FIGURE C.3 – Diagrammes mesurés pour le réseau conique utilisé comme ULA, à 5,2 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

La figure C.3 montre que le lobe principal de l'ULA de trois éléments est effectivement dépointé par le système à 5,2 GHz. Dans le cas des ULAs à 2,3 GHz et 3,1 GHz, qui possèdent quatre éléments, l'ouverture de faisceau à mi-puissance mesurée est de 26° sans dépointage, comme mesuré lorsque les réseaux sont pilotés à l'aide de circuits analogiques [113, 139]. Pour l'ULA de trois éléments à 5,2 GHz, l'ouverture de faisceau à mi-puissance mesurée est de 34° sans dépointage, ce qui est cohérent avec l'étude antérieure [65].

## C.2 Résultats pour le dépointage de nul

Les figures C.4 à C.6 présentent les diagrammes mesurés pour les différents ULAs, pour des valeurs de dépointage allant de -30° à +30°.

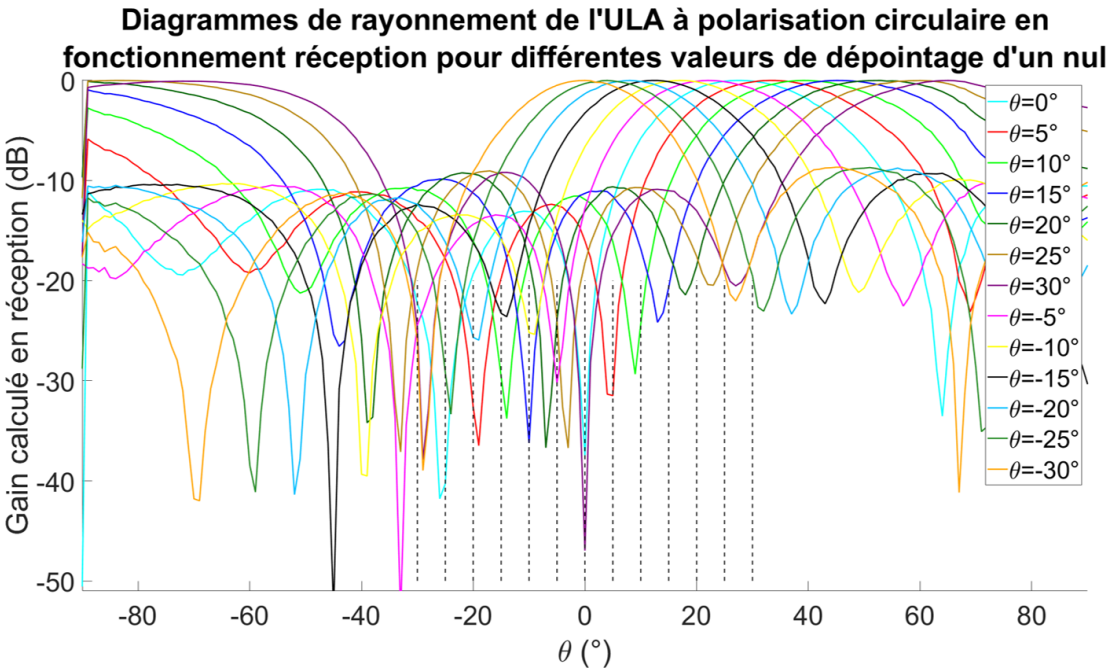



FIGURE C.4 – Diagrammes mesurés pour l'ULA à polarisation circulaire à 2,388 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

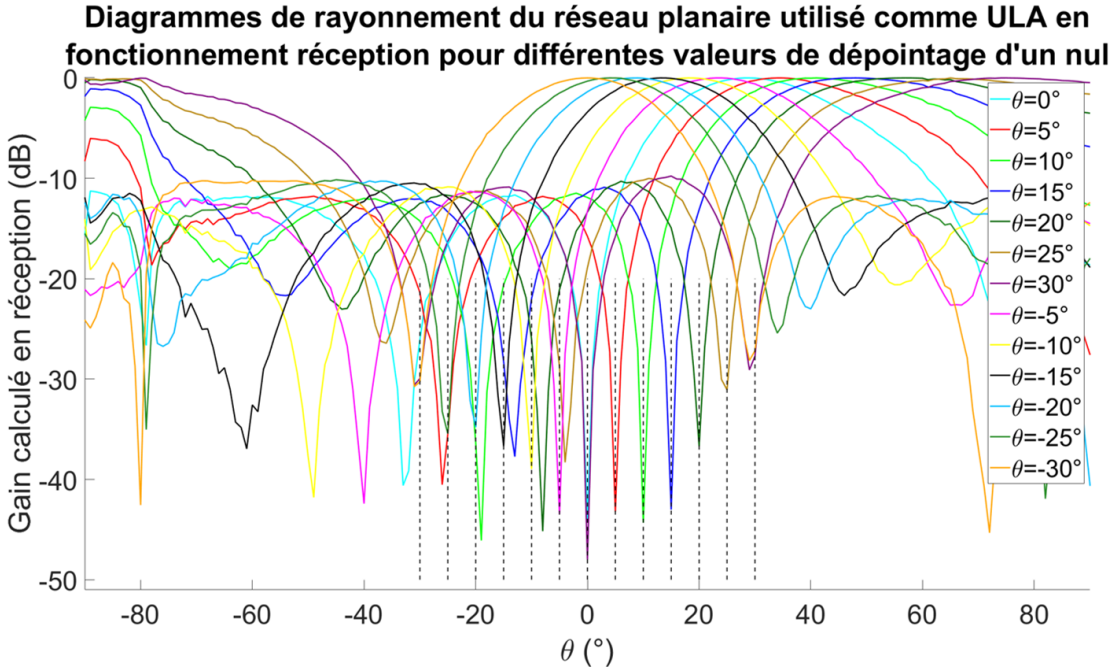



FIGURE C.5 – Diagrammes mesurés pour le réseau planaire utilisé comme ULA, à 3,1 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

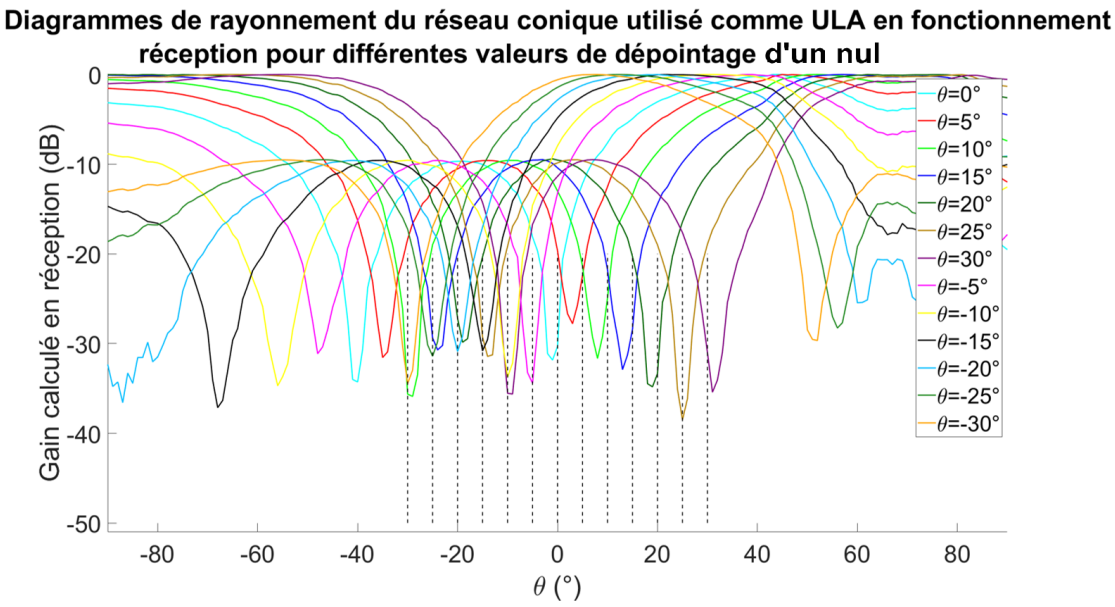



FIGURE C.6 – Diagrammes mesurés pour le réseau conique utilisé comme ULA, à 5,2 GHz, pour des valeurs de dépointage de -30° à 30°.

## C.3 Résultats pour l'estimation de DOA

La section suivante rassemble les figures des estimations de DOA mesurées pour les différents ULAs disponibles. Les figures C.7 et C.8 présentent les résultats obtenus avec l'ULA à polarisation circulaire, à 2,388 GHz.

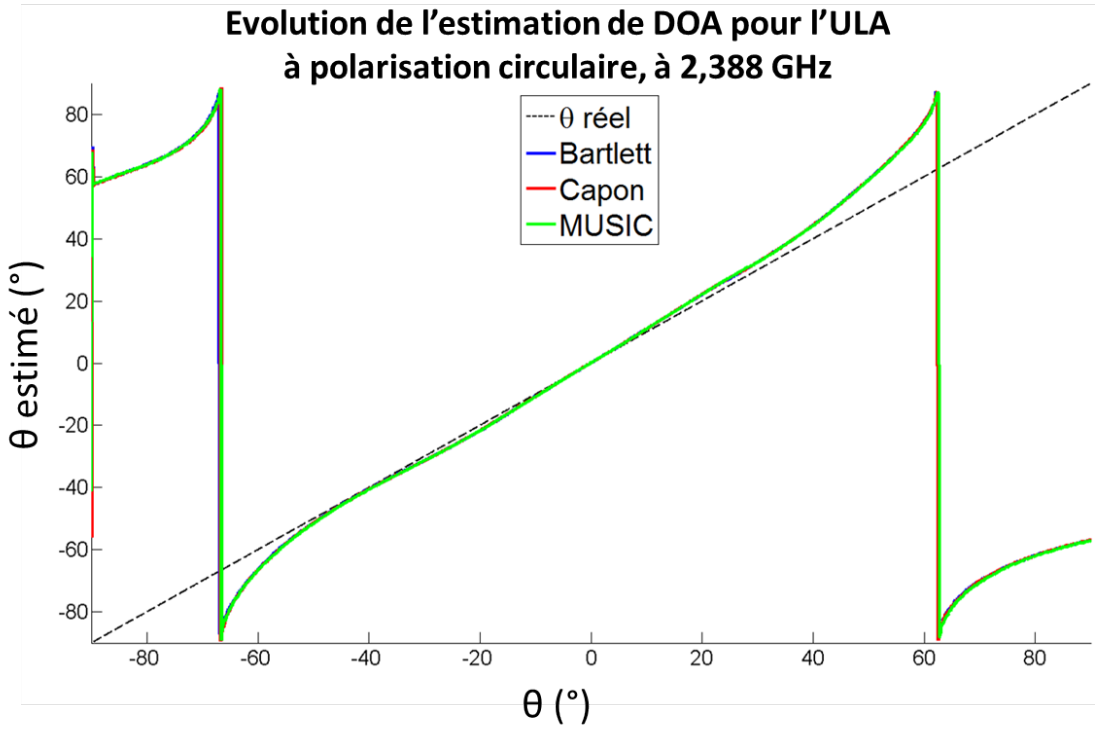



FIGURE C.7 – Valeurs estimées de DOA pour l'ULA à polarisation circulaire, à 2,388 GHz.

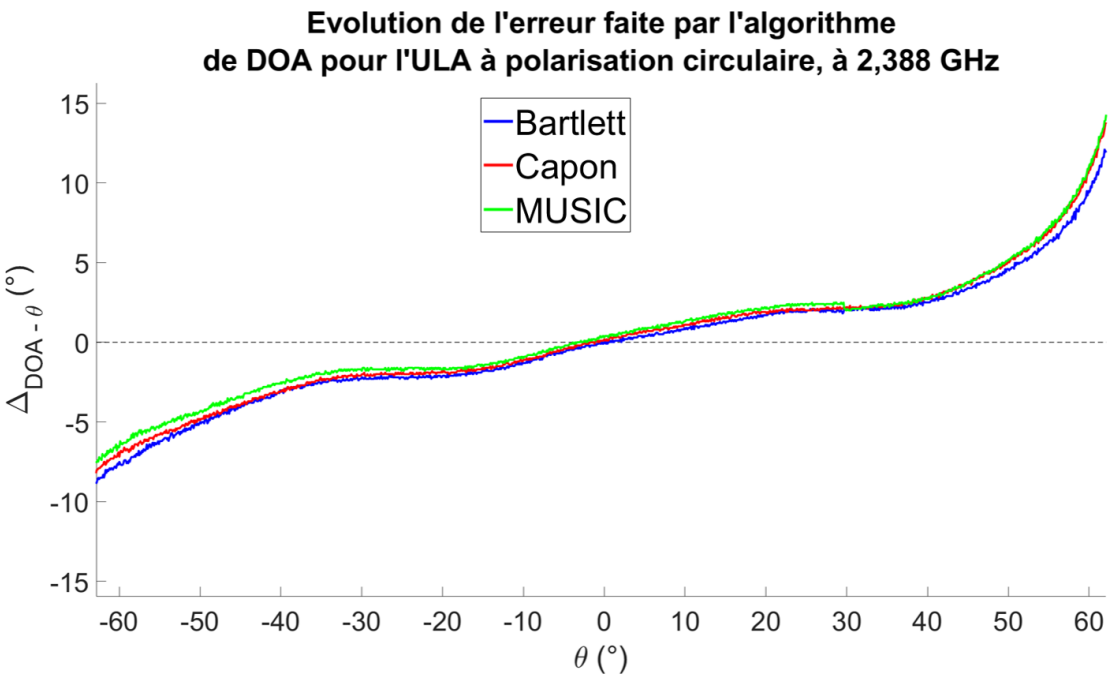



FIGURE C.8 – Erreur entre la DOA estimée et l'angle $\theta$ réel pour l'ULA à polarisation circulaire, à 2,388 GHz.

Dans le cas de l'ULA à polarisation circulaire, la DOA est estimée correctement à $\pm 5°$ près dans la plage angulaire [-50° ;+50°]. Les figures C.9 et C.10 présentent les résultats obtenus en utilisant les quatre éléments d'une ligne du réseau planaire comme un ULA à 3,1 GHz.

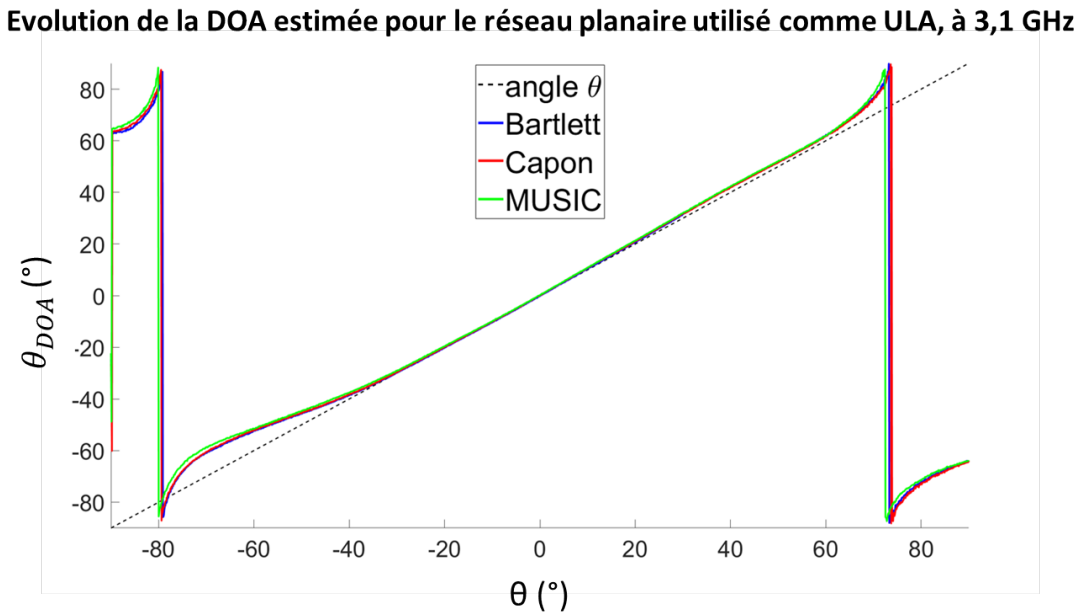



FIGURE C.9 – Valeurs estimées de DOA pour le réseau planaire utilisé comme ULA, à 3,1 GHz.

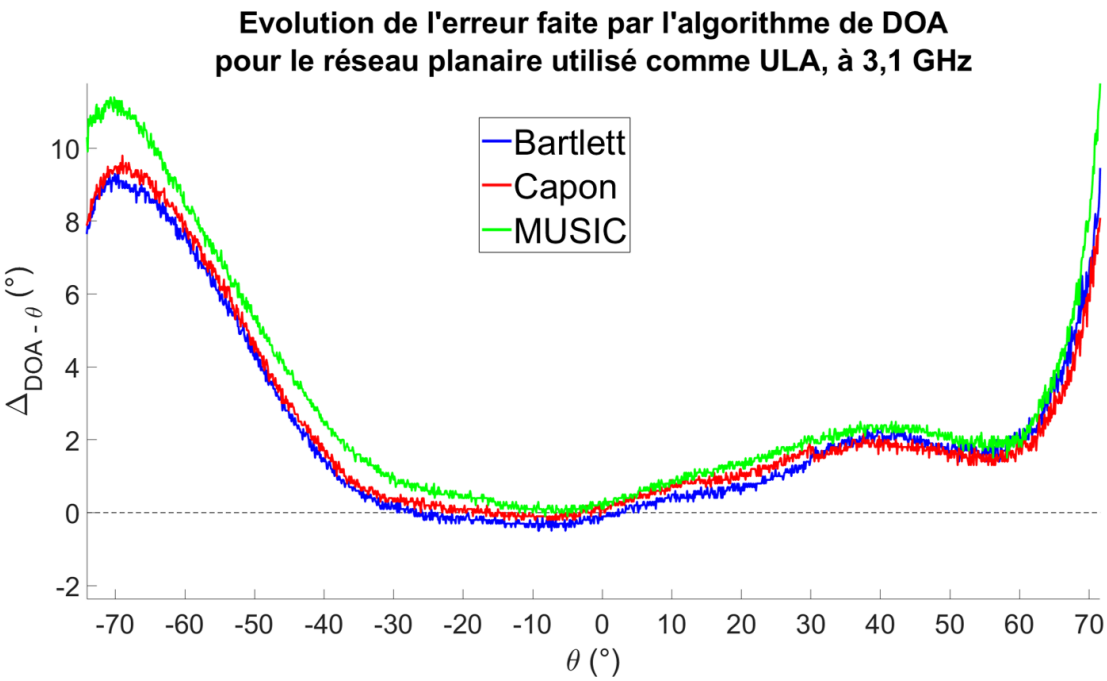



FIGURE C.10 – Erreur entre la DOA estimée et l'angle $\theta$ réel pour le réseau planaire utilisé comme ULA, à 3,1 GHz.

La DOA estime l'angle $\theta$ à $\pm 5°$ dans la plage angulaire [-50° ;+60°], à 3,1 GHz. Enfin, les figures C.11 et C.12 présentent les résultats obtenus pour le réseau conique utilisé comme un ULA de trois éléments, à 5,2 GHz. Pour l'ULA réalisé à partir du réseau conique, le pas angulaire entre deux points de mesure est de 1°. Les mesures indiquent que les valeurs de DOA correspondent à l'angle $\theta$ à $\pm 5°$ près dans la plage angulaire [-60° ;+50°].

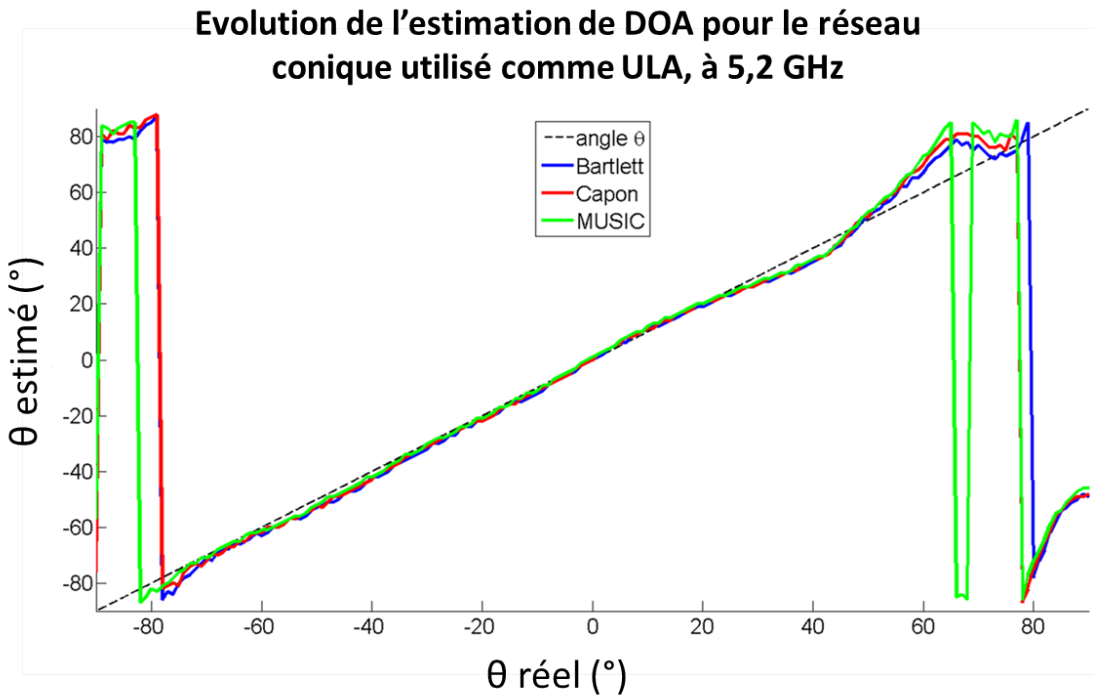



FIGURE C.11 – Valeurs estimées de DOA pour le réseau conique utilisé comme ULA de 3 éléments, à 5,2 GHz.

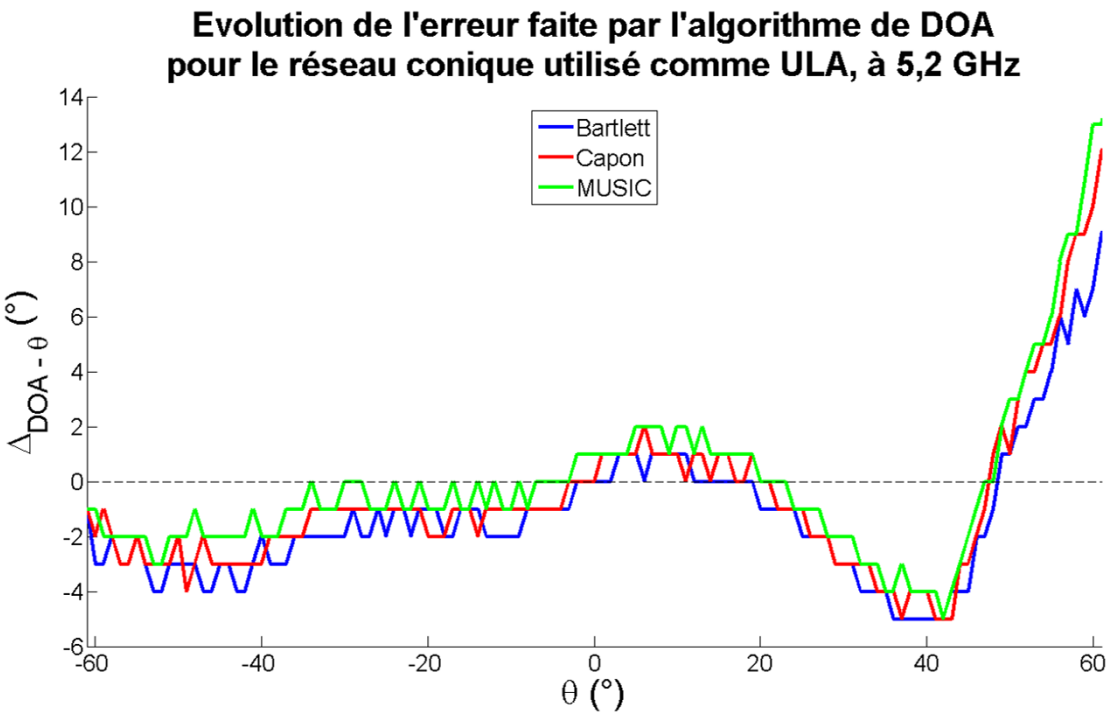



FIGURE C.12 – Erreur entre la DOA estimée et l'angle $\theta$ réel pour le réseau conique utilisé comme ULA de 3 éléments, à 5,2 GHz.

# Annexe D

# Liste des publications en rapport avec la thèse

## Revue scientifique

- C. Campo, E. Bieber, H. Boeglen, S. Hengy, L. Bernard and J.-M. Paillot, "Software-Defined Radio based station for projectile tracking and telemetry reception enhancement", in *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (TAES)*. Révision par les pairs en cours.

## Conférences internationales
(article et présentation orale)

- C. Campo, M. Milla Peinado, L. Bernard, H. Boeglen, S. Hengy and J.-M. Paillot, "Positioner steering and synchronization with antenna weighting using GNU Radio", *Software Defined Radio Academy (SDRA) 2020 online*, vidéo diffusée en ligne en direct (crise sanitaire).
- E. Bieber, C. Campo, L. Bernard, H. Boeglen, S. Hengy and J.-M. Paillot, "Array signal processing optimization in GNU Radio for tracking and receiving applications", *European GNU Radio Days 2019*, Besançon, France.
- C. Campo, L. Bernard, H. Boeglen, S. Hengy and J.-M. Paillot, "Software Defined Radio system for tracking application", *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP) 2018*, London, UK.
- C. Campo, M. Stefer, H. Boeglen, L. Bernard, S. Hengy and J.-M. Paillot, "Antenna weighting system for a Uniform Linear Array based on Software Defined Radio", *Mediterranean Microwave Symposium (MMS) 2017*, Marseille, France.

## Conférences nationales
(article et présentation orale)

- C. Campo, L. Bernard, H. Boeglen, S. Hengy et J.-M. Paillot, "GNU Radio development for DOA-based projectile tracking ", *French GNU Radio Days 2018*, Lyon, France.
- C. Campo, M. Stefer, H. Boeglen, L. Bernard, S. Hengy et J.-M. Paillot, "Système de contrôle d'antennes pour un réseau linéaire uniforme basé sur la radio logicielle", *Journées Nationales Micro-ondes (JNM) 2017*, Saint-Malo, France.