

---

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



DÉPARTEMENT D'ÉLECTRONIQUE  
PROJET DE FIN D'ÉTUDES

présenté pour obtenir le titre d'INGÉNIEUR d'ÉTAT en  
Électronique

---

ACQUISITION ET ESTIMATION DE LA  
DIRECTION D'ARRIVÉE D'UN SIGNAL  
RADIOFRÉQUENCE

---

Mohammed Ridha CHORFA  
Hayet DIF

**Soutenu publiquement le 26/06/2012 devant un jury composé de :**

<i>Président</i>	M. B. BOUSSEKSSOU	(ENP)
<i>Examineur</i>	M. A. MEZIANE BENTAHAR MEZIANE	(ENP)
<i>Encadreur</i>	Dr. M. ADNANE	(ENP)
<i>Co-encadreur</i>	Pr. A. BELOUHRANI	(ENP)

---

LDCCP



*Projet de Fin d'Études réalisé au* Laboratoire des Dispositifs de Communications  
et Conversions Photovoltaïques  
Équipe 02 : Dispositifs de traitement et  
d'analyse du signal  
École Nationale Polytechnique  
10 avenue Hacène BADI – El Harrach  
BP182–16200 Alger  
Algérie

Tél : (+213) 21 52 53 01/03

Fax : (+213) 21 52 29 73

Web : <http://www.enp.edu.dz/>

# Remerciements

La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes à qui nous voudrions témoigner toute notre reconnaissance.

Nous voudrions tout d'abord adresser toute notre gratitude a messieurs M.ADNANE et A.BELOUECHRANI respectivement en tant que promoteur et co-promoteur pour leur disponibilité et surtout leurs judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter notre motivation et réflexion.

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements à tous les enseignant du département d'électronique, tous sans exception, qui nous ont enseigné et qui par leurs compétences nous ont soutenu dans la poursuite de nos études.

On réserve une pensée toute particulière à nos chers parents qui nous ont toujours soutenus par leurs encouragement et leurs prières. Qu'ils trouvent, en ce mémoire, le témoignage de notre profonde reconnaissance.

On désire enfin remercier, nos camarades de classe, plus particulièrement Abderrezak HADJI pour son aide et sa serviabilité pendant toute la durée de notre travail.

# Dédicace

Papa, Maman, ce travail, et bien au-delà, je le dois bien à vous, vous qui m'avez fourni au quotidien un soutien et une confiance sans faille. Papa, Maman, jamais je ne saurai exprimer ma gratitude seulement par des mots quant aux sacrifices et aux dévouements que vous consacrez à mon éducation et mes études. Que dieu vous protège et vous garde pour nous ;

À mes très chers frères,

- Mehdi, les mots ne peuvent résumer ma reconnaissance à son égard,
- Imed, pour son aide et son soutien,
- et au petit Said, pour son sourire et ses bisous,

À tous mes chers amis, et plus particulièrement Amine, Dhao, Zaki, Atef, ...

À ma meilleure amie Karima et mon ami Rafik pour leurs soutien sans faille et leurs serviabilité,

À Romayssa, pour ses surprises,

À mes chers amis de la promo, Abderrezak, Selim, Amir, Housseem et Abdellatif, ...

À mon binôme Hayet DIF, pour son excellente collaboration pendant les 3 années passées au département d'électronique.

Mohammed Ridha CHORFA

# Dédicace

À mes parents,

Pour toutes les peines endurées, les sacrifices consentis, afin de faire de moi une personne comblée est heureuse, sachez que mille vies ne me suffiront pas pour vous exprimer ma gratitude.

À ma famille, que j'aime tant.

À mes amis, merci d'être toujours là près de moi.

Hayet DIF

# Table des matières

<b>Remerciements</b>	<b>i</b>
<b>Dédicace</b>	<b>ii</b>
<b>Dédicace</b>	<b>iii</b>
<b>Table des matières</b>	<b>iv</b>
<b>Table des figures</b>	<b>vii</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Étude et réalisation du circuit</b>	<b>3</b>
1.1 Introduction . . . . .	3
1.2 Systèmes de réception mono-bande . . . . .	3
1.2.1 Récepteur superhétérodyne . . . . .	4
1.2.2 Récepteur homodyne ou zéro-IF . . . . .	6
1.2.3 Récepteur Low-IF . . . . .	8
1.2.4 Récepteurs à sous échantillonnage . . . . .	9
1.3 Choix de l'architecture du récepteur . . . . .	10
1.4 Choix de la fréquence de travail . . . . .	10
1.5 Dimensionnement de la chaîne de réception . . . . .	10
1.5.1 Filtre d'entrée . . . . .	10
1.5.2 Amplificateur faible bruit . . . . .	12
1.5.3 Mélangeur . . . . .	13
1.5.4 Étage d'adaptation LNA-mélangeur . . . . .	13

## TABLE DES MATIÈRES

---

1.5.5	Filtre IF . . . . .	15
1.5.6	Étage d'adaptation mélangeur-Filtre IF . . . . .	16
1.5.7	Étage d'adaptation Filtre FI-carte d'acquisition . . . . .	17
1.5.8	Simulation de la chaine de réception . . . . .	18
1.6	Architecture de réception réduite . . . . .	22
1.7	Conclusion . . . . .	27
<b>2</b>	<b>Étude des méthodes d'estimation de la direction d'arrivée</b>	<b>28</b>
2.1	Introduction . . . . .	28
2.2	Traitement d'antenne . . . . .	29
2.3	Formulation des signaux . . . . .	29
2.3.1	Les matrices de corrélation . . . . .	34
2.3.2	Analyse en valeurs et vecteurs propres . . . . .	35
2.4	Techniques basse résolution . . . . .	37
2.4.1	Méthode de la formation de voies . . . . .	37
2.4.2	Méthode de Capon . . . . .	39
2.5	Techniques haute résolution . . . . .	41
2.5.1	Méthode MUSIC . . . . .	41
2.5.2	Méthode ESPRIT . . . . .	44
2.6	Comparaison des performances . . . . .	49
2.7	Conclusion . . . . .	52
<b>3</b>	<b>Acquisition du signal reçu et estimation de la DOA</b>	<b>53</b>
3.1	Introduction . . . . .	53
3.2	Chaine d'acquisition . . . . .	53
3.2.1	Visualisation sur analyseur de spectre . . . . .	56
3.2.2	Visualisation sur NI-SCOPE . . . . .	58
3.3	Algorithmes d'estimation de la DOA . . . . .	62
3.4	Conclusion . . . . .	68
	<b>Conclusion et perspectives</b>	<b>69</b>
<b>A</b>	<b>Advanced Design System</b>	<b>71</b>

*TABLE DES MATIÈRES*

---

<b>B OrCAD</b>	<b>75</b>
<b>C NI-SCOPE</b>	<b>77</b>
<b>Bibliographie</b>	<b>80</b>

# Table des figures

1.1	Caractérisation et environnement d'un récepteur radiofréquence . . . . .	4
1.2	Architecture d'un récepteur superhétérodyne . . . . .	5
1.3	Architecture d'un récepteur homodyne . . . . .	6
1.4	Fuites de l'oscillateur local et du LNA . . . . .	7
1.5	Architecture d'un récepteur Low-IF . . . . .	8
1.6	Architecture d'un récepteur à sous-échantillonnage . . . . .	9
1.7	Structure du filtre d'entrée centrée sur 98 MHz . . . . .	11
1.8	Paramètre $S_{21}$ du filtre d'entrée . . . . .	12
1.9	Structure interne du LNA . . . . .	12
1.10	Schéma descriptif du mélangeur NE602 . . . . .	13
1.11	Structure d'étage d'adaptation LNA-mélangeur . . . . .	14
1.12	Réponse fréquentielle de l'étage d'adaptation LNA-mélangeur . . . . .	14
1.13	Schéma de simulation des caractéristiques du filtre IF . . . . .	15
1.14	Réponse fréquentielle du filtre IF . . . . .	16
1.15	Structure d'étage d'adaptation mélangeur-filtre IF . . . . .	16
1.16	Réponse fréquentielle de l'étage d'adaptation mélangeur-Filtre IF . . . . .	17
1.17	Structure d'étage d'adaptation Filtre IF-carte d'acquisition . . . . .	17
1.18	Réponse fréquentielle de l'étage d'adaptation mélangeur-Filtre IF . . . . .	18
1.19	Schéma de simulation sous ADS de la chaîne de réception . . . . .	19
1.20	Signaux à l'entrée de du filtre RF . . . . .	19
1.21	Signaux après filtrage RF . . . . .	20
1.22	Signaux en amont du mélangeur . . . . .	21
1.23	Signaux après transposition en fréquence intermédiaire . . . . .	21
1.24	Signal de sortie (après filtrage IF) . . . . .	22

*TABLE DES FIGURES*

---

1.25	Structure du nouveau filtre d'entrée . . . . .	23
1.26	Réponse fréquentielle du nouveau filtre d'entrée . . . . .	23
1.27	Schéma de simulation sous ADS de l'architecture de réception réduite . . . . .	24
1.28	Signaux à l'entrée du filtre RF . . . . .	24
1.29	Signaux après filtrage RF (en amont du mélangeur) . . . . .	25
1.30	Signaux après mélange et transposition en fréquence . . . . .	25
1.31	Signal de sortie (après filtrage IF) . . . . .	26
1.32	Schéma synoptique du récepteur quarte voies réalisé . . . . .	27
2.1	Schéma synoptique d'antenne intelligente . . . . .	30
2.2	Signal incident sur un réseau linéaire à M capteurs . . . . .	31
2.3	Exemples des structures à invariance de translation a) Les sous-réseaux sont distincts b) et c) Sous-réseaux obtenus à partir d'un réseau ULA . . . . .	45
2.4	Structure du réseau à invariance de translation étudiée . . . . .	46
2.5	Comparaison de la résolution spectrale entre les estimations . . . . .	51
3.1	Analyseur de spectre HM5510 . . . . .	54
3.2	Carte d'acquisition NI PXI 5105 . . . . .	55
3.3	Exploration du spectre à l'aide d'une antenne Yagi . . . . .	56
3.4	Spectre capté sur bande de 1 GHz_voie filtrée . . . . .	56
3.5	Montage pour la visualisation du signal transposé à la fréquence inter- médiaire . . . . .	57
3.6	Signal centré à la fréquence IF à la sortie du récepteur a) Voie filtrée b) Voie non filtrée . . . . .	58
3.7	Spectre de la voie filtrée via une seule voie . . . . .	58
3.8	Acquisition via les deux voies du récepteur . . . . .	59
3.9	Acquisition d'un signal de 1000 échantillons . . . . .	60
3.10	Acquisition d'un signal de 5000 échantillons . . . . .	61
3.11	Acquisition d'un signal de 10000 échantillons . . . . .	61
3.12	Synoptique de l'algorithme de la formation de voies et la méthode Capon . . . . .	62
3.13	Synoptique de l'algorithme MUSIC . . . . .	63
3.14	Disposition de test . . . . .	64
3.15	Spectre du signal capté . . . . .	65

---

*TABLE DES FIGURES*

---

3.16	transformée de Fourier du signal acquis . . . . .	66
3.17	Spectre du signal filtré . . . . .	66
3.18	Signal transposé en bande de base . . . . .	67
3.19	Courbes d'estimation de la DOA par les méthodes beamforming, Capon et MUSIC . . . . .	67
A.1	Insertion d'un bloc de simulation des paramètres S . . . . .	72
A.2	Simulation sous ADS . . . . .	72
A.3	Conception de filtre sous Filter DesignGuide . . . . .	73
A.4	Adaptation d'impédance à l'aide de Smith Chart Utility . . . . .	74
B.1	Avant routage . . . . .	76
B.2	Circuit du récepteur après routage des composants . . . . .	76
C.1	Face avant du logiciel NI-SCOPE . . . . .	78
C.2	Prise de mesures des différentes grandeurs sur NI-SCOPE . . . . .	79
C.3	Panneau de variation du nombre d'échantillons . . . . .	79

# Liste des symboles

ADC	Analog Digital Converter
ADS	Advanced Design System
CAG	Contrôle Automatique du Gain
DC	Direct Current
DOA	Direction Of Arrival
DSP	Digital Signal Processor
ESPRIT	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques
FM	Frequency Modulation
IF	Intermediate Frequency
IP3	Third order Interception Point
IQ	In phase and Quadrature
LNA	Low Noise Amplifier
MUSIC	MUltiple SIgnal Classification
MVDR	Minimum Variance Distortionless Response
NF	Noise Figure
NI	National Instrument
OL	Oscillateur Local
RF	Radiofréquence

*TABLE DES FIGURES*

---

SAW Surface Acoustic Wave

SNR Signal Noise Ratio

TOA Time Of Arrival

UHF Ultra High Frequency

ULA Uniform Linear Array

VHF Very High Frequency

# Introduction

La localisation des sources sonores, lumineuses et vibratoires à l'aide de l'ouïe, de la vue ou du toucher, joue un rôle essentiel dans la survie de tout être vivant. L'homme a toujours essayé de repousser les limites physiologiques de ses sens par des outils spécialement conçus à ces fins.

Les premiers témoignages remontent à l'antiquité avec les études de Pythagore sur la nature et la propagation du son. Depuis, les connaissances ont énormément évolué et nous disposons aujourd'hui d'outils nous permettant de détecter des sources dont le champ émis échappe à la perception humaine (ex : les ondes électromagnétiques non-lumineuses, les infrasons, les ultrasons, etc).

Des capteurs physiques ont essayé substituer nos sens, et le traitement réalisé par notre cerveau a été remplacé par les algorithmes de traitement des signaux enregistrés par ces capteurs . Ces algorithmes, ayant pour but d'extraire les informations sur les sources (nombre, localisation, intensité, etc. ) à partir des signaux enregistrés sur un ensemble de capteurs (une antenne), sont connues sous l'appellation générique de méthodes de traitement d'antenne.

Le traitement d'antenne est une discipline vaste dont l'un des objet est l'estimation de la direction d'arrivée (DOA). Cette dernière est d'un grand intérêt aussi bien pour des applications radar qu'en télécommunications notamment pour la localisation et la séparation de sources. En particulier, l'augmentation incessante du nombre des utilisateurs du réseau radio mobile accroît les exigences aussi bien en nombre de sources à traiter qu'en précision de localisation . L'angle d'arrivée des signaux par rapport au récepteur

est un des paramètres caractérisant le canal de propagation, il convient de l'utiliser pour optimiser la liaison radio. En somme ceci justifie le besoin de développer des méthodes d'estimation de DOA

Ce travail se devise en quatre chapitres plus une conclusion générale. Dans le premier chapitre nous traiterons de la conception du récepteur que nous utiliserons lors de l'application, nous y citerons d'abord les différents types de récepteur susceptible d'être utilisés, le choix étant fait nous nous approfondirons en détaillant tout les étages de la chaine de réception. Dans le deuxième chapitre, nous aborderons les principales techniques disponibles actuellement d'estimation de l'angle d'arrivé des signaux électromagnétiques. Dans troisième chapitre, nous présenterons les tests sur le récepteur à savoir l'acquisition des signaux et l'estimation de la direction de leur provenance.

# Chapitre 1

## Étude et réalisation du circuit

### 1.1 Introduction

Pendant une transmission radiofréquence on peut distinguer trois étapes majeures dans l'évolution du signal contenant l'information utile : l'émission, le passage par le canal hertzien et la réception. Ce chapitre sera consacré aux architectures front-end dédiées à la réception, et l'on propose de donner un aperçu général sur les chaînes de réception, suivi d'une description du fonctionnement de chaque étage.

### 1.2 Systèmes de réception mono-bande

Par définition, le rôle principal de ces systèmes est la réception de signaux utiles, mais également indésirables, grâce à l'antenne qui fait office d'adaptateur entre le canal hertzien et les composants électroniques du récepteur. La composante utile de ce signal est d'abord sélectionnée par un filtrage fréquentiel. Ce traitement de signal est réalisé à l'aide du filtre RF qui sélectionne le signal de la bande de fréquence dédiée au standard de télécommunication. À la sortie de ce composant, le niveau de puissance des signaux est relativement faible. Par conséquent, la chaîne de réception intègre un amplificateur RF qui introduit très peu de bruit d'où son nom amplificateur à faible bruit ou encore LNA.

Par la suite, le signal est translaté en fréquence pour pouvoir obtenir sa composante en bande de base. Plusieurs techniques sont utilisées pour réaliser ce traitement de

signal : translation directe en bande de base à l'aide de mélangeurs, plusieurs étages de translation utilisant des mélangeurs ou bien une translation en fréquence utilisant un échantillonneur. En fonction de la solution choisie pour réaliser la fonction de translation en fréquence, les structures de récepteur sont classées en plusieurs catégories : homodyne, superhétérodyne et récepteur à sous-échantillonnage.

Une autre fonction indispensable dans la chaîne de réception, dédiée aux standards de communications modernes est la sélection du canal utile. Cette fonction est réalisée en au moins deux étapes : la première est réalisée par un filtre RF qui doit rejeter les composants en dehors de la bande du standard. Ensuite, plusieurs filtrages analogiques ou numériques sont faits à fréquence intermédiaire ou en bande de base[4].

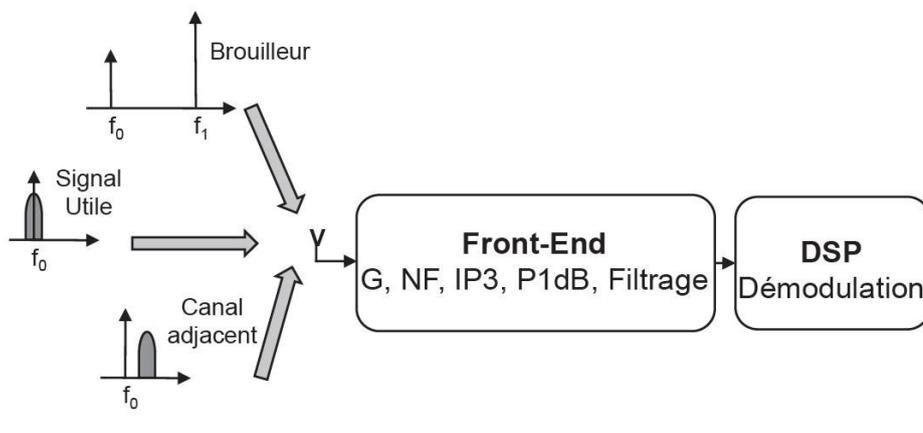


FIGURE 1.1: Caractérisation et environnement d'un récepteur radiofréquence

Une fois que le signal est correctement filtré, amplifié et translaté en fréquence, la conversion analogique/numérique est réalisée à l'aide des ADC. Par la suite, le signal est traité et démodulé à l'aide d'un DSP (Digital Signal Processor) (Fig.1.1).

### 1.2.1 Récepteur superhétérodyne

Grâce à ses bonnes performances en termes de sélectivité et de sensibilité, cette architecture de récepteur proposée par Armstrong en 1928 est la plus utilisée dans les cellulaires de deuxième et troisième générations. Le principe de fonctionnement consiste en une première transposition de la bande de réception autour d'une fréquence intermédiaire fixe, puis une transposition en bande de base en utilisant un oscillateur local

(OL) ayant une fréquence égale à celle autour de laquelle est centré le canal souhaité. La première transposition du spectre se réalise par la multiplication du signal RF avec le signal issu d'un oscillateur local. La deuxième transposition est réalisée par un démodulateur IQ composé d'une paire de mélangeurs montés en quadrature. Le synoptique du récepteur superhétérodyne est présenté dans la figure 1.2 [4][8].

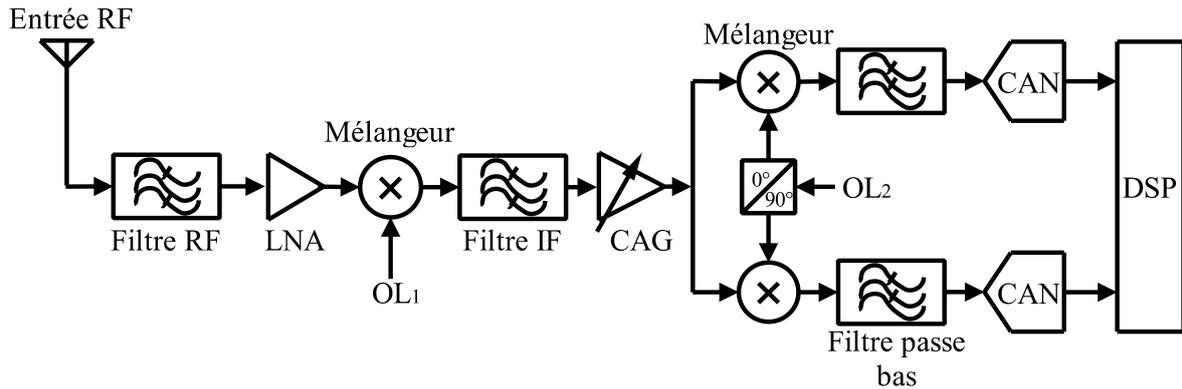


FIGURE 1.2: Architecture d'un récepteur superhétérodyne

Cette structure présente plusieurs avantages :

- le filtrage et l'amplification progressive des signaux interférant de forts niveaux permettent de mieux gérer les contraintes de linéarité du récepteur ;
- les phénomènes de défauts d'orthogonalité (IQ) des blocs IQ de translation en fréquence sont faibles, leurs impact sur la qualité de réception étant insignifiants ;
- l'influence des composantes DC parasites est insignifiante ;
- la maîtrise de la technique de réalisation[16].

Bien que la technique superhétérodyne soit bien maîtrisée, cependant lorsqu'elle est appliquée à des systèmes reconfigurables, elle présente des inconvénients qui la rendent peu performante. La complexité des filtres fonctionnant aux fréquences radio, filtre de sélection de bande et filtre de réjection d'image rend difficile l'intégration sur puce. Ils sont donc encombrants et dégradent le facteur de bruit de la chaîne en générant des pertes d'insertion entre les étages qu'elles côtoient.

### 1.2.2 Récepteur homodyne ou zéro-IF

Cette architecture permet de transposer la bande de réception directement en bande de base. La fréquence de l'oscillateur local  $f_{ol}$  est la même que celle de la porteuse radiofréquence du signal  $f_{RF}$  ainsi, la fréquence intermédiaire est zéro  $f_{RF} - f_{ol} = 0$  [8].

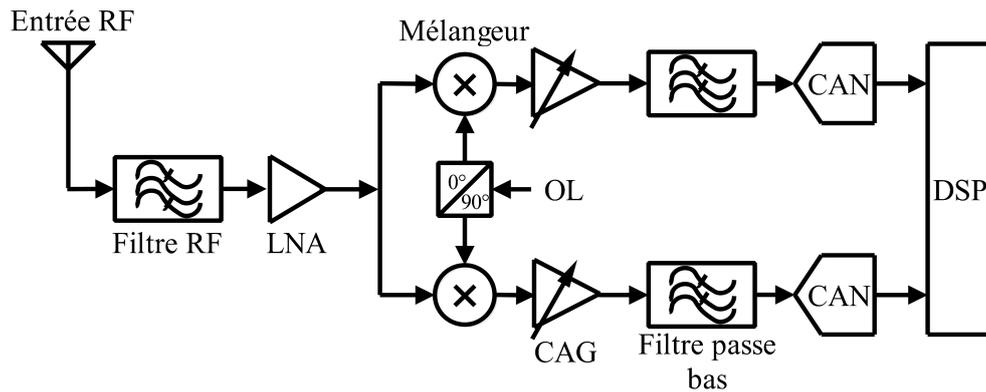


FIGURE 1.3: Architecture d'un récepteur homodyne

La réception à conversion directe, appelée aussi conversion homodyne présente des avantages indéniables, on citera :

- L'oscillateur local, ayant la même fréquence que la porteuse du signal, le signal image est le signal utile lui-même. Nous pouvons ainsi éviter l'utilisation du filtre de réjection d'image ;
- La translation du signal aux basses fréquences permet d'éliminer les étages intermédiaires et l'adaptation d'impédance nécessaire après le LNA. Par conséquent, une réduction de la consommation du front-end et une facilité d'intégration monolithique (sauf filtre RF non intégrable)[1][6].

La simplicité de cette structure impose, néanmoins, plusieurs contraintes sur la qualité du signal en bande de base et, par conséquent, sur les traitements numériques nécessaires au bon fonctionnement du récepteur.

Cette architecture présente les inconvénients suivants :

- le filtrage et l'amplification du signal ne sont pas distribués le long de la chaîne de réception, ce qui ne permet pas un contrôle de la qualité du signal ;
- la présence de composantes parasites DC. Ce phénomène, appelé « DC offset », est lié aux fuites entre les différents accès des mélangeurs. On peut distinguer deux

causes de DC offset qu'on retrouve dans la bande de base du signal utile. La première est liée aux fuites entre l'entrée RF et l'entrée OL du mélangeur. Comme présenté dans la figure 1.4, le signal RF qui se trouve suite à cette fuite sur l'entrée OL va se mélanger avec le même signal sur l'entrée RF. Le signal résultant est un signal en bande de base. Ce signal va dégrader le signal utile en bande de base en termes de SNR, la deuxième cause du DC Offset est due à la fuite du signal de l'OL vers l'entrée RF du mélangeur. Cette fuite produit ainsi un signal continu qui dégrade la qualité du signal utile en bande de base[4].

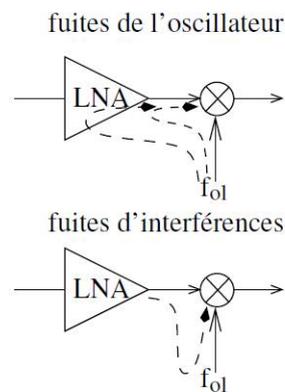


FIGURE 1.4: Fuites de l'oscillateur local et du LNA

- l'appariement des voies en quadrature peut perturber la qualité du signal en bande de base en termes de rapport signal à bruit. La fréquence de l'oscillateur local étant généralement élevée, il est donc difficile d'obtenir une quadrature parfaite entre les voies I et Q. Ce déséquilibre IQ peut être classé en deux types :
  - un désaccord de phase entre les deux voies I et Q, car vu la fréquence élevée de l'oscillateur local, une infime différence de longueur entre les deux lignes des voies I et Q se traduirait par un déphasage ;
  - un désaccord de gain, dû à des gains de conversion différents des deux mélangeurs composant le modulateur IQ.

En conclusion, les récepteurs homodynes présentent une complexité réduite, mais ils ont, néanmoins, un inconvénient important : le DC offset. Afin de s'affranchir de cet inconvénient, l'architecture à faible fréquence intermédiaire ou Low-IF a été proposée[4].

### 1.2.3 Récepteur Low-IF

De la même manière que pour la conversion “Zéro-IF”, le principe de fonctionnement de ce récepteur consiste à ramener le signal directement en bande de base. Mais à la différence de l’architecture décrite précédemment, ici nous transposons le signal autour d’une fréquence intermédiaire très faible, de l’ordre d’un ou deux canaux, le signal est ensuite converti par les ADC. Enfin, le second étage de transposition est effectué numériquement en multipliant par des signaux numériques en quadrature. Ceci permet de réduire le nombre d’éléments fonctionnant dans le domaine des radiofréquences, tout comme la conversion directe et permet d’éliminer la composante continue indésirable car le signal n’est plus centré sur “zéro”. Nous pouvons donc éliminer l’offset lors de la sélection de canal[8].

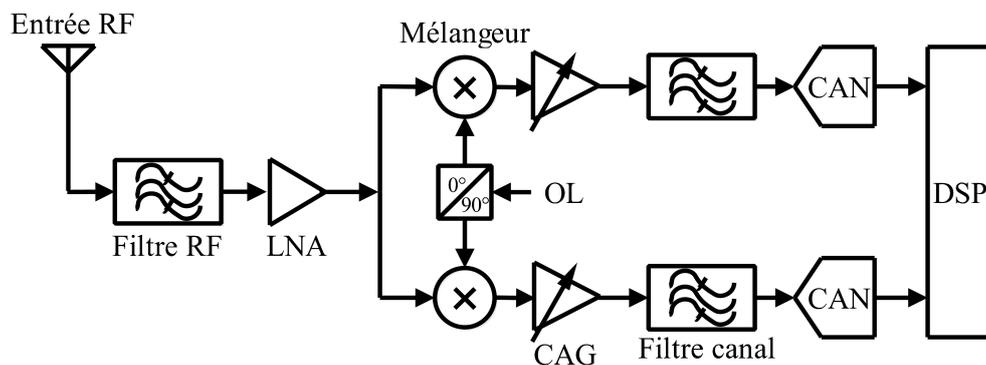


FIGURE 1.5: Architecture d’un récepteur Low-IF

Les topologies Low-IF présentent donc des avantages par rapport à l’architecture superhétérodyne, l’architecture Low-IF permet de réduire le nombre d’étages intermédiaires. Par rapport à l’architecture homodyne, elle permet d’éliminer la composante continue indésirable car le signal n’est plus centré autour de la fréquence nulle. Cependant cette architecture reste sensible aux erreurs d’appariement entre les voies I et Q et si elle s’affranchit bien des problèmes d’offset, il n’en est pas de même avec celui de la réjection d’image[1][6][14].

### 1.2.4 Récepteurs à sous échantillonnage

Afin de simplifier les architectures « classiques » utilisant des mélangeurs pour les étages de translation en fréquence, une autre technique de translation en fréquence des signaux RF a été proposée. Les récepteurs à sous-échantillonnage vont échantillonner un signal RF à une fréquence égale à deux fois la largeur de bande du signal utile afin de le traduire en bande de base. Un choix astucieux de la fréquence d'échantillonnage conduit à l'apparition d'un spectre contenant plusieurs copies du signal utile non superposées en fréquence. À partir de ce principe de transposition en fréquence, cette nouvelle chaîne front-end utilise une antenne pour réceptionner le signal utile, un filtre RF pour filtrer la bande du standard utilisé et un LNA pour amplifier le signal RF. Le signal utile est alors dupliqué en fréquence par un échantillonneur. La composante centrée autour d'une fréquence intermédiaire basse est ensuite filtrée par un filtre anti-repliement [4][8].

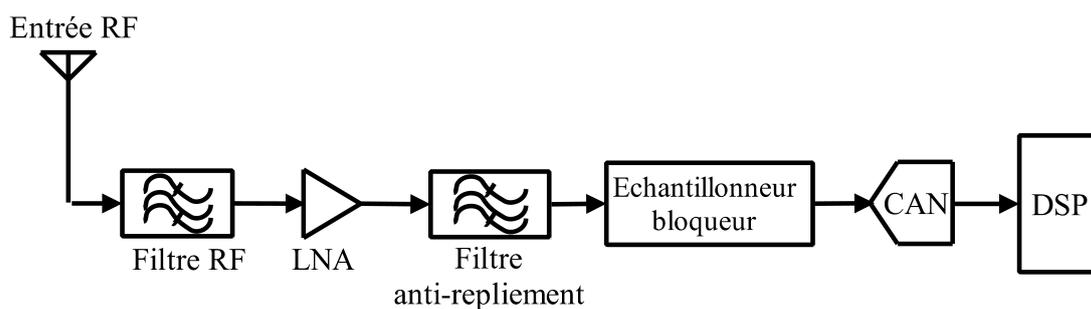


FIGURE 1.6: Architecture d'un récepteur à sous-échantillonnage

L'avantage majeur de ce type d'architectures de récepteur réside dans sa faible complexité. Toutefois, cette architecture présente un inconvénient crucial qui provient essentiellement du circuit d'échantillonnage qui est considéré comme l'élément principal de cette architecture. En effet un bruit important est produit par ce dernier, il a été démontré qu'un sous-échantillonnage d'un facteur  $m$  (c'est-à-dire  $f_e = f_{RF}/m$ ) engendre une multiplication de la puissance de bruit du circuit d'échantillonnage par un facteur  $2m$  [10].

## 1.3 Choix de l'architecture du récepteur

En considérant notre application (traitement d'antenne), qui requiert un minimum de bruit, il semble judicieux de porter notre choix sur le récepteur superhétérodyne qui présente le meilleur compromis entre performances, simplicité et immunité au bruit, en effet et comme montré précédemment les architectures homodynes, à zéro-IF ou à faible IF, ne sont pas envisageables et pour cause, le niveau de bruit en  $1/F$  et des problèmes de DC-offset qui détériore considérablement le SNR du signal.

Le mélange de signaux étant l'opération qui nuit le plus au signal, on procède donc à l'élimination de l'étage de transposition en fréquence du signal utile en bande de base afin de réduire davantage les bruits et la complexité du circuit et remplacer cette fonction par une démodulation numérique sur MATLAB [13].

## 1.4 Choix de la fréquence de travail

Ce choix s'est porté sur la bande FM, car en plus des avantages qu'elle présente en termes de puissance, de bon comportement des éléments passifs en haute fréquence et de la disponibilité des composants sur le marché, celle-ci a déjà été considérée dans le PFE précédent s'intitulant « *Conception et réalisation d'un récepteur pour l'acquisition numérique de signaux radiofréquences* », de ce fait toute la chaîne sera dimensionnée de la même manière [13].

## 1.5 Dimensionnement de la chaîne de réception

La chaîne de réception se résume alors à un étage de conversion RF-IF, qu'on détaillera ci-après :

### 1.5.1 Filtre d'entrée

C'est le filtre qui permettra le passage d'une gamme de fréquences RF. Cette gamme est connue comme la bande passante du filtre, ce dernier se situe entre l'antenne de réception et l'amplificateur faible bruit. Idéalement le rôle de ce filtre est de rejeter tout signal en dehors sa bande passante. Le filtre choisi pour l'application doit être centré sur

la fréquence 98 MHz avec une bande passante de 20 MHz à  $-3$  dB. L'atténuation fournie en bande atténuée doit réduire les signaux hors bande. Dans notre cas, les signaux indésirables les plus proches du spectre utile sont ceux de la télédiffusion pour lesquelles le filtre doit apporter une atténuation importante.

L'outil « Design Filter » d'ADS, Advanced Design System, permet la conception et la simulation du filtre illustré dans la figure ci-dessous, il est caractérisé par :

- Fréquence centrale : 98 MHz ;
- Bande passante à 3dB : 20 MHz (88 à 108 MHz) ;
- Bande passante à 20 dB : 90 MHz ;
- Type de filtre : Gaussien, le choix de ce type est du fait que la réponse fréquentielle du filtre est plate sur une large bande autour de la fréquence centrale ce qui évite une grande distorsion d'amplitude des signaux de la bande utile ;
- Ordre du filtre : on opte pour un filtre d'ordre 2. Les filtres d'ordre supérieur permettent d'atteindre une meilleure sélectivité. Cependant, la sélectivité du filtre dans notre cas n'est pas cruciale ; il doit atténuer les signaux indésirables sans pour autant introduire des pertes d'insertion très grandes ;
- Impédance d'entrée de  $75\Omega$  car le filtre est alimenté par un câble coaxial d'impédance caractéristique égale à cette dernière ;
- Impédance de sortie de  $50\Omega$  car le filtre est chargé par l'impédance d'entrée de l'amplificateur faible bruit (LNA) [13].

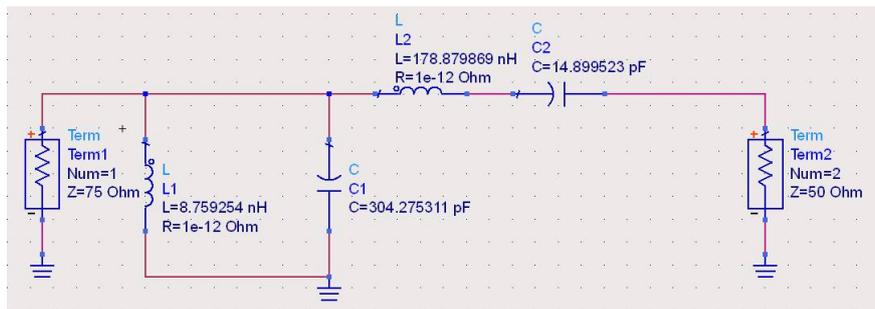


FIGURE 1.7: Structure du filtre d'entrée centrée sur 98 MHz

La simulation des paramètres  $S_{21}$  (réponse fréquentielle) du filtre montre effectivement que l'atténuation des signaux de la télédiffusion est importante et est de l'ordre de

-30 dB, ainsi que des pertes d'insertion pratiquement insignifiantes (Fig.1.8).

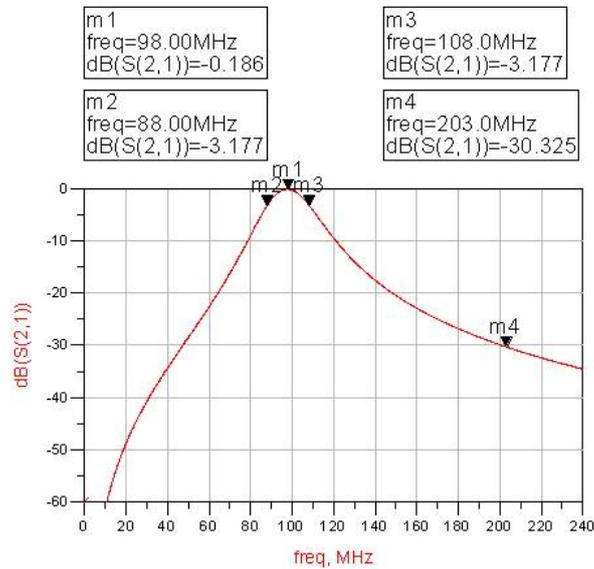


FIGURE 1.8: Paramètre  $S_{21}$  du filtre d'entrée

### 1.5.2 Amplificateur faible bruit

Un amplificateur faible bruit (LNA de l'anglais Low Noise Amplifier) est un dispositif électronique chargé d'amplifier les signaux utiles ayant une très faible puissance à la sortie de l'antenne de réception. Il est placé derrière le filtre RF, donc à proximité du capteur de manière à minimiser les pertes en ligne; doit ramener le niveau de puissance du signal utile à un niveau acceptable tout en contrôlant le niveau de bruit en sortie.

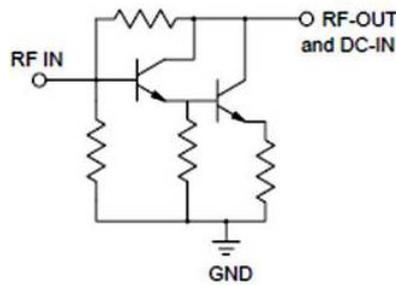


FIGURE 1.9: Structure interne du LNA

L'amplificateur utilisé pour la simulation est un amplificateur MMIC : ERA-5SM. C'est un amplificateur à large bande; sa bande de travail s'étend jusqu'à 4 GHz.

Ce circuit est adapté intrinsèquement à  $50 \Omega$  à l'entrée et à la sortie sans circuits d'adaptation externe. Le circuit interne est une configuration d'amplificateur à deux transistors bipolaires en montage Darlington. Cet amplificateur permet d'avoir un gain considérable (20 dB) et une figure de bruit relativement faible (3.5 dB) [13].

### 1.5.3 Mélangeur

Son rôle est de traduire le signal utile en bande déportée centrée autour d'une fréquence centrale basse. Cette translation consiste simplement à multiplier dans le domaine temporel deux signaux pour réaliser, après le filtrage du signal résultant, une transposition du spectre fréquentiel autour d'une fréquence plus basse.

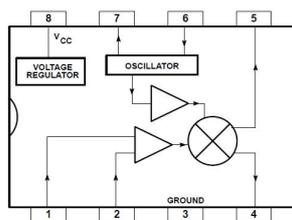


FIGURE 1.10: Schéma descriptif du mélangeur NE602

Le mélangeur utilisé est le NE602. C'est un circuit intégré monolithique qui réunit à la fois un mélangeur, un oscillateur et un régulateur de tension. C'est un mélangeur actif dont la structure interne est une cellule de Gilbert à base de transistors bipolaires. Son gain typique est de 15 dB et présente une figure de bruit de 5 dB.

L'impédance d'entrée du NE602 est de  $1.5 \text{ k}\Omega$  parallèle à  $3 \text{ pF}$  alors que son impédance de sortie est de  $1.5 \text{ k}\Omega$  [13].

### 1.5.4 Étage d'adaptation LNA-mélangeur

Un circuit d'adaptation est nécessaire afin d'assurer le transfert maximum de puissance entre l'amplificateur faible bruit et le mélangeur. Il a pour rôle d'adapter l'impédance de sortie du LNA de  $50 \Omega$  à l'impédance d'entrée du mélangeur constitué d'une résistance de  $1.5 \text{ k}\Omega$  en parallèle avec une capacité de  $3 \text{ pF}$  [13].

L'outil d'adaptation «*Smith Chart Utility*» d'ADS permet le design de cet étage à la fréquence de travail à l'aide de circuits LC non dissipatifs en «L». La structure choisie est celle ayant un élément «shunt» capacitif pour éviter toute possibilité de court-circuit en continu. La structure trouvée est la suivante :

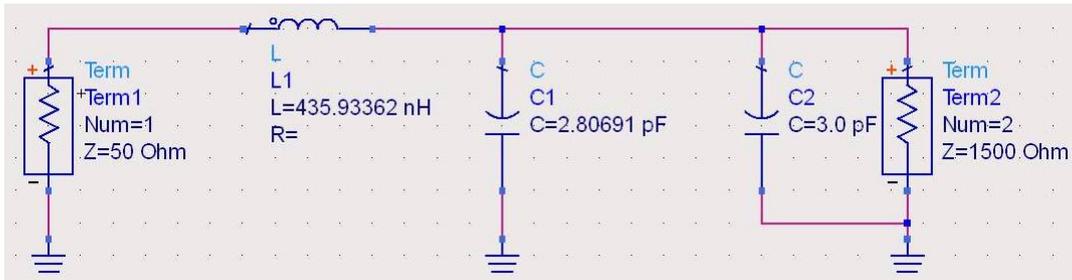


FIGURE 1.11: Structure d'étage d'adaptation LNA-mélangeur

Ce circuit permet d'effectuer l'adaptation pour la fréquence centrale de 98MHz. Cependant, les signaux de la bande utile subissent une atténuation dont la valeur maximale est de 1.129 dB aux fréquences limites ainsi qu'une négligeable perte d'insertion (0.002 dB) au niveau de la fréquence d'adaptation (Fig.1.12)

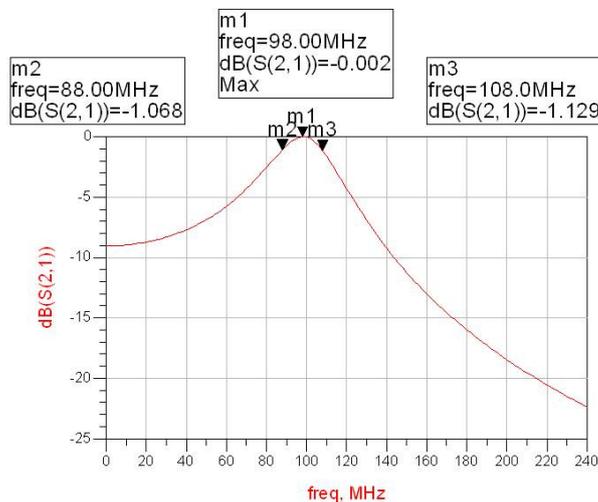


FIGURE 1.12: Réponse fréquentielle de l'étage d'adaptation LNA-mélangeur

### 1.5.5 Filtre IF

Son rôle est d'extraire le signal utile après transposition de la plage de fréquences RF, autour d'une fréquence communément utilisée pour le récepteur FM, qui est 10.7 MHz, sachant la sélectivité désirée les filtres céramiques sont le meilleur choix [13].

Pour la simulation sous ADS il est nécessaire de la faire en utilisant un filtre SAW (Surface Acoustic Wave) car ce dernier possède les mêmes propriétés spectrales que le filtre céramique.

Ses principales caractéristiques sont :

- la fréquence centrale : 10.7 MHz ;
- les pertes d'insertion  $\leq 6$  dB ;
- la bande passante à  $-3$  dB : 230 kHz ;
- la bande passante à  $-20$  dB : 600 kHz.

La simulation est illustrée dans la figure 1.13 :

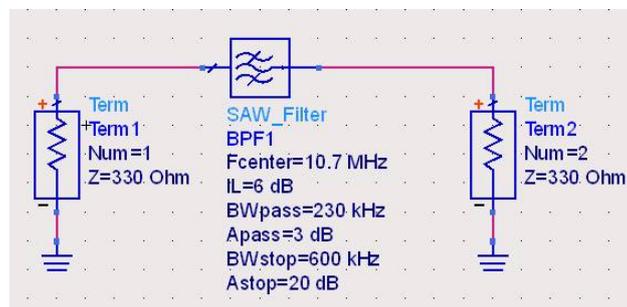


FIGURE 1.13: Schéma de simulation des caractéristiques du filtre IF

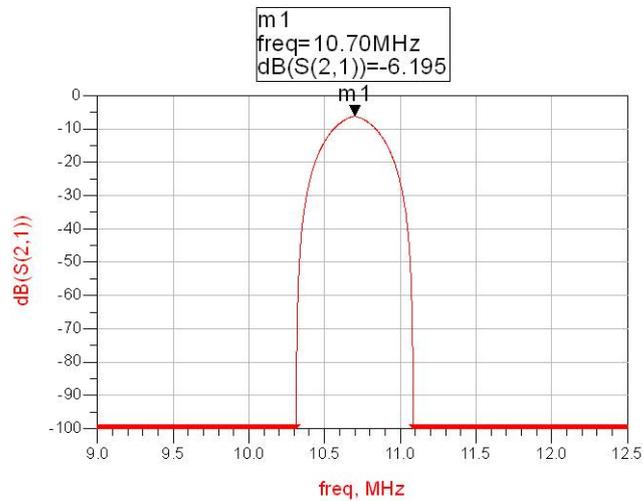


FIGURE 1.14: Réponse fréquentielle du filtre IF

Les pertes d'insertions sont définies pour une impédance en entrée et en sortie de  $330 \Omega$ . Ces pertes sont relativement grandes et sont de l'ordre de  $-6$  dB (fig.1.14) mais leur impact sur la figure de bruit globale du récepteur est minimal vu que l'étage de filtrage constitue le dernier étage de la partie analogique.

### 1.5.6 Étage d'adaptation mélangeur-Filtre IF

Pour optimiser le bon fonctionnement de la chaîne, une adaptation s'avère nécessaire entre la sortie du mélangeur d'impédance  $1500 \Omega$  et l'entrée du filtre IF qui elle, est de  $330 \Omega$ , afin d'assurer un transfert maximum de puissance à la fréquence intermédiaire. La figure 1.15 décrit le circuit obtenu comme précédemment avec l'outil « Smith Chart Utility » d'ADS :

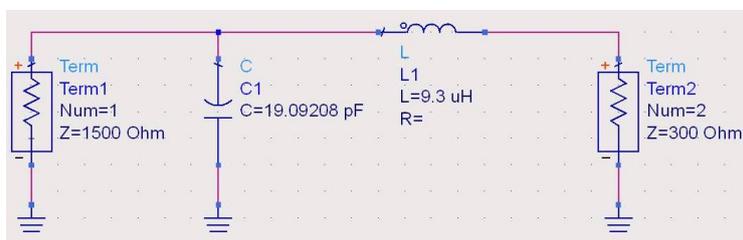


FIGURE 1.15: Structure d'étage d'adaptation mélangeur-filtre IF

La simulation du paramètre  $S_{21}$  donne la figure 1.16 :

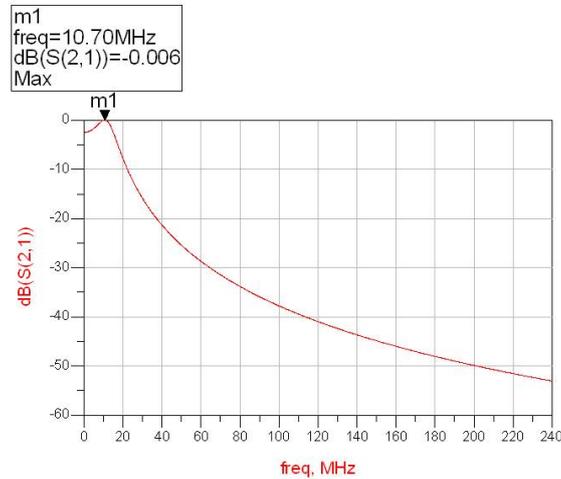


FIGURE 1.16: Réponse fréquentielle de l'étage d'adaptation mélangeur-Filtre IF

### 1.5.7 Étage d'adaptation Filtre FI-carte d'acquisition

L'impédance de sortie du filtre IF étant de  $330 \Omega$ , l'impédance d'entrée de la carte d'acquisition de  $50 \Omega$  le circuit d'adaptation est le suivant :

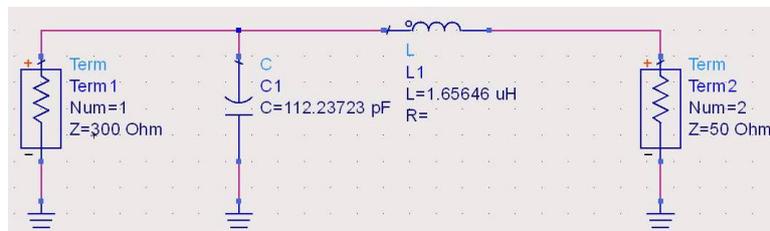


FIGURE 1.17: Structure d'étage d'adaptation Filtre IF-carte d'acquisition

La réponse fréquentielle de cet étage est donnée par :

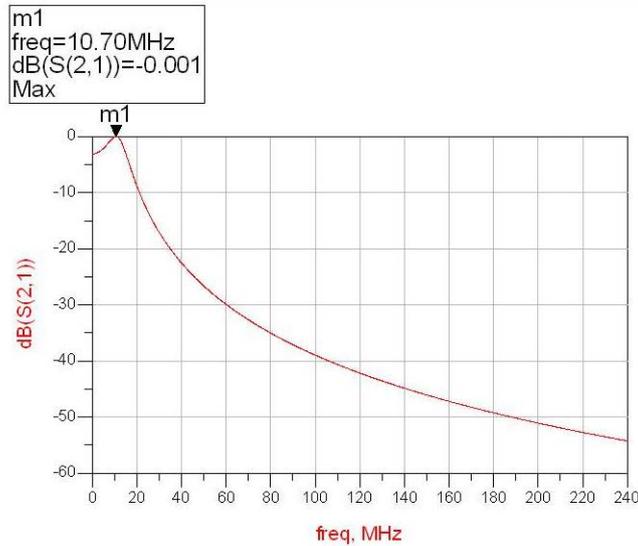


FIGURE 1.18: Réponse fréquentielle de l'étage d'adaptation mélangeur-Filtre IF

### 1.5.8 Simulation de la chaîne de réception

L'ensemble de la chaîne de réception est simulée sous ADS (Fig.1.19), afin de s'approcher le plus possible du cas réel, on prend comme entrée de la chaîne un générateur de plusieurs fréquence.

Dans différents canaux : la fréquence centrale, ainsi que les deux limites de la bande FM, et deux autres fréquences de la bande de télédiffusion 203 MHz, 217 MHz. En ce qui concerne l'amplificateur faible bruit et le mélangeur, on utilise des blocs pour lesquels on introduit les caractéristiques des composants utilisés en termes de gain, NF, IP3, paramètres S, impédance d'entrée et de sortie.

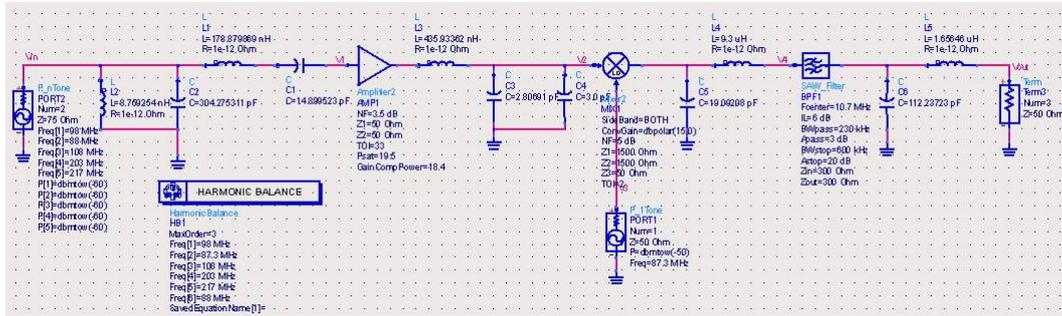


FIGURE 1.19: Schéma de simulation sous ADS de la chaîne de réception

## Résultats de la simulation de la chaîne de réception

L'outil de simulation de circuit radiofréquence, ADS, offre la possibilité de définir une multitude de point de mesure et ceci permet de suivre l'évolution du signal tout au long de la chaîne de réception et d'observer le comportement de chaque étage.

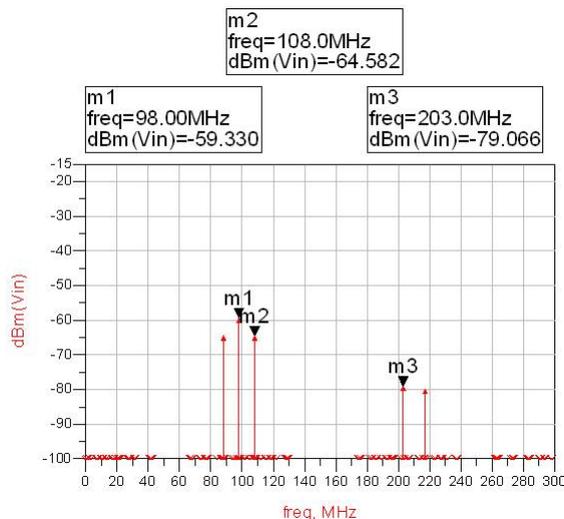


FIGURE 1.20: Signaux à l'entrée de du filtre RF

La figure 1.20 décrit le signal à l'entrée de la chaîne et donc en amont (avant) du filtre RF, on voit bien que pour une même source, qui délivre des puissances égales à des fréquences différentes l'atténuation n'est pas la même, elle est de  $-5$  dBm pour les fréquences limites de la bande utile et de  $-20$  dBm pour les canaux de télédiffusion.

Cette atténuation est causée par les pertes par désadaptation à l'entrée du filtre RF qui a été adapté pour la fréquence centrale de 98 MHz.

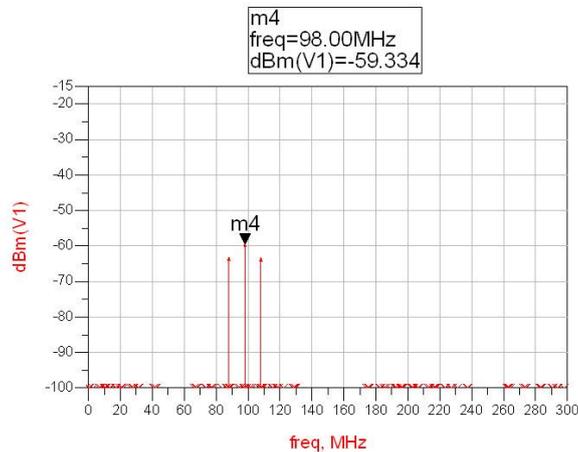


FIGURE 1.21: Signaux après filtrage RF

La figure 1.21 montre que l'atténuation, apportée par le filtre d'entrée, des canaux hors bande s'est accentuée et est inférieure à  $-100$  dBm pour le canal de télédiffusion, sans pour autant affecter le canal utile, ce qui conforte notre choix pour ce filtre étant donné sa sélectivité prouvée.

La figure 1.22 décrit les signaux en amont du mélangeur ; On remarque que le LNA apporte un gain considérable et une figure de bruit assez faible en sortie, mais en contre partie et pour cause d'une bande passante large, les signaux de la télédiffusion réapparaissent au-dessus de la barre des  $-100$  dBm avant de subir une légère atténuation due aux pertes par désadaptation.

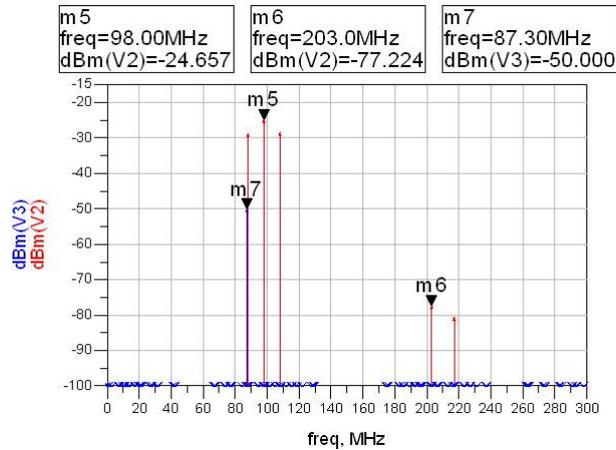


FIGURE 1.22: Signaux en amont du mélangeur

La figure 1.23 montre les signaux après mélange, en effet on voit bien que le signal centré auparavant à la fréquence 98 MHz l'est maintenant sur la fréquence intermédiaire de 10.7 MHz grâce à l'oscillateur local de 87.3 MHz, ceci dit des signaux, conséquence de l'intermodulation d'ordre 2, apparaissent aux points M11 et M13 respectivement aux fréquences 185.3 MHz et 290.3 MHz. L'atténuation est moindre à la fréquence centrale car l'adaptation comme cité précédemment a été faite pour 98 MHz.

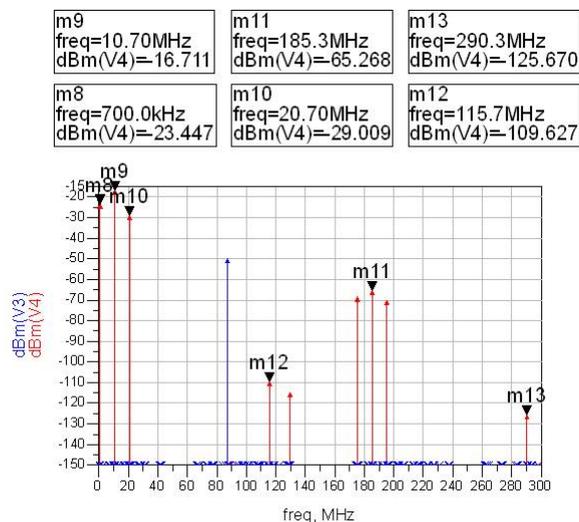


FIGURE 1.23: Signaux après transposition en fréquence intermédiaire

La figure 1.24 illustre le signal après filtrage, le filtre IF ne conserve que le signal

situé à la fréquence 10.7 MHz, il élimine donc tout signal hors bande en contre partie il introduit une atténuation du signal de  $-30$  dBm.

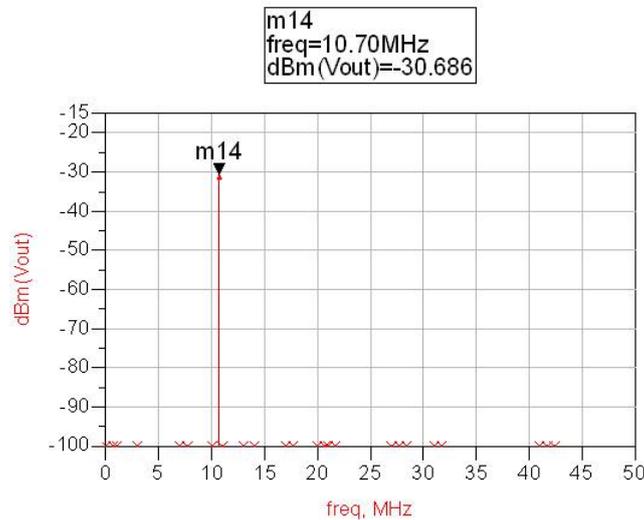


FIGURE 1.24: Signal de sortie (après filtrage IF)

## 1.6 Architecture de réception réduite

La chaîne simulée en théorie n'est pas celle réalisée en pratique, et pour cause :

- la réalisation du filtre RF nécessite des selfs à air imprécises et difficilement réalisables, pour palier à cette contrainte des modifications ont été apportées au circuit pour pouvoir utiliser les inductances disponibles sur le marché. Il va sans dire que ce nouveau filtre va être conçu de manière à s'adapter à l'étage qui suit ;
- Le mélangeur étant déjà muni d'un amplificateur interne, nous permet de nous affranchir du LNA qui plus est, difficilement maniable et peu disponible ;
- Évidemment l'étage d'adaptation LNA-mélangeur n'a plus lieu d'être par contre ;
- Les valeurs des composants des différents étages générés par ADS sont remplacées par des valeurs normalisées disponibles dans le commerce.

La figure 1.25 illustre le nouveau filtre RF avec des valeurs de composants normalisées :

La réponse fréquentielle de ce filtre :

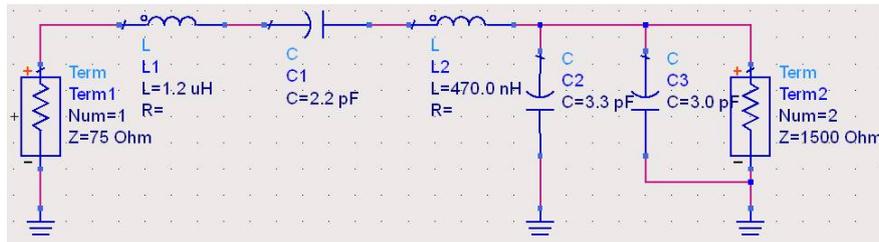


FIGURE 1.25: Structure du nouveau filtre d'entrée

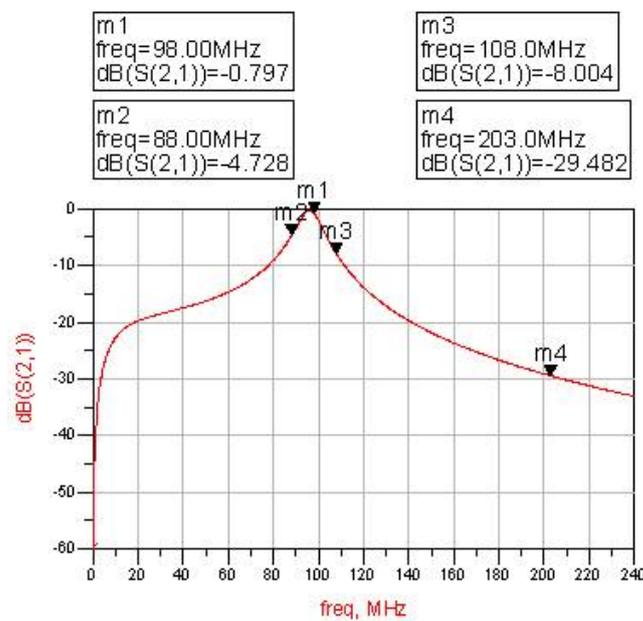


FIGURE 1.26: Réponse fréquentielle du nouveau filtre d'entrée

À première vue la réponse de ce filtre ne serait pas aussi satisfaisante que celle du filtre généré à l'aide d'ADS, nous remarquons à cet effet que l'atténuation avant la fréquence de 80 MHz ne varie presque pas, elle est beaucoup plus faible par rapport au premier filtre et se situe autour de  $-15$  dB, de plus malgré sa forme assez ressemblante à la première, dans la bande passante il y a un risque de distorsion du signal vue sa forme étroite et son pic très pointu à la fréquence d'adaptation, cependant ces inconvénients n'affecte pas les réponse de la chaine lors d'une réception, ceci vient du fait qu'il y a peu de transmission en dessous de 80 MHz .

En introduisant ce filtre dans la chaîne, la nouvelle structure se présente telle qu'illustré dans la figure 1.27. Avec cette configuration, la réalisation et la disponibilité du récepteur serait plus aisée.

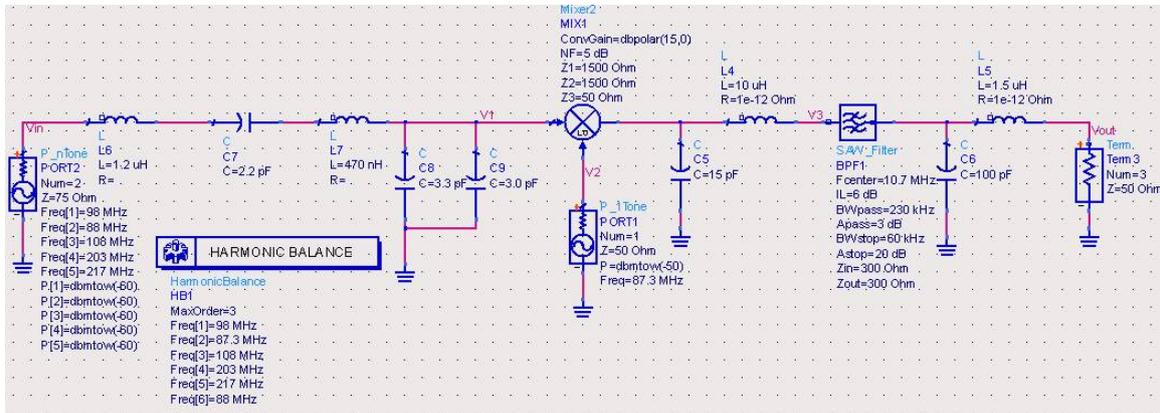


FIGURE 1.27: Schéma de simulation sous ADS de l'architecture de réception réduite

Les figures suivantes décrivent les signaux à l'entrée, après le filtrage RF, en aval du mélangeur, et en sortie, ces résultats sont assez concluants comme le montre la figure 1.31 car on a bien une transposition du signal à la fréquence IF ainsi qu'une amplification d'environ 10 dBm.

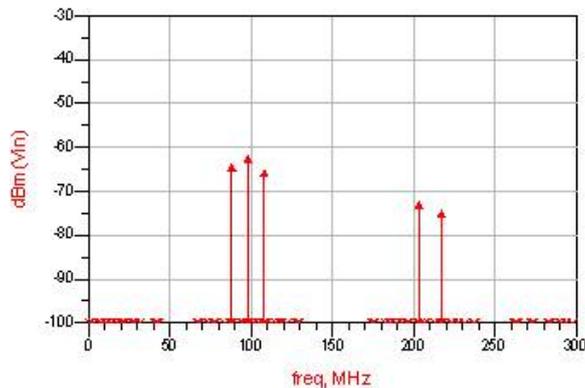


FIGURE 1.28: Signaux à l'entrée du filtre RF

Le signal obtenu à l'entrée du récepteur montre que son impédance d'entrée qui est celle du filtre d'entrée a bien été adaptée à l'impédance caractéristique du câble coaxial.

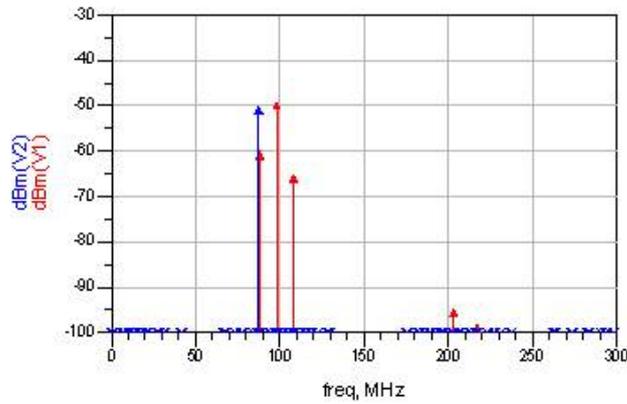


FIGURE 1.29: Signaux après filtrage RF (en amont du mélangeur)

Cette réponse confirme que même en changeant le filtre d'entrée, on constate que son rôle n'est nullement affecté, car il apporte une forte atténuation aux signaux hors bande ( $\simeq -29$  dBm), cependant, une légère distorsion du signal de la bande FM est enregistrée. On note une différence d'environ 12 dBm entre les signaux aux extrémités et au milieu de la bande.

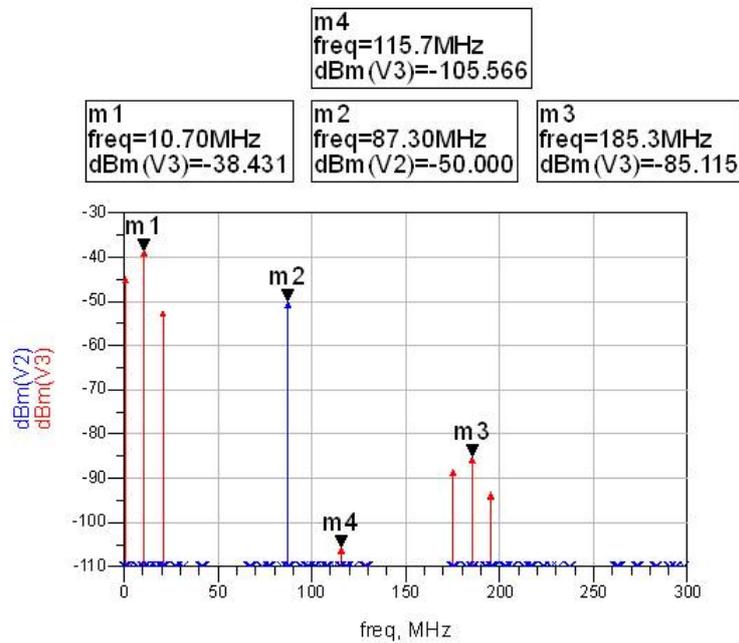


FIGURE 1.30: Signaux après mélange et transposition en fréquence

La figure 1.30 décrit la réponse après l'étage du mélangeur. On remarque qu'il y a bien une transposition de fréquence centrée autour de 10.7 MHz mais également l'apparition des produits d'intermodulation d'ordre 2. Ces produits d'intermodulation ne risquent pas de dégrader le SNR du signal utile car ils ont de faibles amplitudes ( $\leq -100$  dBm).

En la sortie du récepteur, la seule raie distinguée est celle de 10.7 MHz, c'est le signal utile (Fig.1.31)

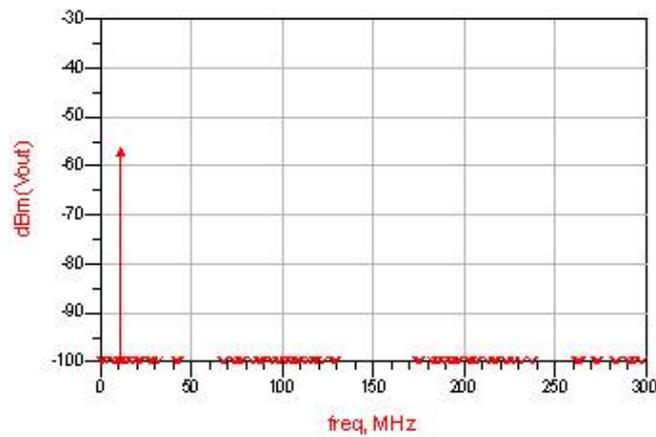


FIGURE 1.31: Signal de sortie (après filtrage IF)

Le récepteur conçu est destiné à une application de traitement d'antenne. Pour ce faire, son architecture a été quadruplée pour en faire un récepteur à quatre (04) voies synchronisées par un même oscillateur local afin de faire l'acquisition de quatre (04) signaux provenant d'autant d'antennes, offrant la possibilité d'estimer la direction de trois ou quatre sources selon la méthode appliquée .

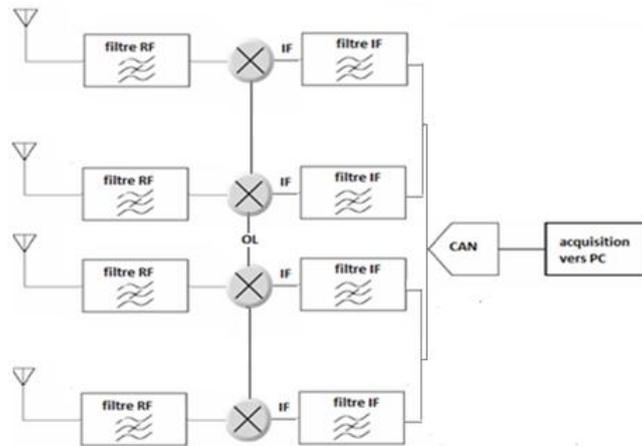


FIGURE 1.32: Schéma synoptique du récepteur quarte voies réalisé

## 1.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons rappelé les principales architectures des récepteurs, nous avons finalement choisi l'architecture superhétérodyne qui a été la plus adéquate pour notre travail, pour ensuite faire le dimensionnement cette dernière chaîne de réception en passant en revue tout les étages la constituants et en concluant par une simulation des cette chaîne et de ses performances.

## Chapitre 2

# Étude des méthodes d'estimation de la direction d'arrivée

### 2.1 Introduction

La découverte des ondes électromagnétiques et l'établissement de réseaux de télécommunication sans-fil ont donné naissance à des techniques de localisation de sources ou de mobiles. Une des applications les plus récentes est la localisation des mobiles lors d'un appel d'urgence.

Différentes techniques ont été développées au cours des dernières années, on peut citer, la localisation : par l'identification de cellule, par la technique TOA (Time Of Arrival), par les systèmes de navigation par satellite ou encore par une antenne intelligente. Cette dernière découle d'une discipline appelée « traitement d'antenne » qui se base sur des méthodes d'estimation numériques.

Dans ce chapitre, nous commençons par une présentation générale du traitement d'antenne et de la technique de localisation par l'estimation de la direction d'arrivée du signal (DOA). Ensuite un modèle d'un réseau d'antenne a été proposé avant de développer les différentes méthodes d'estimation de l'angle d'incidence.

Pour finir, nous avons simulé un cas sous « MATLAB » servant de validation des méthodes étudiées, suivi de comparaison de leurs performances .

## 2.2 Traitement d'antenne

Le traitement d'antenne regroupe tous les algorithmes de traitement du signal dédié à des groupements d'antennes, car tant que l'antenne était considérée comme un capteur élémentaire délivrant un signal unique, le concept de « traitement » n'avait pas lieu d'être. Mais, avec une antenne réseau, délivrant un ensemble de signaux, toute liberté est offerte pour combiner ces signaux de façon à pointer, non pas mécaniquement mais électroniquement l'antenne ou réaliser d'autres opérations. Ainsi, une discipline est née : son principe est d'exploiter les caractéristiques spatiales des signaux reçus afin d'en extraire l'information.

On obtient alors une antenne “intelligente” capable, selon diverses contraintes imposées, de localiser ou imager des sources, maximiser un signal noyé dans le bruit ou dans des interférences, optimiser la capacité de communication, etc.

La localisation par une antenne intelligente est possible grâce à des algorithmes numériques d'estimation de la direction d'arrivée. Le but de ces techniques d'estimation est de définir une fonction pseudo spectrale,  $PS(\theta)$ , qui donne une indication sur l'angle d'arrivée des signaux.

Il existe plusieurs approches pour définir le pseudo spectre  $PS(\theta)$ . Pour cela, nous allons étudier les approches les plus utilisées en pratique, comparer leurs précisions et leurs résolutions angulaires afin d'avoir une idée sur les limitations de chaque technique[9].

## 2.3 Formulation des signaux

Dans un premier temps, il est nécessaire de définir les divers signaux avec la notation usuelle en traitement d'antenne i.e. la forme matricielle. D'abord, selon la convention, les vecteurs sont de type colonne et identifiés par une lettre majuscule. Les matrices sont, elles, identifiées par une lettre majuscule soulignée. La transposition est notée par le symbole  $T$ , la conjugaison par  $*$  et la transposition-conjugaison par  $H$ .

Une antenne intelligente peut être présentée comme un réseau d'antennes muni d'un système de traitement de signal numérique DSP comme le montre la figure 2.1 :

Où le signal à la sortie du DSP est de la forme[11][15] :

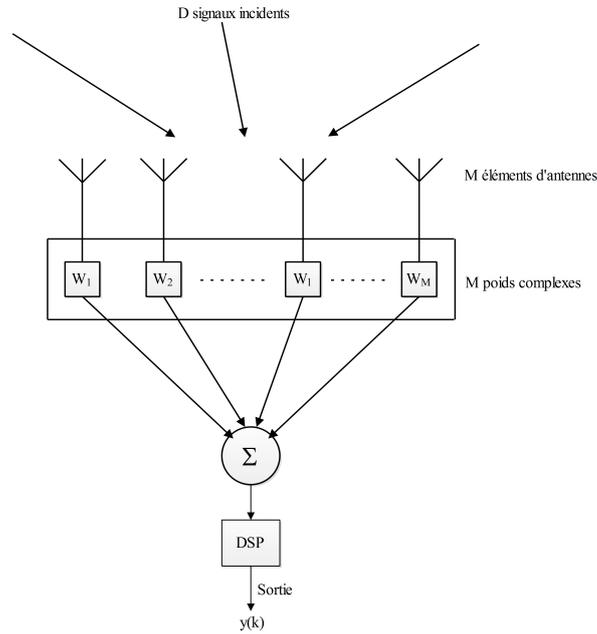


FIGURE 2.1: Schéma synoptique d'antenne intelligente

$$y(k) = \sum_{l=1}^M w_l^H \cdot X_l(k) \quad (2.1)$$

On considère que l'antenne est un réseau linéaire qui comporte  $M$  capteurs omnidirectionnels orientés le long d'un axe du système des coordonnées locales. En fonction de l'espacement entre les capteurs, on dit qu'un réseau linéaire est uniforme, si l'espacement entre deux éléments successifs du réseau est constant. Le capteur de référence sera placé tout au long de cette étude à l'une des extrémités du réseau.

L'utilisation des réseaux linéaires implique une analyse dans un domaine de visibilité limité à un seul plan de sorte que seul l'angle  $\theta$  sera considéré. Ce type de réseau est capable de distinguer, sans ambiguïté, seulement les signaux avec un angle d'incidence compris entre  $[-90^\circ; +90^\circ]$  par rapport à la normale au réseau.

Le signal provenant de chaque élément est pondéré avec un poids complexe  $w_l$ ;  $l = 1, 2, \dots, M$ . Les éléments sont équidistants de  $d = \lambda/2$ , le réseau est supposé placé dans les champs lointains de  $D$  sources sinusoïdales de fréquences  $f_0$ , de telle façon que l'onde reçue sera considérée comme étant une onde plane.  $\theta_i$ ;  $i = 1, 2, \dots, D$ , représentant

les angles d'arrivée des signaux incidents.

L'objectif des algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée est de déterminer les angles d'incidence  $\theta_i$ . Un réseau de  $M$  éléments ne peut résoudre la direction d'arrivée de plus de  $M$  sources dans le cas de l'estimation par la méthode de formation de voies classique et de plus de  $M - 1$  sources par les méthodes sous-espaces.

C'est une limitation physique et, par conséquent, le nombre  $D$  des sources incidentes doit être toujours inférieure ou égal à  $M$  ( $D \leq M$ ). D'après la figure suivante, le signal induit par la source  $i$  sur l'élément de référence ( $l = 1$ ) à un instant  $k$  donné est [2][11] :

$$s_i^1(k) = m_i(k) \cdot e^{j2\pi f_0 k} \quad (2.2)$$

$m_i(k)$  est la fonction de modulation complexe du signal incident à l'instant  $k$ .

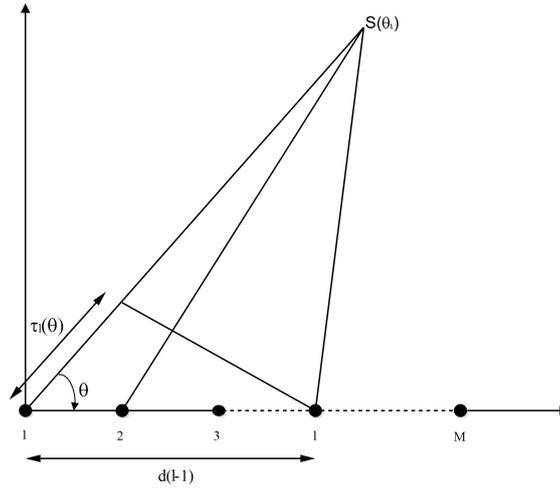


FIGURE 2.2: Signal incident sur un réseau linéaire à M capteurs

Sur l'élément  $l$  du réseau, l'onde arrive  $\tau_l(\theta_i)$  secondes avant qu'elle arrive sur l'élément de référence :

$$\tau_l(\theta_i) = \frac{d}{c} (l - 1) \cos(\theta_i) \quad (2.3)$$

Le signal induit sur l'élément  $l$  dû à la source  $i$  devient :

$$s_i^l(k) = m_i(k + \tau_l(\theta_i)) e^{j2\pi f_0 (k + \tau_l(\theta_i))} \quad (2.4)$$

On peut dire que  $m_i(k + \tau_l(\theta_i)) = m_i(k)$ , si on considère que les dimensions du réseau sont suffisamment petites par rapport à la distance  $l$  qui sépare la source du centre du réseau d'antennes.

Alors :

$$s_i^l(k) = m_i(k) \cdot e^{j2\pi f_0(k + \tau_l(\theta_i))} \quad (2.5)$$

Soit :

$$s_i^l(k) = m_i(k) \cdot e^{j2\pi f_0(l-1)\frac{d}{c}\cos\theta_i} \cdot e^{j2\pi f_0 k} \quad (2.6)$$

Sachant que  $e^{j2\pi f_0 k}$  est la porteuse de notre signal de fréquence  $f_0$ , on posera :

$$e^{j(l-1)\varphi^i} = a_l(\theta_i) \quad (2.7)$$

$$\varphi^i = 2\pi f_0 \frac{d}{c} \cos\theta_i, \quad (2.8)$$

L'élément  $a_l(\theta_i)$  est connu sous le nom de facteur directeur, car il contient l'information nécessaire pour récupérer la direction de la provenance des signaux. Le vecteur  $A(\theta_i)$  se présente quant à lui sous la forme :

$$A(\theta_i) = \left[ 1 \quad e^{j\varphi^i} \quad e^{j2\varphi^i} \quad \dots \quad e^{j(l-1)\varphi^i} \quad \dots \quad e^{jM\varphi^i} \right] \quad (2.9)$$

Donc, le signal total, induit par toutes les  $D$  sources et reçu sur l'élément  $l$  à l'instant  $k$ , est :

$$x_l(k) = \sum_{i=1}^D m_i(k) \cdot a_l(\theta_i) \cdot e^{j2\pi f_0 k} + n_l(k) \quad (2.10)$$

Où  $n_l(k)$  est le bruit généré sur l'élément  $l$ . Sous forme matricielle, le signal total  $X(k)$  reçu par les éléments du réseau peut être écrit sous la forme suivante :

$$X(k) = \left[ x_1(k) \quad \dots \quad x_M(k) \right]^T \quad (2.11)$$

$$X(k) = \left[ \sum_{i=1}^D m_i(k) \cdot a_1(\theta_i) \cdot e^{j2\pi f_0 k} + n_1(k) \quad \dots \quad \sum_{i=1}^D m_i(k) \cdot a_M(\theta_i) e^{j2\pi f_0 k} + n_M(k) \right]^T \quad (2.12)$$

Sous une autre forme[15] :

$$X(k) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & \dots & a_1(\theta_D) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_M(\theta_1) & \dots & a_M(\theta_D) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} m_1(k) e^{j2\pi f_0 k} \\ \vdots \\ m_D(k) e^{j2\pi f_0 k} \end{bmatrix} + \left[ n_1(k) \quad \dots \quad n_M(k) \right]^T \quad (2.13)$$

Soit :

$$X(k) = \underline{A}(\theta) \times S(k) + N(k) \quad (2.14)$$

Avec :

–  $S(k)$  : Vecteur  $D \times 1$  des signaux incidents :

$$S(k) = \left[ s_1(k) \quad s_2(k) \quad \dots \quad s_D(k) \right]^T \quad (2.15)$$

–  $\underline{A}(\theta)$  : Matrice  $M \times D$  de vecteurs de directions :

$$\underline{A}(\theta) = \begin{bmatrix} a_1(\theta_1) & a_1(\theta_2) & \dots & a_1(\theta_D) \\ a_2(\theta_1) & a_2(\theta_2) & \dots & a_2(\theta_D) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_M(\theta_1) & a_M(\theta_2) & \dots & a_M(\theta_D) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\underline{A}(\theta) = \left[ A(\theta_1) \quad A(\theta_2) \quad \dots \quad A(\theta_D) \right] \quad (2.17)$$

Avec :

–  $A(\theta_i)$  : Vecteur  $1 \times D$ ,  $i = 1, 2, \dots, D$

–  $N(k)$  : Vecteur  $M \times 1$  de bruits,

$$N(k) = \left[ n_1(k) \quad n_2(k) \quad \dots \quad n_M(k) \right]^T \quad (2.18)$$

La sortie  $y(k)$  de l'antenne intelligente peut s'écrire donc sous la forme suivante :

$$y(k) = W^H \times X(k) \quad (2.19)$$

Où  $W = [W_1 \ W_2 \ \dots \ W_M]^T$  vecteur poids du réseau d'antennes.

Jusqu'à ce point, nous avons établi la formule qui permet d'estimer le signal  $X(k)$  reçu à l'instant  $k$  par les éléments du réseau. Nous allons maintenant, dans les sections subséquentes, calculer les matrices de corrélation qui sont à la base des algorithmes d'estimation de la direction d'arrivée.

### 2.3.1 Les matrices de corrélation

La matrice d'auto-corrélation du réseau à l'instant  $k$ ,  $\underline{R}_{xx}(k)$  est à la base de la plupart des techniques d'estimation de la direction d'arrivée. On la définit par [11][15] :

$$\underline{R}_{xx}(k) = E[X(k) \times X(k)^H] \quad (2.20)$$

Où  $X(k)^H$  est la transposée hermitienne de  $X(k)$  et  $E[.]$  est l'espérance mathématique.

Si les signaux et le bruit ont une valeur moyenne nulle, la matrice de corrélation est identique à la matrice de covariance. Dans notre modèle, les signaux incidents ont toujours une valeur moyenne nulle, puisque les signaux incidents sont généralement sinusoïdaux. En pratique, on peut se ramener à des signaux à moyennes nulles, en supprimant la composante continue[2].

On suppose aussi que le bruit est blanc additif, de distribution gaussienne de valeur moyenne nulle et que sa variance  $\sigma_b^2$  est la même pour tous les éléments du réseau d'antennes.

Pour simplifier, nous n'allons pas prendre en compte le temps  $k$  dans les expressions qui suivent.

Nous avons déjà établi que :

$$X = \underline{A} \times S + N$$

On considère que les signaux incidents ainsi que le bruit sur chaque élément d'antenne sont non corrélés .

$$\underline{R}_{xx} = E[X.X^H] = E[(\underline{A}.S + N) . (S^H . \underline{A}^H + N^H)] \quad (2.21)$$

$$\underline{R}_{xx} = \underline{A}E[S.S^H] \underline{A}^H + E[NN^H] \quad (2.22)$$

Soit :

$$\underline{R}_{xx} = \underline{A}\underline{R}_{ss}\underline{A}^H + \underline{R}_{nn} \quad (2.23)$$

Avec :

- $\underline{R}_{xx}$  : matrice corrélation du réseau de dimension  $M \times M$  ;
- $\underline{R}_{ss}$  : matrice corrélation des signaux de dimension  $D \times D$ . Elle indique le niveau de corrélation et la puissance des sources, en effet :
  - la diagonale principale contient des nombres réels liés à la puissance de chacune des  $M$  sources ;
  - les éléments extra-diagonaux sont nuls si les sources sont non-corrélées ;
- $\underline{R}_{nn}$  : matrice corrélation du bruit de dimension  $M \times M$ .

Le vecteur des signaux incidents peut s'écrire sous la forme suivante :

$$S = [s_1 \quad s_2 \quad \dots \quad s_D]^T \quad (2.24)$$

$s_i$  : amplitude du signal  $i$ ;  $i = 1, 2, \dots, D$ .

Puisque le bruit est supposé blanc gaussien de variance  $\sigma_b^2$ , le vecteur bruit blanc devient :

$$N = [\sigma_b^2 \quad \sigma_b^2 \quad \dots \quad \sigma_b^2]^T \quad (2.25)$$

On en déduit les matrices de corrélation [11] :

$$\underline{R}_{ss} = E[S.S^H] = \text{diag}(|s_1|^2, |s_2|^2, \dots, |s_D|^2) \quad (2.26)$$

$$\underline{R}_{nn} = E[N.N^H] = \sigma_b^2 \underline{I}(M \times M) \quad (2.27)$$

Où  $\underline{I}(M \times M)$  est la matrice identité  $M \times M$ .

### 2.3.2 Analyse en valeurs et vecteurs propres

La matrice de corrélation  $\underline{R}_{xx}$  est une matrice carrée qui contient l'information sur les signaux incidents ainsi que sur le bruit. L'analyse en valeurs et vecteurs propres de cette matrice nous permettra de définir deux (02) sous-espaces : sous-espace signaux  $\underline{E}_s$  et

sous-espace bruit  $\underline{E}_b$ . Ces deux (02) sous-espaces vont être très utiles pour l'estimation de la direction d'arrivée.

Les valeurs propres de  $\underline{R}_{xx}$  sont calculées en résolvant l'égalité [5][15] :

$$|\underline{R}_{xx} - \lambda_l \underline{I}| = 0, l = 1, 2, \dots, M$$

À chaque valeur propre  $\lambda_i$ , correspond un vecteur propre  $e_i$ . Si nous trions dans un ordre décroissant les valeurs propres obtenues, les vecteurs propres associés pourront être présentés sous cette forme [7] :

$$E = \left[ e_1 \ e_2 \ \cdots \ e_{M-D} \ e_{M-D+1} \ e_{M-D+2} \ \cdots \ e_M \right] \quad (2.28)$$

On peut maintenant à partir de ce vecteur définir deux sous-espaces :  $\underline{E}_b$  et  $\underline{E}_s$ . Le sous-espace signaux  $\underline{E}_s$  de dimension  $M \times D$ , constitué des vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus grandes :

$$\underline{E}_s = \left[ e_1 \ e_2 \ \cdots \ e_D \right] \quad (2.29)$$

La première contrainte  $\underline{E}_b$ , de dimension  $M \times (M - D)$ , constitué des vecteurs propres associés aux valeurs propres les plus petites :

$$\underline{E}_b = \left[ e_{D+1} \ e_{D+2} \ \cdots \ e_M \right] \quad (2.30)$$

On peut maintenant définir deux (02) grandes catégories des techniques d'estimation de la direction d'arrivée :

- Techniques spectrales : c'est des **techniques basse résolution**, aussi connues sous le nom de formation de voies ; le pseudo spectre est calculé en se basant sur les matrices de corrélation,
- Techniques sous-espaces où **techniques haute résolution** ; le pseudo spectre est calculé en se basant sur l'analyse en valeurs et vecteurs propres de la matrice  $\underline{R}_{xx}$ .

## 2.4 Techniques basse résolution

### 2.4.1 Méthode de la formation de voies

Parmi les premières méthodes de traitement des échantillons spatio-temporels acquis au niveau d'un réseau d'antennes, on trouve la méthode de la formation des faisceaux. La première implémentation de cette approche, connue sous le nom de la méthode de Bartlett (ou "Conventional Beamforming"), date de l'époque de la deuxième guerre mondiale.

Cette approche est la première à être utilisée dans des applications de localisation de sources, basée sur l'exploitation des réseaux d'antennes.

L'idée de base est d'effectuer un filtrage spatial en pondérant les signaux reçus par des coefficients judicieusement calculés. Ce traitement revient à modifier le diagramme de rayonnement du réseau. L'ensemble des coefficients à appliquer aux éléments du réseau est stocké dans un vecteur  $W$ , appelé filtre spatial. Le rôle de ce filtre est de maximiser le signal provenant de la direction d'intérêt  $\theta_i$ , en dirigeant le lobe principal du réseau dans la direction choisie, tout en minimisant les signaux provenant des directions  $\theta_j \neq \theta_i$ . Si le filtre est appliqué à un échantillon  $k$  de la matrice d'observations, le signal filtré est donné par [7][11] :

$$y(k) = W^H(\theta_i) \times X(k) \quad (2.31)$$

Si on néglige dans une première approximation le bruit, pour un seul signal incident d'une direction  $\theta_i$  sur le réseau d'antennes, l'échantillon d'indice  $k$  est donné par :

$$X(k) = A(\theta_i) \cdot S_i(k) \quad (2.32)$$

Et le signal filtré sera égal à :

$$y(k) = [W^H(\theta_i) \times A(\theta_i)] S_i(k) \quad (2.33)$$

En fonction du choix des coefficients du filtre  $W$  de façon à maximiser ou minimiser le produit  $W^H(\theta_i) \times A(\theta_i)$ , le signal provenant d'une direction  $\theta_i$  peut être amplifié ou atténué. La condition imposée à un filtre spatial  $W \in \mathbb{C}^M$  de maximiser un signal

provenant d'une direction  $\theta_i$  se traduit par [2][15] :

$$W^H(\theta_i) \times A(\theta_i) = 1 \quad (2.34)$$

La deuxième condition d'atténuer le plus possible, voir annuler, tous les signaux provenant des directions  $\theta_j \neq \theta_i$  signifie qu'en présence d'un ensemble de signaux sur l'intégralité du domaine de visibilité du réseau d'antennes, de puissance unitaire et non-corrélés qui se traduit par  $\underline{R}_{xx} = \underline{I}$ ,  $W$  doit minimiser la puissance de  $y$  dans la direction  $\theta_j$  [2][15] :

$$|y|^2 = W^H(\theta_j) \frac{X \cdot X^H}{N} W(\theta_j) = W^H(\theta_j) \underline{R}_{xx} W(\theta_j) = W^H(\theta_j) W(\theta_j) \text{ Pour tout } \theta_j \neq \theta_i \quad (2.35)$$

Une solution optimale pour ce problème est donnée par :

$$W(\theta_i) = \frac{A(\theta_i)}{A(\theta_i)^H \cdot A(\theta_i)} = \frac{A(\theta_i)}{M} \quad (2.36)$$

En sachant que, si les capteurs du réseau sont identiques et les vecteurs directeurs ne sont pas normalisés par rapport au nombre de capteurs du réseau :

$$A(\theta_i)^H \cdot A(\theta_i) = M \quad (2.37)$$

La démarche consiste à diriger le lobe principal du réseau sur tout le domaine de visibilité avec un pas discret, en multipliant avec le filtre correspondant à chaque direction privilégiée et à mesurer la puissance moyenne :

$$P_{BF}(\theta) = |y|^2 = \frac{A^H(\theta_i) \cdot \underline{R}_{xx} \cdot A(\theta_i)}{M^2} \quad (2.38)$$

Ce procédé est équivalent à diriger mécaniquement le lobe principal d'une antenne directive dans une direction souhaitée et à mesurer la puissance venant de cette direction. Les abscisses correspondant aux maxima du spectre de puissance représentent une estimation des directions d'incidence des signaux sur le réseau.

En pratique, la matrice de covariance du signal reçu  $\underline{R}_{xx}$  n'est pas connue parfaitement ; elle est estimée à partir d'un nombre fini  $N$  d'échantillons. Le spectre ainsi obtenu

représente une moyenne sur l'ensemble des  $N$  spectres correspondant aux observations réalisées. Dans cette méthode, le bruit n'est pas pris en compte.

La méthode de formation de faisceaux reste cependant une méthode peu performante, car la résolution spatiale est limitée par la largeur de son lobe principal (limite de Rayleigh), autrement dit, par le rapport entre la longueur d'onde et la longueur du réseau. La limite de Rayleigh pour la résolution spécifie le fait que, pour être résolues, deux sources doivent être séparées d'une distance angulaire d'au moins  $2\pi/M$ , valeur représentant la largeur du lobe principal du réseau. Ainsi, le nombre de capteurs du réseau représente le facteur principal déterminant les performances de cette méthode. D'autres méthodes essaient d'améliorer les performances de cette approche classique se dirigeant vers la recherche d'une meilleure résolution spectrale [15].

### 2.4.2 Méthode de Capon

Du fait de la limitation en résolution et de la présence des lobes secondaires importants, des sources situées en dehors de la direction d'intérêt ou plus généralement pour un paramètre  $\theta$  différent, peuvent « renvoyer » de la puissance et ainsi corrompre les mesures, voire même masquer des sources de faible puissance. La méthode introduite par Capon, aussi connue sous le nom de La méthode de la réponse sans distorsion à variance minimale (MVDR : Minimum Variance Distortionless Response), est une première approche de haute résolution spectrale qui permet de tenir compte de l'ensemble des sources présentes pour pallier à la limitation en résolution de la formation de voies et réduire l'amplitude des lobes secondaires[7][15].

L'estimateur MVDR représente la vraisemblance maximale d'estimation de la direction d'une source ponctuelle en supposant que toutes les autres sources représentent des interférences.

Les contraintes imposées au filtre spatial de Capon sont similaires à celles de la méthode de la formation de voies. La première contrainte est identique à celle exprimée dans la méthode précédente, c'est-à-dire l'attribution d'un gain unitaire au signal provenant de la direction  $\theta_i$ . La deuxième contrainte étant de minimiser la puissance de sortie en utilisant ordonnées en ordre décroissant tel que D+2, Pour cela, on utilise la méthode

de Lagrange [3] :

$$L = E \left\{ |y(k)|^2 \right\} + \lambda \left( 1 - W(\theta)^H A(\theta) \right) = W(\theta)^H \underline{R}_{xx} W(\theta) + \lambda \left( 1 - W(\theta)^H A(\theta) \right) \quad (2.39)$$

En minimisant  $L$  par rapport à  $W$  et en égalant à zéro :

$$\frac{\delta L}{\delta W(\theta)} = 2\underline{R}_{xx} W(\theta) - \lambda A(\theta) = 0 \quad (2.40)$$

Soit :

$$W(\theta) = \frac{\lambda}{2} \underline{R}_{xx}^{-1} A(\theta) \quad (2.41)$$

En remplaçant  $W(\theta)$  obtenu dans la première contrainte,  $W^H(\theta_i) \cdot A(\theta_i) = 1$ , on obtient :

$$\frac{\lambda}{2} = \frac{1}{A(\theta)^H \underline{R}_{xx} A(\theta)} \quad (2.42)$$

D'où la solution :

$$W(\theta) = \frac{\underline{R}_{xx}^{-1} A(\theta)}{\underline{A}^H(\theta) \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{A}(\theta)} \quad (2.43)$$

L'hypothèse de base de cette méthode est que la matrice de covariance est inversible. Cette condition est habituellement respectée en pratique, si le nombre d'échantillons est supérieur au nombre de capteurs du réseau et la matrice de covariance du bruit est définie positive. L'expression du spectre de puissance obtenue en remplaçant  $W$  dans l'expression de la puissance du signal de sortie filtré est donné par [15] :

$$P_{MVDR}(\theta) = |y|^2 = \frac{1}{\underline{A}^H(\theta) \underline{R}_{xx}^{-1} \underline{A}(\theta)} \quad (2.44)$$

Les valeurs de  $\theta$  correspondant aux maxima de cette fonction donnent une estimation des directions des sources. Bien que cette méthode se base sur le principe de la formation de voies, elle offre une meilleure résolution angulaire que celle de la méthode de formation de voies conventionnelle.

La simplicité de ces méthodes repose sur le fait que les expressions du spectre de puissance n'utilisent que la matrice de covariance « brute » sans hypothèse sur les caractéristiques du bruit ni sur les propriétés intrinsèques de cette matrice.

## 2.5 Techniques haute résolution

Les méthodes haute résolution sont des méthodes à horizon infini, où plus exactement, la précision obtenue après un temps d'observation infini est infinie. Ces méthodes ne sont efficaces que dans un domaine d'application bien défini à elles.

Dans cette section, nous allons nous intéresser à la technique de projection dans le sous-espace orthogonal, et plus précisément aux méthodes MUSIC et ESPRIT

### 2.5.1 Méthode MUSIC

La technique de projection dans le sous-espace orthogonal est sans doute la plus utilisée et comparée dans la littérature. Cette technique a été développée en parallèle par *G. Bienvenu* et par *R. O. Schmidt*. Les deux ont publié presque simultanément leurs résultats en 1979. *Bienvenu* utilisait le terme de goniomètre, tandis que *Schmidt* créait un acronyme MUSIC (“MULTiple Signal Classification”). À cause de circonstances diverses (publications dans une revue de seconde importance, présentation trop complexe et trop mathématique, algorithme mal formulé), Seule le nom de *Schmidt* a été retenu. Ce pourquoi MUSIC demeure toujours en usage.

L'algorithme MUSIC est basé sur la décomposition propre en deux sous-espaces signal et bruit de la matrice de covariance des signaux reçus notés respectivement  $\underline{E}_s$  et  $\underline{E}_b$ .

La matrice de covariance des signaux reçus (seulement des sources) exhibe une propriété fort importante lorsque le nombre de sources  $D$  est inférieur au nombre de capteurs  $M$  et lorsque la matrice de covariance des sources  $\underline{R}_{ss}$  est régulière. Ce qui implique une corrélation nulle ou partielle entre les sources. Dans ces conditions, la matrice des vecteurs directionnels  $\underline{A}$ , de dimensions  $M \times D$ , a un rang complet selon les colonnes pourvu que les  $D$  vecteurs directionnels soient linéairement indépendants i.e. les sources sont localisées dans des angles différents sans ambiguïté. Ces vecteurs génèrent un sous-espace de dimension  $D$  appelé sous-espace sources. La matrice de covariance des signaux reçus sans bruit a donc un rang égal au nombre de sources  $D$  et, de ce fait, elle possède  $M - D$  valeurs propres nulles auxquelles correspondent des vecteurs propres formant un noyau de dimension  $M - D$  appelé à tort sous-espace bruit (mieux : sous-espace orthogonal)[12][15].

La décomposition propre d'une matrice fournit donc une base de l'espace engendré par la matrice. Or, à cause de la symétrie hermitienne semi-positive de toutes matrices de covariance, les vecteurs propres sont orthogonaux (et même orthonormés). Avec la matrice de covariance des signaux reçus (sans bruit)  $\underline{R}_{xx}$  :

- la base orthogonale du sous-espace sources  $\underline{E}_s$  est donc formée par les  $D$  vecteurs propres associés aux valeurs propres non-nulles ;
- la base orthogonale du sous-espace bruit  $\underline{E}_b$  est, quant à elle, formée par les  $M - D$  vecteurs propres associés aux valeurs propres nulles.

Par cette décomposition propre de la matrice de covariance des signaux reçus, on arrive à estimer le nombre de sources initialement inconnu en procédant par une classification de ses valeurs propres. En effet, les valeurs propres associées aux sources sont nettement plus élevées que celles associées aux bruits. Ainsi le nombre de sources estimé correspond au nombre de valeurs propres dominantes. Notons que cette méthode d'estimation du nombre de sources est valable pour toutes les méthodes sous-espaces[2][15].

Les vecteurs propres de la matrice de covariance étant tous orthogonaux, cela nous conduit à une orthogonalité entre les deux sous-espaces engendrés. Ceci permet de dire que si un vecteur est orthogonal au sous-espace source, cela implique son inclusion au sous-espace bruit, vérifiant :

$$\underline{R}_{xx} = \underline{V} \underline{\Delta} \underline{V}^H \quad (2.45)$$

$$\underline{V} = \left[ \begin{array}{cccccc} V_1 & V_2 & \cdots & V_D & V_{D+1} & \cdots & V_M \end{array} \right] = [\underline{V}_s \quad \underline{V}_n] \quad (2.46)$$

$$\underline{\Delta} = \text{diag} \left\{ \lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \dots \quad \lambda_D \quad 0 \quad \dots \quad 0 \right\} \quad (2.47)$$

Où :

- $\underline{V}$  : Matrice propre  $M \times M$  qui engendre tout l'espace ;
- $\underline{V}_s$  : Matrice propre source  $M \times D$  formée par les vecteurs propres  $\underline{V}_i$ ;  $i = 1, 2, \dots, D$  ;
- $\underline{V}_n$  : Matrice propre bruit  $M \times (M - D)$  formée par les vecteurs propres  $\underline{V}_i$ ,  $i = D + 1, D + 2, \dots, M$  ;
- $\underline{\Delta}$  : Matrice  $M \times M$  des valeurs propres  $\lambda_i$  ordonnées en ordre décroissant tel que  $\lambda_i \geq \lambda_{(i+1)}$ .

Une propriété fort importante que MUSIC exploite en projetant un vecteur d'analyse

$A(\theta)$  dans le sous-espace bruit – on préfère projeter dans ce dernier, car la résolution est plus fine. Cette projection représente en fait le carré de la distance euclidienne entre le vecteur d'analyse et le sous-espace sources  $d_s^2(\theta)$ . Pour normaliser la distance, afin qu'elle prenne des valeurs comprises dans l'intervalle  $[0, 1]$ , on divise par la norme quadratique du vecteur d'analyse  $A(\theta)$ , lequel vaut  $M$  :

$$d_s^2(\theta) = \frac{1}{M} \sum_{i=D+1}^M |V_i^H A(\theta)|^2 \quad (2.48)$$

ou, sous forme matricielle

$$d_s^2(\theta) = \frac{1}{M} A^H(\theta) \underline{V}_n \underline{V}_n^H A(\theta) \quad (2.49)$$

La nouvelle matrice  $\underline{P}_n$  est le projecteur dans l'espace bruit, construit à partir des vecteurs associés aux valeurs propres nulles et est définie comme suit :

$$\underline{P}_n = \underline{V}_n \times \underline{V}_n^H \quad (2.50)$$

Malheureusement, même en présence d'un bruit tendant vers  $\sigma_n^2 \underline{I}$ , le calcul numérique de ces vecteurs propres est assez instable (dégénérescence simple ou multiple). Par chance, cette distance euclidienne s'exprime aussi en fonction de la base orthonormale du sous-espace sources grâce à la propriété d'orthonormalité entre les vecteurs propres de la matrice de covariance des signaux reçus, qui conduit à la relation : Ou bien, en fonction des projecteurs,  $\underline{P}_s$  et  $\underline{P}_n$  :

$$\underline{P}_n = \underline{I} - \underline{P}_s \quad (2.51)$$

La quantité  $d_s^2(\theta)$  s'annule chaque fois que  $A(\theta)$  pointe dans la direction orthogonale au sous-espace bruit ; le vecteur se trouve alors entièrement dans le sous-espace signal. Ainsi le vecteur  $A(\theta)$  est identique à l'un des vecteurs directionnels. L'angle avec lequel il a été construit, est un angle d'arrivée.

- En présence de bruit, on utilise toujours les vecteurs propres de  $\underline{R}_{xx}$  ; il n'y a pas annulation parfaite, mais on observe des minima. On note cependant qu'une matrice de covariance de bruit idéale de type  $\sigma_n^2 \underline{I}$  n'affecte nullement le comportement de MUSIC, car cette matrice ne fait qu'augmenter les valeurs propres de  $\underline{R}_{xx}$  d'une quantité égale à,  $\sigma_n^2$  sans modifier les vecteurs propres.

- Le pseudo-spectre MUSIC est calculé comme l'inverse du carré de la distance Euclidienne entre les vecteurs directeurs représentants du domaine de visibilité du réseau et le sous-espace sources, ce qui permet d'observer des maxima comme dans un traitement classique, pour augmenter la sensibilité de la projection dans les environs des sources. L'expression du spectre spatial est donnée par[12] :

$$P_{MUSIC}(\theta) = \frac{M}{A^H(\theta) \underline{V}_n \underline{V}_n^H A(\theta)} \quad (2.52)$$

Pour résumer, les étapes de l'algorithme MUSIC permettant d'obtenir l'estimation des directions d'incidence sont les suivantes[15] :

- Faire la décomposition propre de  $\underline{R}_{xx}$  ;
- Estimer le nombre de sources ;
- Générer le projecteur dans l'espace bruit  $\underline{P}_n$ , en utilisant la matrice propre sources  $\underline{V}_s$  ;
- Pour un angle d'observation  $\theta$  donné :
  - créer un vecteur d'analyse  $A(\theta)$  ;
  - calculer le carré de la distance euclidienne  $d_s^2(\theta)$  ;
- Répéter pour un nouvel angle d'observation jusqu'à obtenir un ensemble d'angles d'observation dans la plage désirée  $\theta_{min} \leq \theta \leq \theta_{max}$  ;
- Tracer le pseudo-spectre représentant l'inverse de la distance (en dB normalement)  $1/(d_s^2)$  en fonction de  $\theta$  ;
- Repérer les positions angulaires des sources, en localisant les pics du pseudo-spectre.

## 2.5.2 Méthode ESPRIT

L'algorithme ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques), est une méthode simple et rapide, efficace et robuste pour l'estimation des paramètres, pouvant servir à la détermination des directions d'incidence des sources multiples au niveau d'un réseau d'antennes. Grâce à sa simplicité et à ses performances, ESPRIT est devenu une méthode très populaire. L'algorithme exploite le même modèle du signal que l'algorithme MUSIC, mais il a l'avantage de réduire, de façon considérable, la puissance de calcul et la mémoire nécessaire pour le stockage. Ceci vient du fait que l'on impose au niveau du réseau d'antennes une structure d'invariance de translation

(i.e. des capteurs organisés par paires présentant une séparation identique), qui peut être obtenue facilement en pratique.

Prenons l'exemple où le réseau global comporte deux sous-réseaux. Chaque sous-réseau comporte  $M_{sr}$  capteurs. Les capteurs de même indice dans chaque sous-réseau constituent une paire.

Les capteurs de chaque paire doivent présenter des caractéristiques (diagrammes de rayonnement) identiques, et ils sont séparés d'une distance constante connue  $D_{sr}$ . La figure 2.3 montre trois exemples de configurations exploitables avec ESPRIT. Dans le premier cas, le réseau comporte deux sous-réseaux ULA non colinéaires de 5 éléments chacun. On peut ainsi former 5 paires de capteurs dont la distance entre les capteurs au sein d'une paire est égale à  $D_{sr}$ . Les éléments encerclés dénotent des paires du réseau.

Dans le deuxième exemple, à partir d'un réseau ULA composé de 8 antennes, on forme deux sous-réseaux en sélectionnant les 4 éléments d'ordre impair et les 4 éléments d'ordre pair. Dans le troisième cas, les deux sous réseaux sont obtenus en sélectionnant les 7 premiers et les 7 derniers éléments du réseau ULA (Fig.2.3)[15].

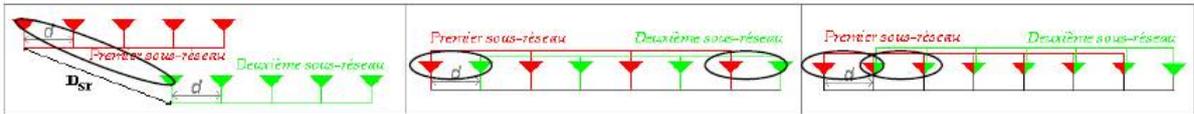


FIGURE 2.3: Exemples des structures à invariance de translation a) Les sous-réseaux sont distincts b) et c) Sous-réseaux obtenus à partir d'un réseau ULA

Dans ces deux derniers cas, les sous réseaux sont colinéaires,  $D_{sr}$  est égal à  $d$ . Dans le dernier exemple, les capteurs du milieu se trouvent dans les deux sous-réseaux simultanément, le nombre de capteurs communs est maximum.

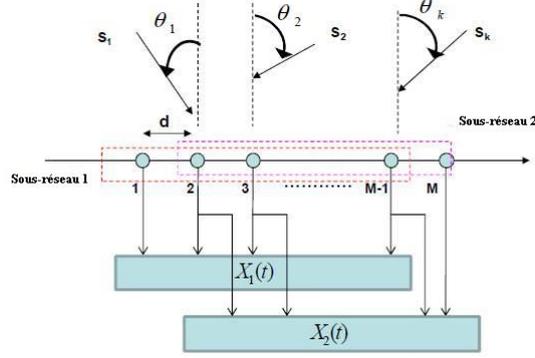


FIGURE 2.4: Structure du réseau à invariance de translation étudiée

Si on dénote par  $\underline{X}_1$  et  $\underline{X}_2$  les matrices d'observations pour les deux sous-réseaux, l'effet de l'invariance de translation est illustré en exprimant le signal reçu au niveau d'une paire d'indice  $m$  de capteurs dont les signaux reçus sont [2][15] :

$$x_{1,l}(k) = \sum_{i=1}^D s_i(k) a_l(\theta_i) + n_{x_{1,l}} \quad (2.53)$$

$$x_{2,l}(k) = \sum_{i=1}^D s_i(k) a_l(\theta_i) e^{j2\pi \frac{D_{sr}}{\lambda} \cos(\theta_i)} + n_{x_{2,l}} \quad (2.54)$$

Cet effet se traduit par un déphasage proportionnel à la distance qui sépare les deux sous-réseaux et à l'angle d'incidence de chaque signal.

Ainsi, le modèle du signal reçu pour le réseau global devient :

$$\underline{X} = \begin{bmatrix} \underline{X}_1 \\ \underline{X}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_1(\theta) \\ \underline{A}_2(\theta) \end{bmatrix} \times \underline{S} + \begin{bmatrix} \underline{N}_{x_1} \\ \underline{N}_{x_2} \end{bmatrix} = \underline{A} \times \underline{S} + \underline{N} \quad (2.55)$$

Où  $\underline{A}_1(\theta)$  et  $\underline{A}_2(\theta) \in \mathbb{C}^{(M_{sr} \times D)}$  sont les vecteurs directeurs de chaque sous-réseau et  $\underline{N}_{x_1}, \underline{N}_{x_2} \in \mathbb{C}^{(M_{sr} \times D)}$  représente le bruit présent au niveau de chaque sous réseau. En pratique, afin de faciliter les calculs matriciels, on constitue des matrices dites de sélection permettant d'exprimer une relation entre le réseau global et les sous-réseaux. Cette relation est valable pour les matrices d'observations, les matrices des vecteurs directeurs, les matrices du bruit et les espaces signal et bruit. Ces matrices, notées  $\underline{J}_1$  et  $\underline{J}_2$  ont, pour un réseau ULA où on sélectionne les premiers et respectivement les derniers  $M_{sr}$

éléments, la forme :

$$\underline{J}_1 = \left[ \underline{I}_{M_{sr}} : 0_{M_{sr} \times (M - M_{sr})} \right] \quad \underline{J}_2 = \left[ 0_{M_{sr} \times (M - M_{sr})} : \underline{I}_{M_{sr}} \right] \quad (2.56)$$

où  $\underline{I}_{M_{sr}}$  est la matrice identité de taille  $M_{sr} \times M_{sr}$  et  $0_{M_{sr} \times (M - M_{sr})}$  est une matrice contenant des zéros.

Ainsi, on peut écrire la relation entre la matrice du réseau global et la matrice d'observation du premier sous-réseau comme  $\underline{X}_1 = \underline{J}_1 \times \underline{X}$ .

En supposant que les mêmes signaux sont présents au niveau de chaque sous réseau, on peut remarquer que la relation entre les matrices des vecteurs directeurs des deux sous réseaux est donnée par  $\underline{A}_2(\theta) = \underline{A}_1(\theta) \times \underline{\phi}$ , où  $\underline{\phi}$  est une matrice diagonale unitaire de taille  $D \times D$  dont l'élément d'indice  $d$  sur sa diagonale est exprimé comme suit[15] :

$$\varphi_d = e^{j2\pi \frac{D_{sr}}{\lambda} \cos(\theta_d)}. \quad (2.57)$$

Par la suite, on cherche à trouver les termes de cette matrice et déduire ainsi les directions d'incidence des signaux au niveau du réseau d'antennes. Sachant que le nombre de sources incidentes est supposé inférieur ou égal au nombre de capteurs du sous réseau ( $D \leq M_{sr}$ ), le rang des matrices  $\underline{A}_1(\theta)$ ,  $\underline{A}_2(\theta)$  est plein. Ce rang correspond à  $D$ , la plus petite dimension des matrices, car les vecteurs directeurs sont supposés indépendants.

La matrice de covariance  $\underline{R}_{xx}$  est obtenue à partir de la matrice d'observation  $X \in \mathbb{C}^{(M \times N)}$  du réseau global, crée à partir des matrices d'observation des deux sous réseaux. La même démarche que celle appliquée dans le cas de l'algorithme MUSIC est utilisée afin de séparer ses vecteurs propres en deux sous-espaces, l'espace signal  $\underline{E}_s$  et l'espace bruit  $\underline{E}_b$ . ESPRIT exploite non pas l'espace bruit, comme dans le cas de MUSIC, mais l'espace signal. Comme l'espace engendré par les colonnes de la matrice  $\underline{E}_s$  est le même que celui engendré par les colonnes de la matrice  $\underline{A}$  et ( $D < M$ ), il existe donc une matrice  $\underline{T}$  non-singulière tel que  $\underline{E}_s = \underline{A} \times \underline{T}$ .

En exploitant la structure d'invariance du réseau,  $\underline{E}_s$  peut être décomposé en  $\underline{E}_{s_1}$  et  $\underline{E}_{s_2}$  telle que [15] :

$$\underline{E}_s = \begin{bmatrix} \underline{J}_1 \underline{E}_s \\ \underline{J}_2 \underline{E}_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{E}_{s_1} \\ \underline{E}_{s_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_1 \underline{T} \\ \underline{A}_1 \underline{\phi} \underline{T} \end{bmatrix} \quad (2.58)$$

qui permet de remarquer que l'espace engendré par les colonnes de la matrice  $\underline{E}_{s_1}$  est

identique à l'espace engendré par les colonnes de la matrice  $\underline{E}_{s_2}$ , mais aussi à celui engendré par les colonnes de la matrice  $\underline{A}$ .

On cherche à exprimer  $\underline{\phi}$ , la matrice contenant les informations sur les directions d'incidence, indépendamment de la forme de la matrice des vecteurs directeurs relative à la structure du réseau. La matrice  $\underline{T}$  étant non-singulière, on peut extraire  $\underline{A}_1 = \underline{E}_{s_1} \times \underline{T}^{-1}$  et, en introduisant ce terme dans la deuxième équation on obtient [15] :

$$\underline{E}_{s_2} = \underline{E}_{s_1} \underline{T}^{-1} \underline{\phi} \underline{T} = \underline{E}_{s_1} \underline{\psi} \quad (2.59)$$

$\underline{\psi}$  est un opérateur qui transforme (effectue une rotation) un ensemble de vecteurs  $\underline{E}_{s_1}$ , engendrant un sous espace signal de dimension  $M_{sr}$ , en un autre sous espace signal  $\underline{E}_{s_2}$ .

Un critère utilisé dans des problèmes de nature similaire pour obtenir une estimation convenable de la matrice  $\underline{\psi}$ , qui lie les deux sous espaces, est le critère des moindres carrés. Ceci nous conduit à une solution de la forme [15] :

$$\hat{\underline{\psi}} = [\underline{E}_{s_1}^H \underline{E}_{s_1}]^{-1} \underline{E}_{s_1}^H \underline{E}_{s_2}. \quad (2.60)$$

La matrice  $\underline{\psi}$  étant maintenant estimée on cherche à définir  $\underline{\phi}$ ,

or on a :

$$\underline{T}^{-1} \underline{\phi} \underline{T} = \underline{\psi}, \quad (2.61)$$

par voie de conséquence, les valeurs propres de la matrice  $\underline{\psi}$  doivent être égales aux termes se trouvant sur la diagonale de la matrice  $\underline{\phi}$  et les colonnes de la matrice  $\underline{T}$  représentent ses vecteurs propres. Alors par identification [15] :

$$\theta_i = \cos^{-1} \left[ \arg(\psi_k) \frac{\lambda}{2\pi D_{sr}} \right]. \quad (2.62)$$

ESPRIT exploite uniquement la propriété d'invariance de translation pour déduire les directions d'incidence. La seule restriction est liée à la configuration géométrique du réseau d'antennes avec un espacement fixe  $D_{sr}$  entre les éléments de chaque paire. Comme la méthode n'est pas basée sur le calcul d'une fonction de puissance et une recherche spectrale associée, le temps de calcul de la solution est inférieur à celui des autres algorithmes. Le coût payé en revanche est donné par la restriction de la géométrie des réseaux et la difficulté de réaliser des capteurs avec des caractéristiques très proches.

Pour résumer, les étapes de l'algorithme ESPRIT permettant d'obtenir l'estimation des directions d'incidence sur le réseau d'antennes avec la méthode des moindres carrés totaux sont données par :

- Le calcul de la matrice de covariance  $\underline{R}_{xx}$ , à partir de la matrice d'observations  $\underline{X}$  du réseau entier ;
- La décomposition en valeurs et vecteurs propres de la matrice de covariance ;
- L'estimation du nombre de sources ;
- La sélection de l'espace signal  $\underline{E}_s$  à partir de la matrice des vecteurs propres ;
- La séparation en sous réseaux à invariance de translation ;
- Calcul de l'opérateur de rotation  $\hat{\underline{\psi}} = [\underline{E}_{s1}^H \underline{E}_{s1}]^{-1} \underline{E}_{s1}^H \underline{E}_{s2}$  ;
- Déduire les valeurs propres de  $\underline{\psi}$  ;
- Extraction des estimations des directions d'incidence  $\theta_i$  à partir des valeurs propres  $\phi_i$  de la matrice  $\underline{\psi} : \theta_i = \cos^{-1}[\arg(\psi_k) \frac{\lambda}{2\pi D_{sr}}]$

## 2.6 Comparaison des performances

Afin de comparer la résolution des différentes méthodes d'estimation, de la DOA, examinées dans ce chapitre, nous avons simulé sous MATLAB un cas déterministe. Ce cas nous permettra également de tester le fonctionnement des algorithmes d'estimation que nous allons aborder dans le prochain chapitre :

Un réseau linéaire uniforme de 5 éléments isotropes espacés d'une distance  $d = \lambda/2$  capte les signaux de fréquence  $f = 435$  MHz provenant de 2 sources non-corrélées.

- La première ayant 10 dB de plus que la puissance du bruit (normalisée à  $\sigma_n^2 = 1$ ) située à  $\theta_1 = 90^\circ$  ;
- La seconde ayant 7.8 dB, située à  $\theta_2 = 60^\circ$ .

La matrice de covariance des signaux incidents étant donnée par :

$$\underline{R}_{xx} = \underline{R}_{xx1} + \underline{R}_{xx2} - \underline{R}_{nn}$$

Et sachant que la matrice de covariance des signaux incidents d'une source s'écrit comme suit :

$$\underline{R}_{xxi} = A \underline{R}_{ssi} A^H + \underline{R}_{nni}, i = 1, 2 ;$$

Alors, dans notre cas la matrice de covariance  $\underline{R}_{xx}$  trouvée après calcul est :

$$\underline{R}_{xx} = \begin{bmatrix} 17 & 10 - 6j & 4 & 10 + 6j & 16 \\ 10 + 6j & 17 & 10 - 6j & 4 & 10 + 6j \\ 4 & 10 + 6j & 17 & 10 - 6j & 4 \\ 10 - 6j & 4 & 10 + 6j & 17 & 10 - 6j \\ 16 & 10 - 6j & 4 & 10 + 6j & 17 \end{bmatrix}$$

Car, on a :

$$\underline{R}_{xx1} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot [10] \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{R}_{xx1} = \begin{bmatrix} 11 & 10 & 10 & 10 & 10 \\ 10 & 11 & 10 & 10 & 10 \\ 10 & 10 & 11 & 10 & 10 \\ 10 & 10 & 10 & 11 & 10 \\ 10 & 10 & 10 & 10 & 11 \end{bmatrix}$$

$$\underline{R}_{xx2} = \begin{bmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ -j \\ 1 \end{bmatrix} \cdot [10] \cdot \begin{bmatrix} 1 & j & -1 & -j & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\underline{R}_{xx2} = \begin{bmatrix} 7 & -j6 & -6 & 6j & 6 \\ 6j & 7 & -6j & -6 & 6j \\ -6 & 6j & 7 & -6j & -6 \\ -6j & -6 & 6j & 7 & -6j \\ 6 & -6j & -6 & 6j & 7 \end{bmatrix}$$

La figure suivante illustre la comparaison entre les fonctions pseudo-spectrales obtenues par la formation de voies conventionnelle, Capon et MUSIC. et ses résultats sont décrits dans la figure 2.5.

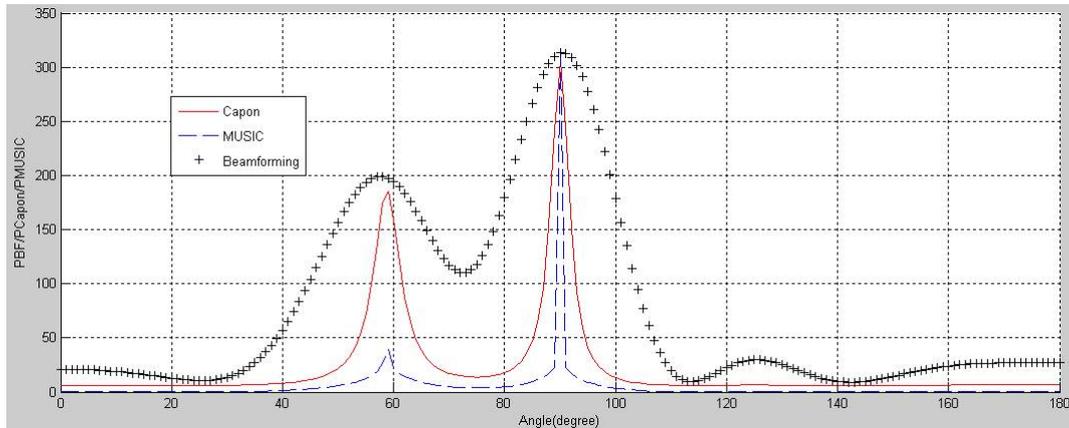


FIGURE 2.5: Comparaison de la résolution spectrale entre les estimations

Les trois pseudo-spectres dans la figure indiquent deux pics ayant deux hauteurs distinctes qui correspondent à deux sources ayant deux puissances distinctes. On distingue aussi que ces pics ont des largeurs différentes :

- Les pics de la méthode beamforming sont les plus larges et indiquent la direction d'incidence avec une précision d'environ  $10^\circ$ .
- Les pics de la méthode de Capon sont plus étroits que ceux de beamforming et indiquent la direction de provenance avec une précision d'environ  $5^\circ$ .
- La méthode MUSIC est celle qui a donné la meilleure résolution angulaire, elle indique la direction de la source avec une précision d'environ  $2^\circ$ .

La méthode ESPRIT, contrairement aux méthodes précédentes, ne fournit pas de pseudo-spectre et qui présente pratiquement les mêmes performances que la méthode MUSIC concernant la résolution angulaire, comme le montre le résultat de la simulation ( $\theta_1 = 60.7251^\circ$ ,  $\theta_2 = 88.3520^\circ$ ), en plus d'un temps de réponse réduit.

De ce qui précède, nous pouvons conclure que les techniques basées sur les sous-espaces présentent la meilleure résolution angulaire par rapport aux autres techniques spectrales.

Toutefois, nous avons considéré que nous connaissons les caractéristiques du bruit et que les signaux incidents sont non corrélés. Dans les cas pratiques, où l'on ignore les statistiques exactes sur le bruit et les signaux incidents, les matrices de corrélation sont approximées en collectant plusieurs échantillons du signal et du bruit et en estimant ces matrices par une moyenne temporelle (Éq. 2.20).

## 2.7 Conclusion

Ce chapitre qui traite de l'estimation des directions d'arrivée des signaux mobiles a permis de faire un inventaire non exhaustif des méthodes plus ou moins récentes de traitement d'antenne dans ce domaine. On a classé ces méthodes en deux (02) catégories lesquelles ont été présentées par ordre de pouvoir de résolution croissant, basse résolution et haute résolution. La première catégorie comprend les méthodes beamforming et Capon : Elles présentent l'avantage de diriger le diagramme de rayonnement d'une façon très précise, seulement dans la direction désirée. En revanche la 2<sup>ème</sup> catégorie se rapportant aux techniques plus modernes, parmi lesquelles les méthodes MUSIC et ESPRIT, s'appuient sur la décomposition de l'espace des données en deux sous-espaces propres de la matrice de covariance, appelés sous-espace signal et sous-espace bruit.

# Chapitre 3

## Acquisition du signal reçu et estimation de la DOA

### 3.1 Introduction

Ce chapitre est consacré aux tests des performances du récepteur à l'acquisition, à l'étude des signaux reçus ainsi que leur enregistrement, et pour terminer l'application des algorithmes des méthodes de DOA citées dans le chapitre précédent.

La chaîne d'acquisition est expliquée en détails ci-après, on se proposera de faire une première acquisition via une seule voie ensuite via deux. La visualisation se fera à l'aide de NI-SCOPE, qui sera présenté en annexe C.

### 3.2 Chaîne d'acquisition

La chaîne d'acquisition se compose des éléments suivants, nous les citerons en commençant par l'antenne de réception jusqu'au PC

- **Antenne**

L'antenne utilisée est de type Yagi VHF/UHF destinée à la réception des signaux de la télédiffusion. Cette antenne fonctionne sur plusieurs bandes de fréquence et pour cause les différentes fréquences de résonances propres des éléments la constituant : 6 directeurs, 4 réflecteurs et un pilote. Le pilote résonne à une fréquence de 500MHz.

– **Récepteur radiofréquence**

Le récepteur radiofréquence utilisé est celui du projet de fin d'études de l'année précédente et non pas celui réalisé dans le premier chapitre, pour cause d'indisponibilité de certains composants nécessaires qui sont en cours d'acquisition.

Ce récepteur est composé de deux voies identiques synchronisées par le même oscillateur local dans le but d'avoir deux signaux parfaitement synchronisés ; offrant la possibilité de localiser une ou deux sources selon la méthode d'estimation choisie (méthode sous-espace ou beamforming).

Ce récepteur apporte une atténuation des signaux indésirables (hors bande), une amplification et une transposition vers une fréquence plus basse (fréquence intermédiaire) du signal utile, permettant une facilité de manipulation de ce dernier afin d'extraire l'information concernant la direction de sa source.

– **Analyseur de spectre**

L'analyseur de spectre sert à représenter et traiter analogiquement le spectre reçu par l'antenne. L'analyseur utilisé est le HM5510 dont les caractéristiques principales sont :

- Gamme de fréquences 150 kHz à 1 GHz ;
- Gamme d'amplitude de  $-100$  dBm à  $+10$  dBm.

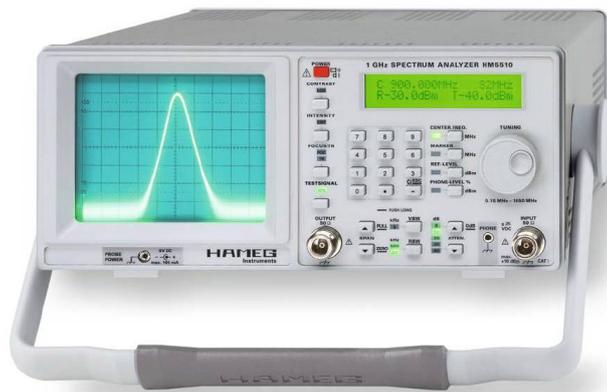


FIGURE 3.1: Analyseur de spectre HM5510

– **Carte d'acquisition**

La carte d'acquisition est un numériseur à haute vitesse qui sert à acquérir sur PC

le signal analogique transposé à la fréquence intermédiaire (10.7MHz) à la sortie du récepteur et le convertir en un signal numérique prêt au traitement. La plateforme d'acquisition utilisée est un châssis PXI 1033 doté d'une carte National Instrument PXI 5105 qui a les caractéristiques suivantes :

- Nombre de canaux = 8 (Échantillonnage simultané) ;
- Bande passante à 3 dB = 60 MHz ;
- Impédance d'entrée = 50  $\Omega$  ;
- SNR  $\simeq$  60 dB ;
- Résolution = 12 bits.



FIGURE 3.2: Carte d'acquisition NI PXI 5105

- **Interface de visualisation et enregistrement**

la carte d'acquisition NI PXI 5105 s'accompagne par défaut d'un logiciel de visualisation des signaux (NI-SCOPE) ; il est aussi possible de le substituer par un autre produit de NI (LabVIEW).

Nous avons donc eu à choisir entre ces deux outils ; LabVIEW ayant une capacité d'enregistrement assez grande ainsi qu'une palette de commandes variée, toutefois sa manipulation s'est avérée fastidieuse, et comme notre application ne requiert pas une séquence sur une longue période mais nécessite un simple enregistrement d'un nombre important d'échantillons, cette tâche est facilement accompli par NI-SCOPE ; qui possède lui même ces commandes basiques nous avons alors opté pour ce dernier.

### 3.2.1 Visualisation sur analyseur de spectre

Dans un premier lieu, avant numérisation du signal, nous avons visualisé le spectre capté par l'antenne sur une bande de 1 GHz à l'aide de l'analyseur en jouant sur le bouton « SPAN » qui à l'état « full » nous permet cette visualisation alors qu'à l'état « zéro » nous fixe sur une seule et unique fréquence.

Nous mettrons cet analyseur en aval du récepteur radiofréquence, relié par un câble coaxial, *RG59/BU*, ce dernier est un maillon important de la chaîne pouvant introduire lui même des bruits provoquant la détérioration du signal, par conséquent l'acquisition. Il est donc important de tester tout les câbles de la chaîne.



FIGURE 3.3: Exploration du spectre à l'aide d'une antenne Yagi

Le montage décrit dans la figure 3.3 donne le spectre suivant :

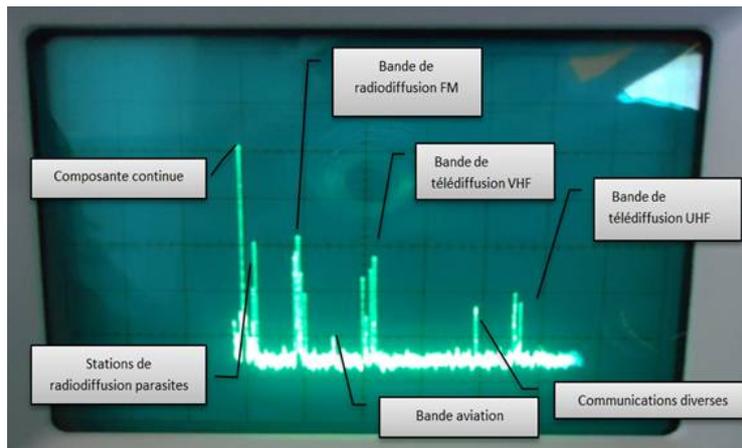


FIGURE 3.4: Spectre capté sur bande de 1 GHz\_voie filtrée

Le spectre du signal capté est constitué de :

- Les canaux de radiodiffusion FM d'une largeur de 200 kHz chacun. Cette bande s'étend de 88 à 108 MHz. D'autres stations de radiodiffusion non identifiées sont captées aux fréquences 17 et 20 MHz ;
- Les canaux de télédiffusion d'une largeur de 7 MHz chacun. Cette bande s'étend de 203.25 à 222.25 MHz pour les canaux VHF et de 675.25 à 700.25 MHz pour les canaux ;
- Signaux de la bande aviation aux alentours de 150 MHz ;
- Autres signaux : ce sont les diverses communications hertziennes dans la bande UHF.

Après avoir présenté tout le spectre capté par l'antenne, on intercale le récepteur radiofréquence entre l'antenne et l'analyseur de spectre afin de sélectionner une fréquence précise à visualiser. Cette fréquence correspond au signal dont on veut estimer la direction d'arrivée. Comme exemple, nous avons accordé la cellule de Colpitts, à la fréquence 83.5 MHz en ajustant la bobine variable, afin de capter les signaux de la radio « EL-BAHDJA » qui diffuse à la fréquence 94.2 MHz.

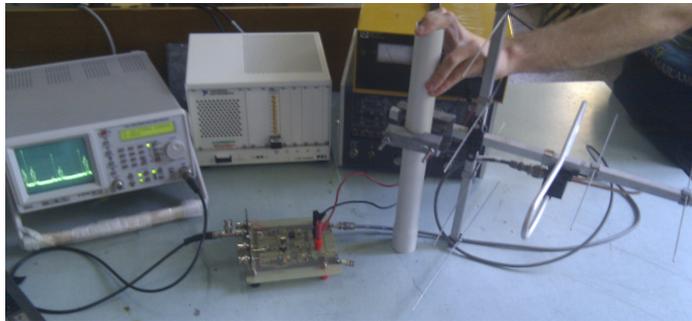


FIGURE 3.5: Montage pour la visualisation du signal transposé à la fréquence intermédiaire

Nous présenterons, ci-après, les deux spectres obtenus : Le premier sortant de la voie non filtrée, c'est-à-dire du mélangeur, sans passer par le filtre IF, le deuxième de la voie filtrée, et cela pour bien illustrer le fonctionnement du récepteur (Fig.3.6).



FIGURE 3.6: Signal centré à la fréquence IF à la sortie du récepteur a) Voie filtrée b) Voie non filtrée

### 3.2.2 Visualisation sur NI-SCOPE

Pour visualiser le signal sur PC nous avons utilisé l'outil NI-SCOPE après avoir connecté respectivement l'entrée de la carte d'acquisition et sa sortie à la sortie du récepteur par un câble coaxial au PC par un pont PCI Express (Fig.3.7).

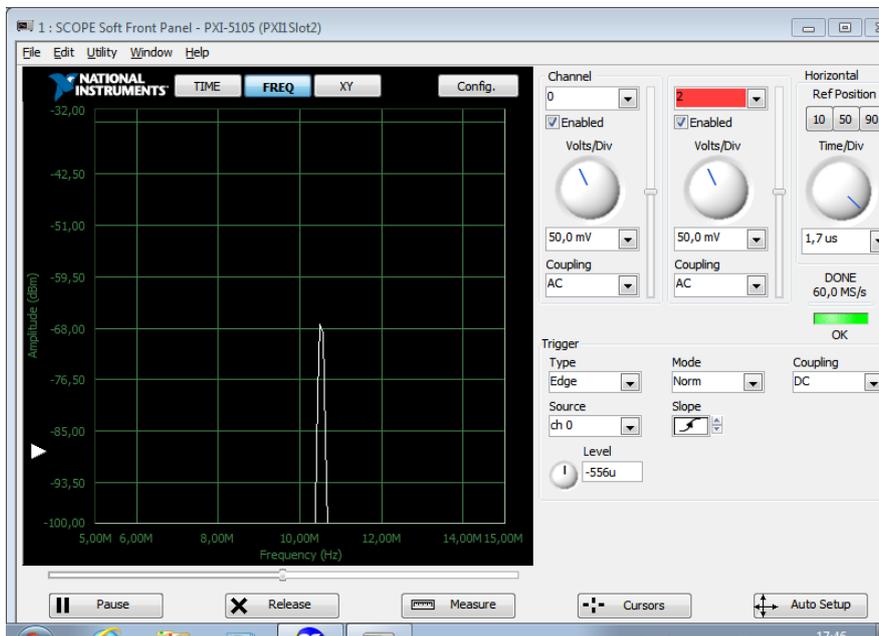


FIGURE 3.7: Spectre de la voie filtrée via une seule voie

Le signal obtenu est centré autour de la fréquence intermédiaire de 10.7 MHz et cor-

respond parfaitement au résultat de la simulation et au spectre visualisé sur l'analyseur de spectre.

Le signal étant obtenu via une seule voie de réception comme l'illustre la (Fig.3.7), nous passons donc à la visualisation via les deux voies de réception simultanément afin de tester la synchronisation des signaux entre ces deux dernières (Fig.3.8).

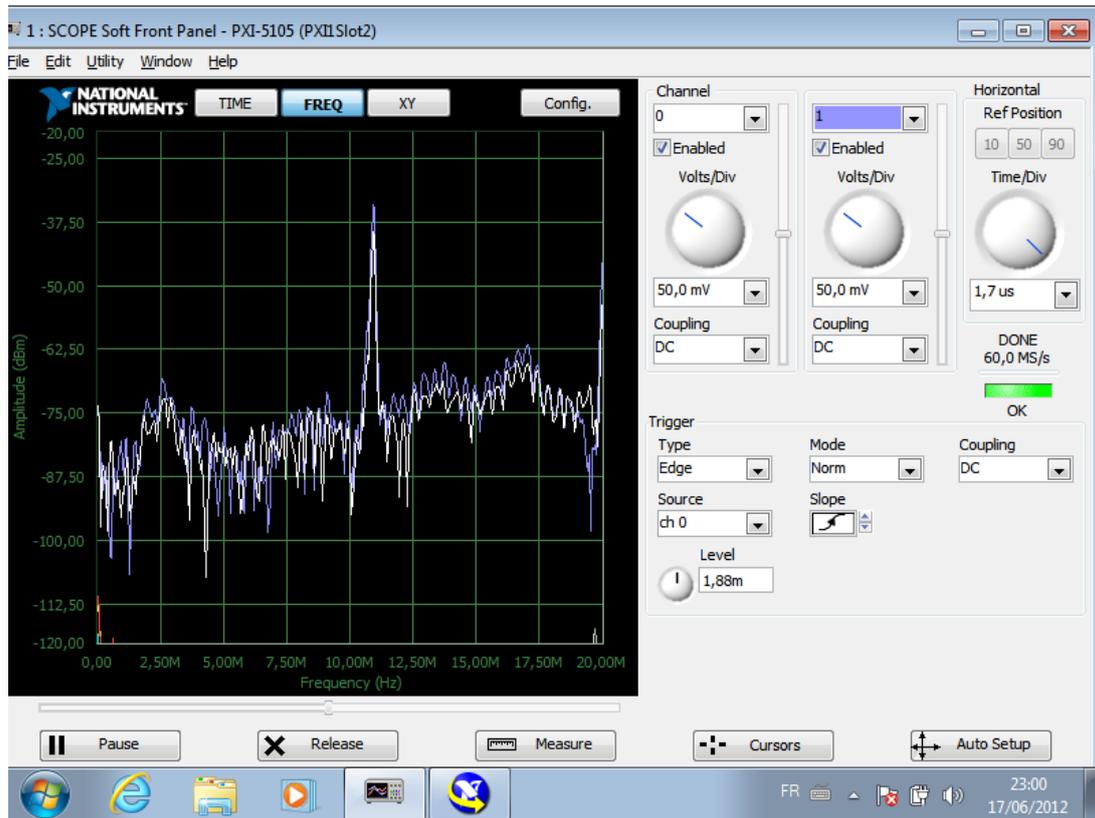


FIGURE 3.8: Acquisition via les deux voies du récepteur

Nous remarquons qu'il y a bien une concordance entre les deux voies filtrées du récepteur, il reste cependant une légère différence de puissance entre les deux signaux, vu que les deux antennes utilisées sont calibrées, autrement dit, leurs gains sont identiques, alors cette diminution est dû au faite que ces deux antennes occupent des positions différentes et cette différence de trajet se traduit par une légère diminution de puissance.

Bien que les résultats soient satisfaisants pour appliquer les algorithmes d'estimation

de la direction d'incidence, nous avons jugé judicieux de construire un émetteur, à la fréquence de 80 MHz, nous permettant d'augmenter la puissance du signal d'une part et maîtriser les divers paramètres de l'expérience d'une autre part afin de valider les résultats.

Notre choix s'est porté vers la fréquence 80 MHz vue sa proximité de la bande de fréquence du récepteur tout en évitant les signaux de la radiodiffusion de cette bande en plus d'exploiter la faible atténuation du filtre d'entrée des signaux au-dessous de 88MHz.

La résolution spectrale du signal obtenu est proportionnelle au nombre d'échantillons enregistrés, c'est-à-dire que plus le nombre d'échantillons acquis augmente plus la transformé de Fourier du signal converge vers une raie, offrant ainsi une meilleure estimation de la matrice de covariance.

ceci est illustré dans les trois figures suivantes :

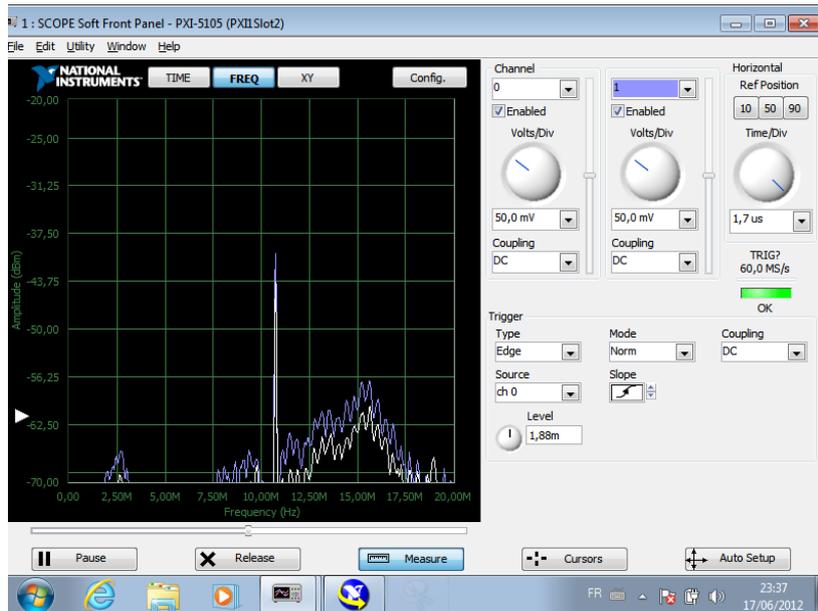


FIGURE 3.9: Acquisition d'un signal de 1000 échantillons

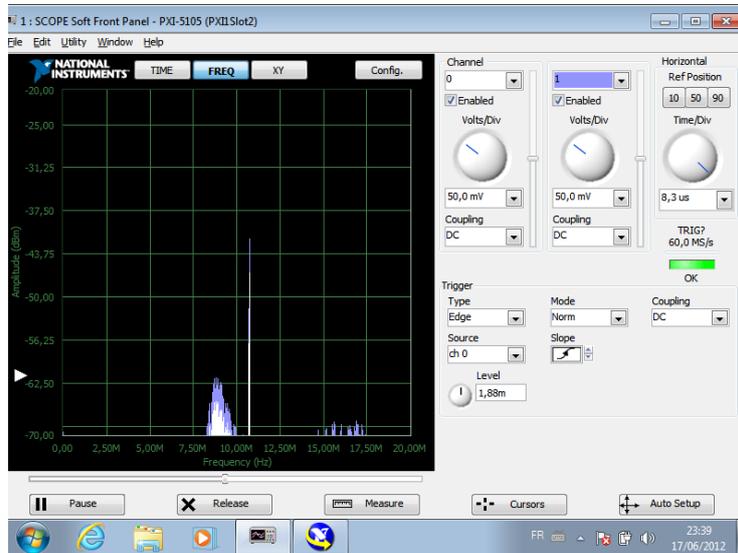


FIGURE 3.10: Acquisition d'un signal de 5000 échantillons

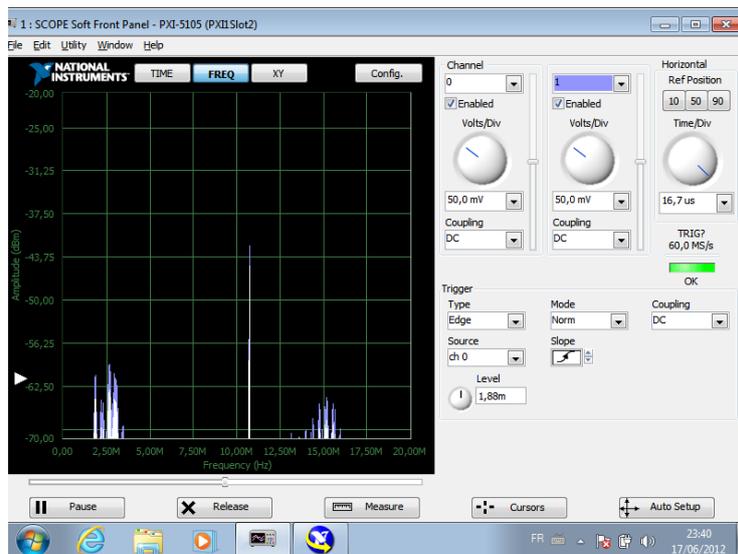


FIGURE 3.11: Acquisition d'un signal de 10000 échantillons

Nous avons effectué un enregistrement de 5000 échantillons qui permettent une bonne estimation de la matrice de covariance et donc la déduction de la DOA.

### 3.3 Algorithmes d'estimation de la DOA

Une fois le signal radiofréquence capté par l'antenne, acquis et ensuite enregistré sur PC, nous appliquons donc les algorithmes d'estimation de la DOA dont le principe de base a été expliqué dans le chapitre précédent. Parmi les algorithmes d'estimation de la DOA nous avons choisi trois à appliquer aux échantillons du signal acquis ; la formation de voie conventionnelle et la méthode Capon comme méthodes basse résolution et MUSIC comme méthode haute résolution.

Le développement des algorithmes suit parfaitement les étapes de l'étude faite précédemment.

La première étape est commune pour toutes les méthodes et consiste en l'estimation de la matrice de covariance du signal reçu à l'aide de l'équation 2.3.20 à partir du signal numérisé et enregistré.

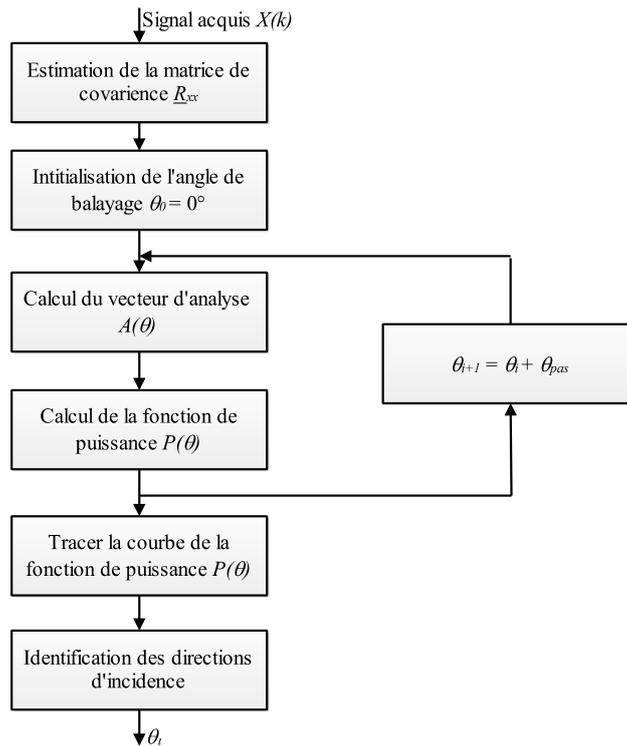


FIGURE 3.12: Synoptique de l'algorithme de la formation de voies et la méthode Capon

La formation de voie conventionnelle et la méthode Capon enchainent ensuite par un balayage de l'angle  $\theta$  suivi du calcul du vecteur de pondération pour chaque angle. Le vecteur de pondération obtenu, qui est égal au conjugué du vecteur directionnel, permet de calculer une fonction de puissance du signal dans chacune des directions pointées électroniquement. Les directions de provenance du signal sont identifiées par des maximas dans la courbe de la fonction de puissance. Cette dernière n'est pas la même pour les deux méthodes basse résolution car la méthode Capon prend en compte une condition de plus que la méthode de la formation de voies conventionnelle

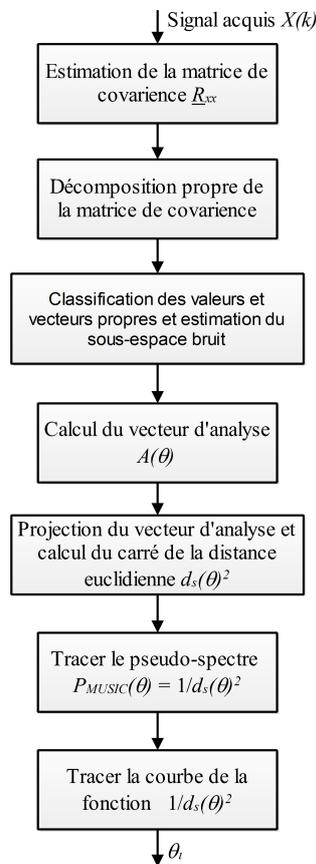


FIGURE 3.13: Synoptique de l'algorithme MUSIC

Par contre la méthode MUSIC qui est une méthode sous-espace effectue une décomposition de l'espace global en deux sous-espaces après calcul et classification des valeurs et vecteur propres de la matrice de covariance  $\underline{R}_{xx}$ , constituant ainsi deux sous-espaces,

source et bruit.

Une fois les deux sous-espaces établis, l'algorithme MUSIC de même que celui de la formation de voies effectue un balayage électronique de l'angle  $\theta$  et calcule par la suite un vecteur d'analyse  $A(\theta)$  pour chacun des directions pointés. Ces vecteurs d'analyse sont par la suite projetés sur l'espace bruit et l'inverse du carré de la distance euclidienne est tracé. Les directions d'incidences sont identifiées par des maximas.

Pour l'application de ces algorithmes d'estimation, nous avons constitué un réseau de deux antennes Yagi espacées de  $d = 1.8 \text{ m} \leq \lambda/2 = 1.875 \text{ m}$  et une source, distante de 10.8 m du réseau, émettant à la fréquence de 80 MHz (Fig.3.14).

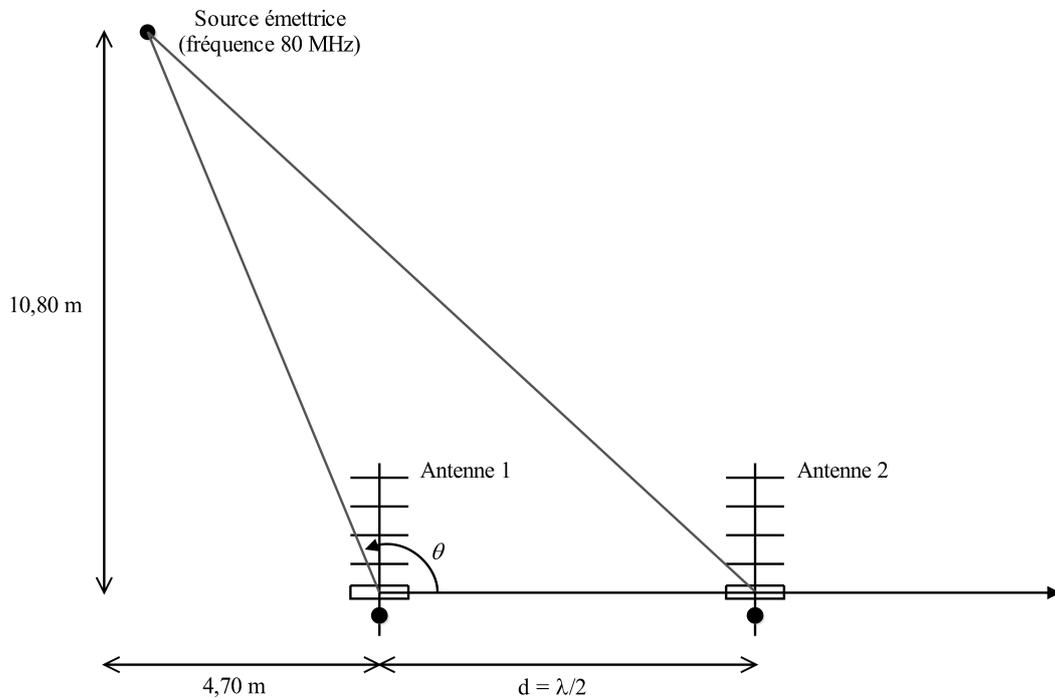


FIGURE 3.14: Disposition de test

Avec cette disposition nous avons obtenu le spectre suivant sur NI-SCOPE :

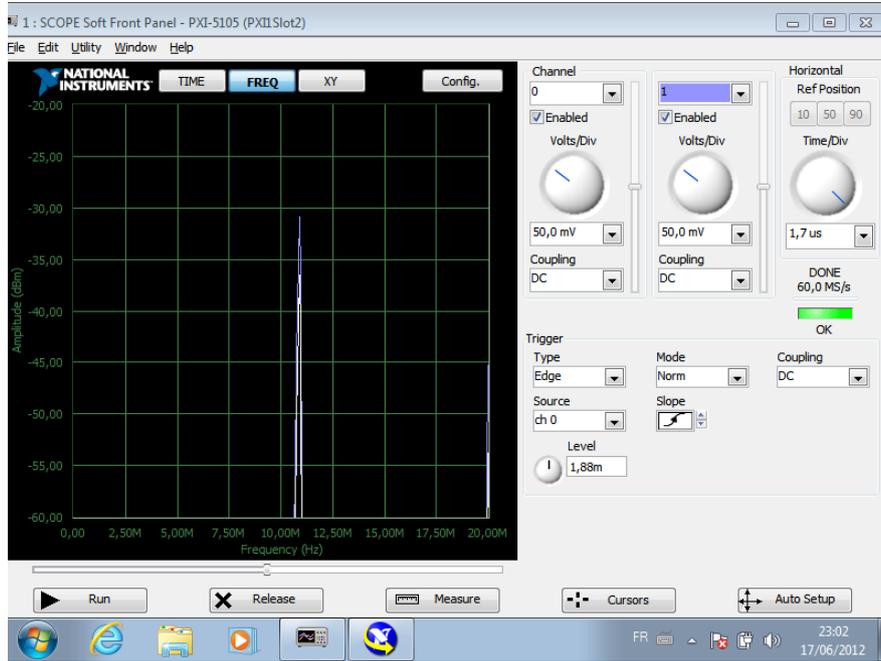


FIGURE 3.15: Spectre du signal capté

À l'aide de ce même outil de visualisation nous sauvegardons une séquence courte sous un des formats proposés. Nous en avons choisi le format *.hws* permettant la plus longue sauvegarde en plus d'être lisible par MATLAB. Nous importons par la suite les deux vecteurs correspondant aux deux voies du récepteur vers MATLAB.

L'application des algorithmes d'estimation sur ces vecteurs donnent deux pics, car le spectre représente le signal réel contenant l'information sur la direction dans son cosinus qui fournit deux angles, nous effectuons alors un filtrage de la fréquence négative et la démodulation numérique en bande de base des signaux acquis pour éliminer l'ambiguïté sur l'angle. Nous concaténons par la suite les deux vecteurs obtenus après filtrage et démodulation afin d'avoir une matrice des signaux acquis de dimension  $(5000 \times 2)$ . Nous estimerons après la matrice de corrélation des signaux acquis en appliquant l'équation 2.20.

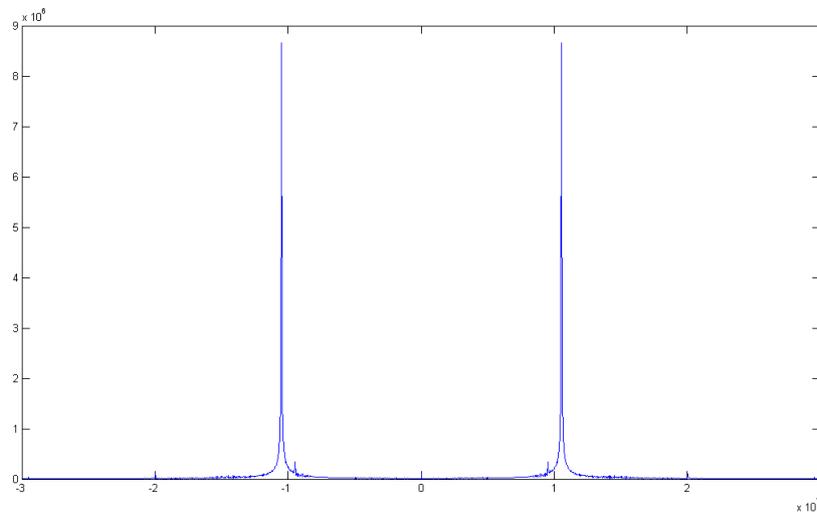


FIGURE 3.16: transformée de Fourier du signal acquis

En appliquant la transformée de Hilbert au signal acquis, nous obtenons le signal suivant :

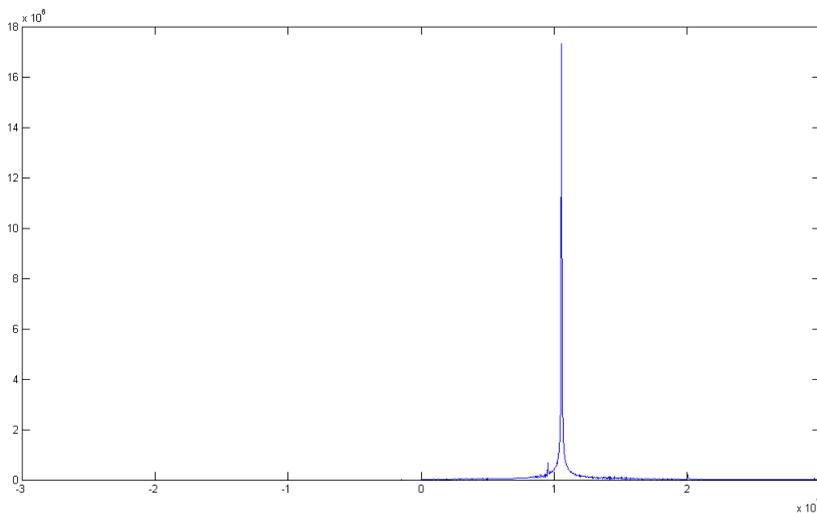


FIGURE 3.17: Spectre du signal filtré

La démodulation du signal filtré donne le résultat illustré dans la figure 3.18

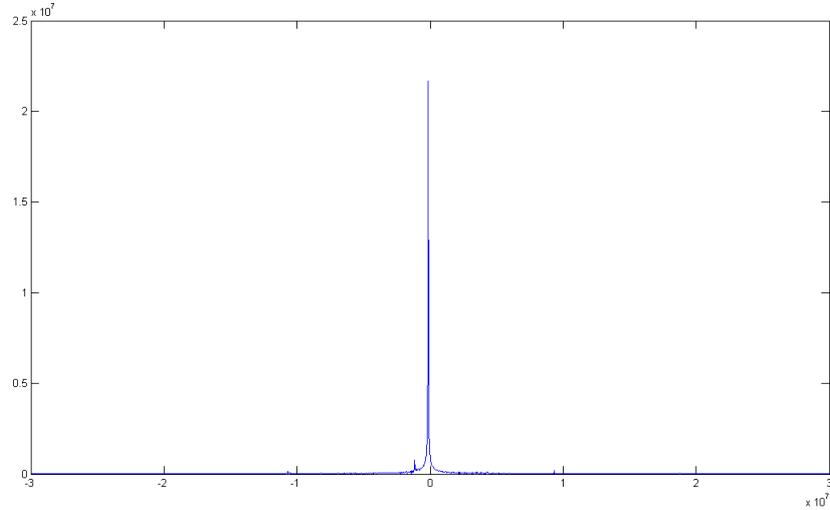


FIGURE 3.18: Signal transposé en bande de base

Une fois la matrice de corrélation estimée nous appliquons les algorithmes d'estimation de la DOA. Les résultats sont illustrés dans les figures ci-dessous.

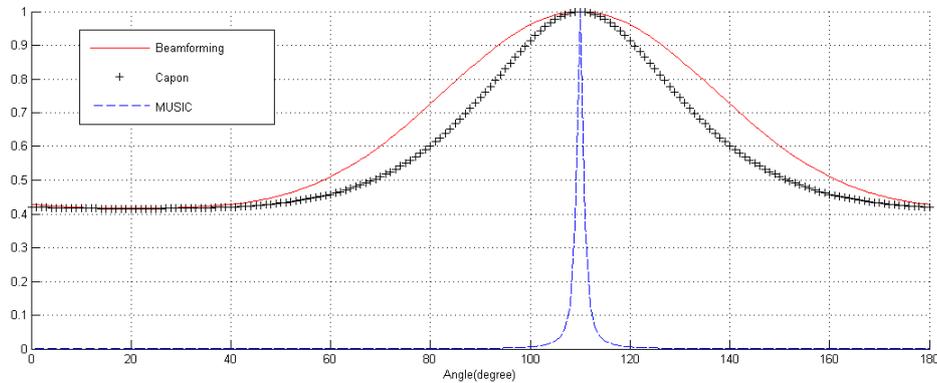


FIGURE 3.19: Courbes d'estimation de la DOA par les méthodes beamforming, Capon et MUSIC

Les trois courbes obtenues, comme résultats de l'exécution des méthodes d'estimation de la DOA, indiquent un pic qui correspond à un angle d'incidence  $\theta = 110^\circ$  et rejoint le résultat expérimentale, qui lui même peut être entaché d'erreurs due à la mesure manuelle des divers distances, à  $3^\circ$  près, car la source émettrice fait un angle  $\theta = 113.51^\circ$

avec l'axe du réseau d'antenne.

La différence entre ces trois résultats obtenus réside dans la largeur du pic qui reflète la résolution angulaire de chacune des méthodes appliquées. En effet, les courbes obtenues attestent les résultats théoriques, car la courbe de la méthode beamforming possède le plus large pic indiquant que c'est la méthode ayant la plus basse résolution, par contre la méthode MUSIC possède un pic très fin indiquant que c'est la méthode ayant la plus haute résolution.

### **3.4 Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la mise en œuvre d'une chaîne d'acquisition servant à l'estimation de la direction d'arrivée d'un signal radiofréquence provenant d'une seule source, ponctuant ainsi l'étude théorique du récepteur et les algorithmes des méthodes d'estimations dans les deux premiers chapitres.

L'expérience décrite dans ce chapitre, menant à tester notre application, s'est soldée par des résultats pratiques satisfaisants, qui correspondent aux résultats théoriques escomptés avec une précision de  $5^\circ$ , validant le fonctionnement de la chaîne d'acquisition, le principe de l'estimation de la DOA ainsi que la différence de résolution entre les méthodes étudiées.

# Conclusion et perspectives

Ce mémoire a porté sur la faisabilité d'un système d'acquisition et d'estimation de direction d'un signal radio-fréquence, en vue d'améliorer l'efficacité énergétique et spectrale des systèmes de détection et ceux servant aux communications sans fil.

Nous avons consacré le premier volet de notre projet au récepteur, maillon important de la chaîne d'acquisition, car après avoir brièvement rappelé les différentes architectures existantes, nous avons ressorti et choisi la plus adéquate à notre application. Nous avons de ce fait exposé la réalisation pratique du récepteur qui se résume au dimensionnement, tests, simulation et mise en œuvre.

Dans le deuxième volet de ce mémoire, nous avons présenté les différentes méthodes fréquemment employées pour la détection des angles d'arrivée, elles sont au nombre de quatre, nous avons cité :

- Formation de voies ou beamforming : une technique utilisée par les réseaux d'antennes pour modifier la directivité et la sensibilité du diagramme de rayonnement. Le "beamformer" augmente le gain dans la direction désirée et place des nuls dans la direction des interférences. De ce point de vue, on a pu considérer que le "beamformer" est un filtre spatial ;
- Capon : La méthode introduite par Capon permet de tenir compte de l'ensemble des sources présentes pour pallier à la limitation en résolution de la formation de voies et réduire l'amplitude des lobes secondaires : c'est une méthode adaptative. Le filtre spatial est ajusté afin d'orienter l'antenne tout en minimisant la contribution des sources qui ne sont pas situées dans la direction scrutée ;
- MUSIC ou goniométrie : est une méthode à haute résolution qui exploite l'ensemble

- des vecteur du sous-espace bruit pour tester l'orthogonalité des vecteurs d'analyse ;
- ESPRIT : c'est une méthode qui utilise le même modèle de signal que MUSIC mais qui a l'avantage de ne pas faire le calcul d'une fonction de coût, ce qui réduit le temps de calcul et présente un gain en mémoire de stockage.

Enfin, nous avons effectué une acquisition sur le récepteur, et appliqué trois des algorithmes d'estimation étudiés, deux basse résolution et le troisième haute résolution, afin de faire une comparaison de leurs performances.

La continuation de ce travail serait l'analyse approfondie des performances des estimateurs proposés, il serait aussi plus avantageux d'augmenter le nombre de capteurs, permettant l'estimation d'un plus grand nombre de sources ou en prenant des réflexions du signal émis sur une ou plusieurs cibles fixes en mouvement, par exemple, afin de non seulement pouvoir localiser cette cible mais aussi connaître sa vitesse, ce qui en fera un système de radar passif.

Les perspectives d'avenir en ce qui concerne cette discipline qui est le traitement d'antenne sont nombreuses, nous pouvons citer le radar météorologique intelligent, comme exemple, qui exploite la technique de la formation de voies pour balayer électroniquement tous l'espace aérien en trente(30) seconde, et qui remplacera des centaines de radar météorologiques classiques, qui quant à eux le balaye mécaniquement en plus de quatre (04) minutes.

Nous pouvons également citer l'application de la méthode de la formation de voie dans le domaine des communications sans fil et plus particulièrement le WIFI qui consiste en la concentration de faisceau de ce dernier vers les directions des utilisateurs seulement et diminuer l'émission dans les autres sens.

# Annexe A

## Advanced Design System

Advanced Design System, développé par Agilent EESof EDA, est un logiciel de conception et modélisation de systèmes électroniques pour les microondes et les radiofréquences. Les applications visées sont très vastes et comprennent en outre le domaine de la téléphonie mobile, les pagers, les réseaux sans fil, les systèmes de communications radar et satellite.

Le logiciel offre des possibilités de conception et de simulation pour les domaines des radiofréquences et des microondes et se divise en 2 modules Analog RF Designer et Digital Signal Processing Designer pouvant interagir entre eux :

- La conception de circuits intégrés monolithiques (MMICs) ou hybrides (avec des Composants Montés en Surface) ;
- La conception de nouvelles architectures pour les futures normes de télécommunications sans fils.

ADS fournit tous les éléments de contrôle pouvant être ajoutés et configurés dans la fenêtre schematic pour simuler les caractéristiques du design. La figure A.1 montre un élément S-PARAMETERS qui permet de simuler les paramètres S d'un circuit. Cet élément est soit automatiquement inséré dans le schematic si un module prédéfini est utilisé soit disponible dans la bibliothèque "Simulation-S\_Param". La simulation se lance en cliquant sur l'icône appropriée ou en allant dans le menu Simulate.

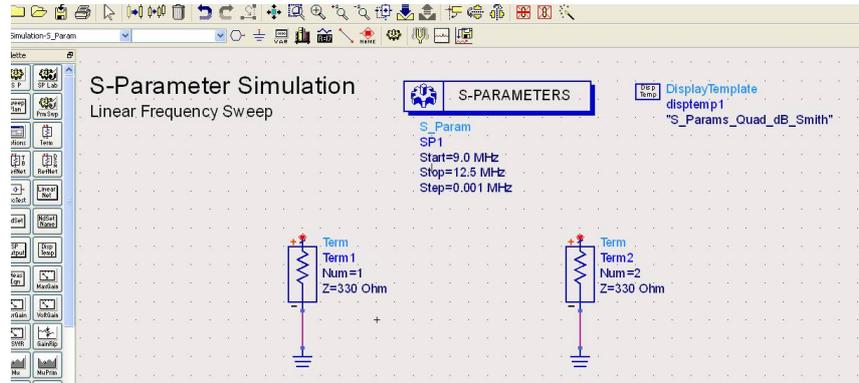


FIGURE A.1: Insertion d'un bloc de simulation des paramètres S

A la fin de la simulation, le logiciel ouvre une page de présentation (data display) dans laquelle les courbes (graphique linéaire/log, abaque de Smith, etc.) peuvent être tracées (Fig.A.2). Il est également possible de positionner un marker sur les courbes (Insert Marker) afin de visualiser les coordonnées d'un point précis.

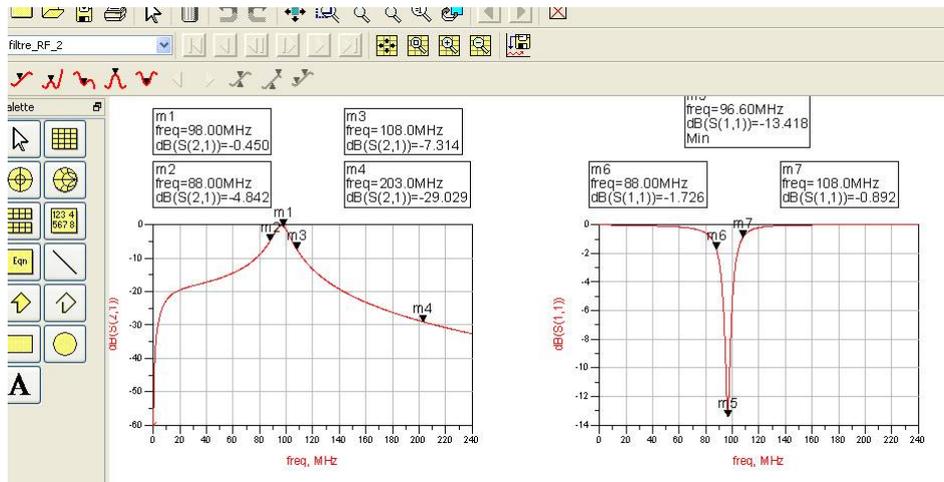


FIGURE A.2: Simulation sous ADS

Filter DesignGuide est un outil qui effectue la synthèse de filtre sur la base de spécifications fournies (fréquences de coupure, type de réponse, impédances d'entrée/sortie, l'atténuation hors bande, etc.). Il est accessible à partir du menu DesignGuide et dispose de simulation automatique, d'analyse de rendement et d'affichage de configuration pour permettre le réglage et la vérification des composants d'une manière simple et efficace.

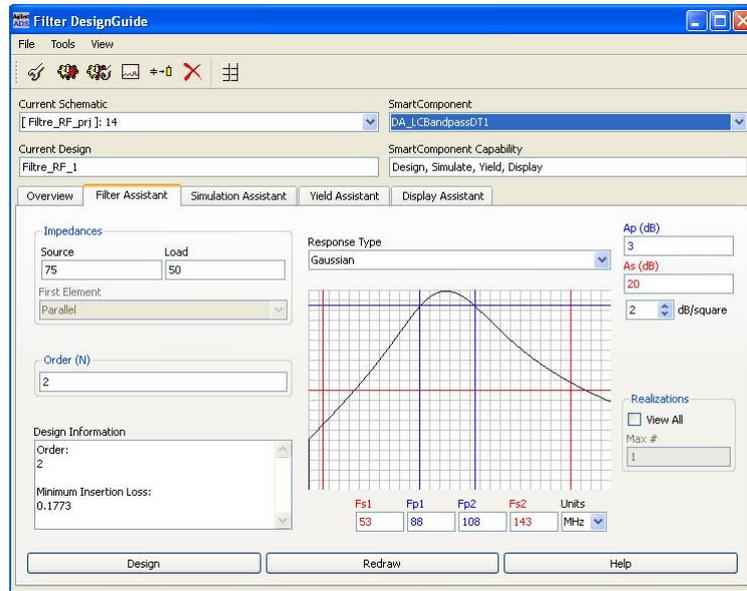


FIGURE A.3: Conception de filtre sous Filter DesignGuide

Smith Chart Utility est un outil qui offre les capacités de l'abaque de Smith, la synthèse de réseaux d'adaptation, ce qui permet une adaptation d'impédance et le traçage du gain constant. L'utilitaire graphique Smith est accessible à partir des outils de la fenêtre Schéma ou des menus DesignGuide.

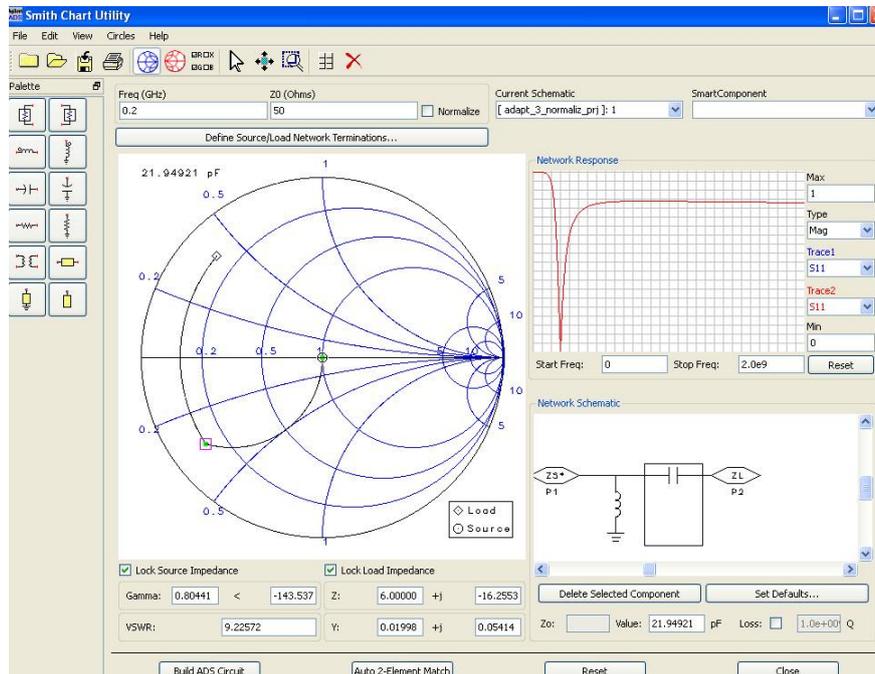


FIGURE A.4: Adaptation d'impédance à l'aide de Smith Chart Utility

L'adaptation d'impédance à l'aide de cet outil revient à joindre l'impédance de sortie à celle d'entrée, préalablement insérées sur l'abaque de smith, à l'aide des composants disponibles sur la palette après avoir défini la fréquence d'adaptation (Fig.A.4).

## Annexe B

# OrCAD

Orcad est une suite d'outils de la société Cadence pour la conception et le routage de circuits imprimés. La suite Orcad est composée de 3 principaux outils :

- Capture pour la conception du circuit,
- Pspice qui est le logiciel de simulation,
- Layout pour le routage du circuit.

Le fonctionnement de notre circuit à réaliser étant simulé préalablement sous ADS, nous avons utilisé OrCAD pour la conception du circuit imprimé seulement, pour ce faire nous avons suivi les étapes suivantes :

- Créer un nouveau projet après avoir lancé Capture CIS ;
- Insérer le schéma électrique pour lequel on veut construire un circuit imprimé après avoir ajouté les bibliothèques contenant les composants nécessaires ;
- Vérifier si le schéma est correcte du point de vue électrique après avoir établi les connexions entre les composants ;
- Créer une liste des composants à partir de « Bill of materials » du menu « tools » ;
- Rechercher des empreintes dans « Library Manager » de l'outil « Layout » ou en créant sa propre bibliothèque et les assigner aux différents composants du schéma ;
- Créer une netlist et l'ouvrir à partir de « Layout », ceci nous permet d'importer les composants connectés avec les empreintes attribuées (Fig.B.1) ;

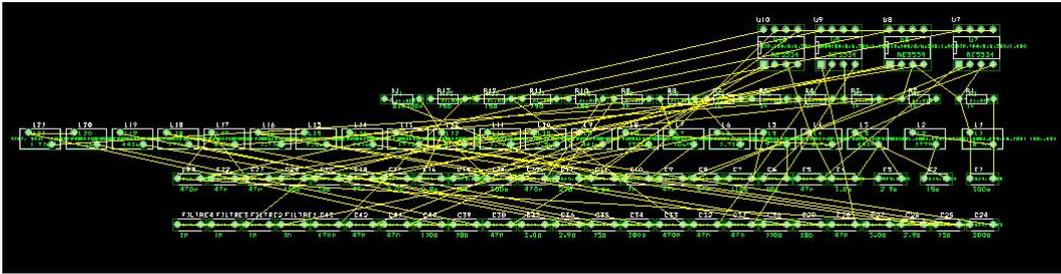


FIGURE B.1: Avant routage

- placer les composants de manière à optimiser le nombre de couches utilisées et router les pistes.

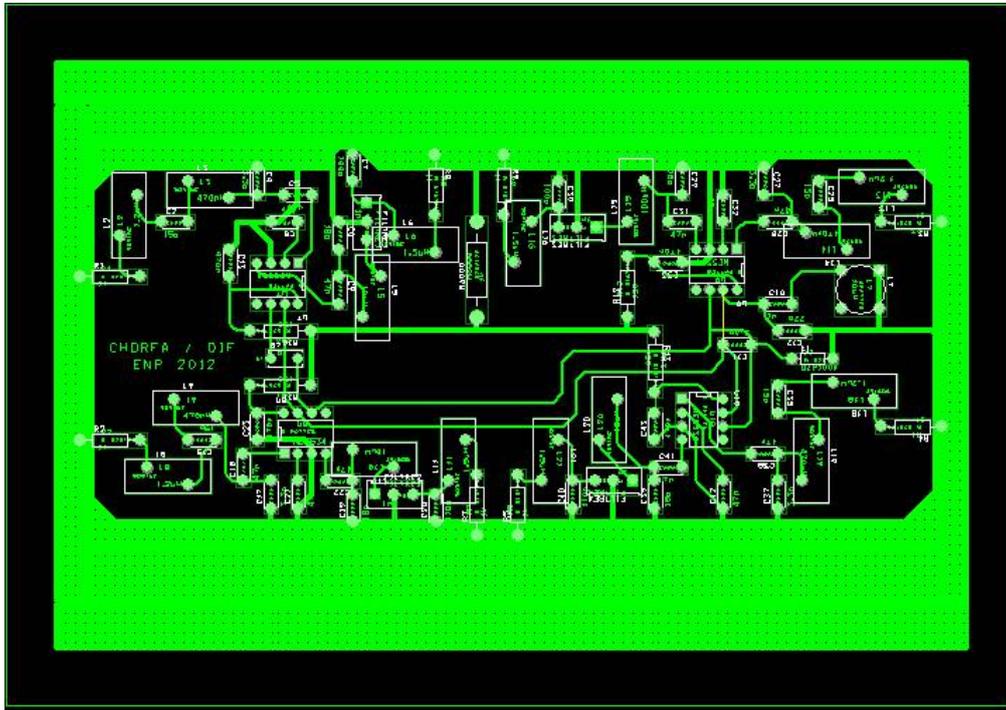


FIGURE B.2: Circuit du récepteur après routage des composants

# **Annexe C**

## **NI-SCOPE**

Le logiciel NI-SCOPE, inclus avec les logiciels des numériseurs NI, offre la possibilité de développer de puissantes solutions de mesure en un temps minimum. Ce driver d'emploi aisé intègre de manière transparente les fonctionnalités complètes du numériseur dans NI LabVIEW, NI Measurement Studio, Visual Basic et Visual C++. NI-SCOPE inclut également la face-avant logicielle Scope, pour permettre de commencer à utiliser le numériseur NI hautes performances sans aucune programmation. NI-SCOPE implémente une acquisition multi-enregistrement, une acquisition continue, une synchronisation multicarte, plus de 50 fonctions de mesure et d'analyse, ainsi que les fonctionnalités des oscilloscopes traditionnels.

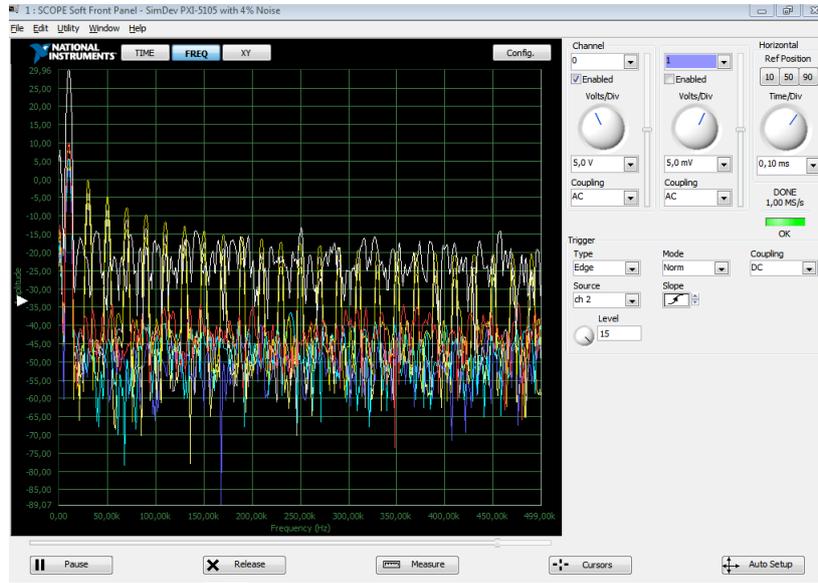


FIGURE C.1: Face avant du logiciel NI-SCOPE

la figure C.1 est une capture de la face avant de NI-SCOPE, cet outil donne la main à l'utilisateur afin de régler l'affichage du signal selon l'axe horizontal qui représente la dimension temporelle, l'axe vertical en changeant l'échelle des amplitudes, il est aussi possible de visualiser un seul canal comme le montre la figure, ou synchroniser les deux en activant le deuxième canal.

Il est aussi possible d'afficher certaines grandeurs caractérisant le signal comme le montre la figure suivante :

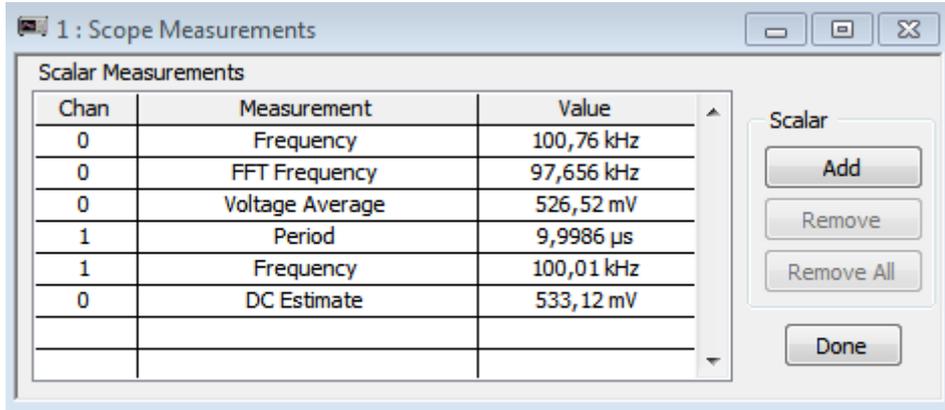


FIGURE C.2: Prise de mesures des différentes grandeurs sur NI-SCOPE

Une simple configuration en mode graphique, peut changer le nombre d'échantillons à enregistrer.

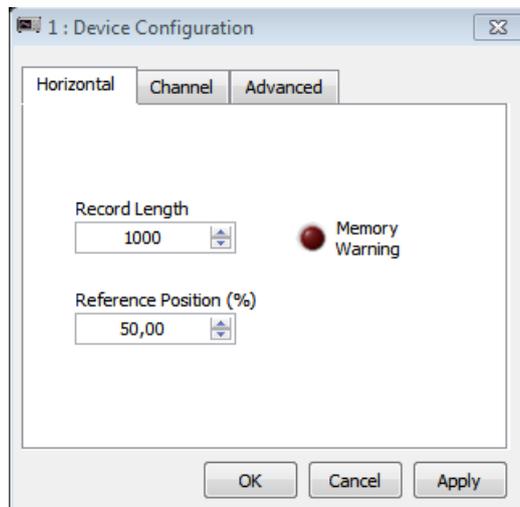


FIGURE C.3: Panneau de variation du nombre d'échantillons

# Bibliographie

- [1] M. ISBERG B. LINDQUIST and P. W. DENT. A new approach to eliminate the dc offset in a tdma direct conversion receiver. *The IEEE Semiannual Vehicular Technology Conference, mai*, 1993.
- [2] A. BELOUCHRANI. Cours de traitement d'antenne. *Ecole Nationale Polytechnique*, 2012.
- [3] J. BENESTY. Estimation spectrale, méthodes non-paramétrique. *Institut National de la Recherche Scientifique-Energy, Materials and Telecommunication*, 2004.
- [4] I. BURCIU. Architecture de récepteurs radiofréquences dédiés au traitement bi-bande simultané. *INSA Lyon*, 2010.
- [5] T. CHONAVEL. Notes de cours de traitement d'antennes (localisation de sources et formation de voies). *ENST de Bretagne*, 2007.
- [6] T. LARSEN T. KLINGENBRUNN K.I. PEDERSEN J. H. MIKKELSEN, T.E. KOLDING and P. MOGENSEN. Feasibility study of dc offset filtering for ultra-fdd/wcdma direct-conversion receiver. *In Proceedings 17th NORCHIP Conference*, 1999.
- [7] Z. JABER. Conception d'une antenne intelligente à faisceau commutable assistée par un système de localisation des mobiles. *Ecole de Technologie Supérieure/Université Du Québec*, 2008.
- [8] N. JOUIDA. Modulateur complexe passe-bande a temps-continu pour la reception multistandard. *Université du 7 Novembre à Carthage*, 2010.
- [9] L. KOPP. Cours de traitement d'antennes. *Sophia Antipolis*.

## BIBLIOGRAPHIE

---

- [10] Y. LAKYS. Filtres à fréquence agile totalement actifs :théorie générale et circuits de validation en technologie sige bimos 0.25 micromètre. *Université Bordeaux 1*, 2009.
- [11] Y. GRENIER M. CHARBIT. Traitement d'antenne. *TELECOM ParisTech*, 2008.
- [12] S. MIRON. Méthodes multilinéaire et hypercomplexes en traitement d'antenne multicomposante haute résolution. *Institut National Polytechnique de Grenoble*, 2005.
- [13] N. TOUATI N. TERCHI. Conception et réalisation d'un récepteur pour l'acquisition numérique de signaux radiofréquences. *Ecole Nationale Polytechnique d'Alger*, 2011.
- [14] B. RAZAVI. Rf microelectronics. *Prentice Hall*, 1998.
- [15] P. STEFANUT. thèse de doctorat, application des algorithmes de haute résolution à la localisation de mobiles en milieu confiné. *Université des Sciences et Technologies de Lille*, 2010.
- [16] S. TRAVERSO. Thèse de doctorat, transposition de fréquence et compensation du déséquilibre iq pour des systèmes multiporteuses sur canal sélectif en fréquence. *Université de Cergy-pontoise*, 2007.