



UNIVERSITÉ D'ANTANANARIVO

ÉCOLE SUPÉRIEURE POLYTECHNIQUE

MENTION TELECOMMUNICATION



MEMOIRE

en vue de l'obtention
du **DIPLOME** de Master

Titre : Ingénieur
Domaine : Sciences de l'Ingénieur
Mention : Télécommunication
Parcours : Système et Traitement de l'Information

par : **ANDRY NITOKIANA Edouard Olivier**

**« AMELIORATION DE LA DETECTION MIMO
RADAR COHERENT PAR UTILISATION DU
CODAGE STC »**

Soutenu le **lundi 10 avril 2017** devant la Commission d'Examen composée de :

Président :

M. RATSIMBAZAFY Andriamanga

Examineurs :

Mme RAMAFIARISONA Hajaso Malalatiana

M. RAVONIMANANTSOA Ndaohialy Manda-Vy

M. RAJAONARISON Roméo

Directeur de mémoire :

M. RANDRIANANDRASANA Marie Emile

REMERCIEMENT

Que le nom du Seigneur soit glorifié car sa parole s'est concrétisée :

« *Mon âme, bénis l'Eternel, Et n'oublie aucun de ses bienfaits !* » Psaume 103 :2

J'exprime ma gratitude envers Monsieur RAMANOELINA Panja Armand René, Professeur Titulaire, Président de l'Université d'Antananarivo, aussi à Monsieur ANDRIANAHARISON Yvon, Professeur Titulaire, Responsable du domaine Science de l'Ingénieur à l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo.

Mes vifs remerciements s'adressent également à Monsieur RAKOTOMALALA Mamy Alain, Maître de Conférences, Responsable de la Mention Télécommunication pour avoir accepté notre soutenance de Mémoire de fin d'Etude.

Je tiens à témoigner ma reconnaissance les plus sincères à Monsieur RANDRIANANDRASANA Marie Emile, Assistant d'Enseignement et de Recherche, Directeur de ce mémoire, qui s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce travail.

J'exprime aussi ma gratitude à Monsieur RATSIMBAZAFY Andriamanga, Maître de Conférences, qui me fait l'honneur de présider les jurys de ce mémoire, aux membres du jury, composés de :

- Madame RAMAFIARISONA Hajaso Malalaitiana, Maître de Conférences ;
- Monsieur RAVONIMANANTSOA Ndaohialy Manda-Vy, Maître de Conférences ;
- Monsieur RAJAONARISON Roméo, Maître de Conférences ; pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je tiens également à remercier tous les enseignants et tous les personnels de l'Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo, en particulier ceux de la Mention Télécommunication.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENT	i
TABLE DES MATIÈRES	ii
NOTATIONS ET ABREVIATIONS.....	iv
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1 LE RADAR	2
1.1 Introduction	2
1.2 Historiques	2
1.3 Principes générales du RADAR	3
1.3.1 Principe de base	3
1.3.2 Synoptique du fonctionnement d'un RADAR Primaire.....	4
1.4 Classification des Systèmes RADAR.....	5
1.4.1 Radars imageurs / Radars non imageurs	6
1.4.2 Radars à impulsions	6
1.4.3 Radars à onde continue	11
1.4.4 Radars bi-statiques	12
1.4.5 Radar à visée latérale	13
1.4.6 Radar à synthèse d'ouverture	14
1.5 Composantes principales d'un Système RADAR.....	15
1.5.1 Le transmetteur	15
1.5.2 Antenne	16
1.5.3 Récepteur	18
1.6 Equation RADAR	19
1.6.1 Distance maximale de détection.....	21
1.6.2 Influence du sol.....	21
1.6.3 Surface équivalente radar	22
1.7 Conclusion	23
CHAPITRE 2 MIMO RADAR	24
2.1 Introduction	24
2.2 Généralités	24

2.2.1	Définition et principes du MIMO Radar	24
2.2.2	Les types de MIMO Radar	26
2.3	<i>Ouverture virtuelle MIMO radar</i>	34
2.3.1	Canal MIMO	34
2.3.2	Réseau virtuel MIMO : Résolution et lobes secondaires	35
2.4	<i>Performance d'un Système MIMO Radar</i>	39
2.5	<i>Détection en MIMO RADAR</i>	40
2.6	<i>Conclusion</i>	40
CHAPITRE 3	IMPLEMENTATION DU CODAGE STC ET SIMULATION	41
3.1	<i>Cohérent MIMO Radar</i>	41
3.2	<i>Codage temps-espace</i>	44
3.2.1	Le code temps-espace en blocs	45
3.2.2	Les codes temps-espace en treillis	48
3.3	<i>Détection en RADAR MIMO Cohérent avec les formes d'ondes STC</i>	49
3.3.1	Model de signal émise.....	50
3.3.2	Model de signal reçue	50
3.4	<i>Evaluation de la performance du MIMO Radar cohérent sous MATLAB</i>	51
3.4.1	Introduction.....	51
3.4.2	Outils de simulation	51
3.4.3	Description.....	52
3.4.4	Analyses et interprétations des résultats	52
3.4.5	Conclusion	58
CONCLUSION GENERALE	59
ANNEXES	60
ANNEXE 1 RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT	60
ANNEXE 2 FREQUENCES UTILISEES PAR LES RADARS	61
ANNEXE 3 EXTRAIT DU CODE	62
BIBLIOGRAPHIE	65
PAGE RENSEIGNEMENTS	67

NOTATIONS ET ABREVIATIONS

1. Minuscules latines

d_{\max} Distance maximale

2. Majuscules latines

P_{PSR} Puissance nécessaire d'un Radar Primaire

P_{SSR} Puissance nécessaire d'un Radar Secondaire

C_0 Vitesse de la lumière

P_d Probabilité de détection

$S_{ij}(t)$ Signal reçu par l'antenne j

H hauteur au-dessus du sol de l'antenne (hauteur de l'avion)

R Distance entre la cible et l'émetteur

Z Données reçues

3. Minuscules grecs

λ Longueur d'onde

ρ_r Amplitude du signal émis

α Angle d'ouverture

4. Majuscules grecs

Δt Variation temporelle

Φ Flux d'onde

5. Abréviations

CM Matrice génératrice du codeur STTC

C-MIMO Coherent-Radar MIMO

LIDAR Light Identification Detecting and Ranging

MATLAB Matrix Laboratory

MFP Micro-onde à Forte Puissance

MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
MTI	Moving Target Indicator
NO-STBC	Non Orthogonal STBC
O-STBC	Orthogonal STBC
PoD	Probability of Detection
PPI	Plan Position Indicator
PRI	Période de Répétition des Impulsions
Q-STBC	Quasi-Orthogonal STBC
RADAR	Radio Detecting And Ranging
Radar-CW	Radar- Continuous Wave
RSB	Rapport Signal sur Bruit
RSO	Radar à Synthèse d'Ouverture
RVL	Radar à Visée Latérale
SAR	Synthetic Aperture Radar
SER	Surface Equivalente Radar
SIMO	Single Input Single Output
SISO	Single Input Single Output
SMD	Signal Minimum Détectable
S-MIMO	Radar MIMO statique
SNR	Signal to Noise Ratio
STAP	Space Time Adaptive Processing
STBC	Space Time Block Coding
STC	Space Time Coding
STP	Space Time Processing

STTC	Space Time Trellis Coding
TOA	Time of Arrival
USA	United States of America
VCM	Visualisation des cibles Mobiles

INTRODUCTION GENERALE

Le concept Radar MIMO a été introduit depuis une décennie et a rapidement captivé l'attention de nombreux chercheurs. Le terme MIMO indique que plusieurs antennes émettent et plusieurs reçoivent. Cela dit les systèmes radars utilisant des réseaux d'antennes ne sont pas récents. Cependant les signaux émis dans la plupart de ces systèmes sont identiques et pondérés par des poids complexes à l'émission pour dépointer le faisceau dans une direction de l'espace. Contrairement à ces systèmes, les signaux émis par le radar MIMO sont indépendants et les poids sont appliqués lors du traitement des signaux reçus. Cela offre un degré de liberté supplémentaire pour améliorer la résolution, minimiser le niveau des lobes secondaires et surtout de discriminer des cibles très proches.

Dans le domaine de la détection d'une cible, la probabilité élevée de détection est un paramètre très important pour localiser la cible avec une grande précision. Le radar MIMO cohérent utilise des réseaux d'antennes pour transmettre et recevoir des signaux et chaque élément d'antenne du radar Cohérent MIMO envoie différentes formes d'onde. Dont les éléments du réseau d'antenne dans le système MIMO Radar Cohérent sont étroitement espacé que des interférences peuvent se produire et affectant la capacité de détection.

Notre étude se focalisera sur l'amélioration de cette capacité de détection du MIMO Radar Cohérent en se servant de l'orthogonalité des signaux offertes par le codage STC, d'où le titre s'y est basé « Amélioration de la détection MIMO Radar Cohérent par utilisation du codage STC ».

Pour bien mener l'étude, nous allons introduire une généralité sur le radar. Ensuite, une aperçue sur les variantes de MIMO radar et leurs utilisations. Et enfin, la description et implémentation du codage STC est détaillée en dernière partie suivie d'une simulation de sa performance.

CHAPITRE 1

LE RADAR

1.1 Introduction

Tout a commencé dans le domaine radio, quand le physicien allemand H. Hertz a découvert l'atmosphère comme support de transmission des signaux. A cette époque, plusieurs pays ont lancé de vastes études sur les diverses applications de ce nouveau moyen de transmission. Ainsi est inventée, d'abord la radiocommunication, puis la radiolocalisation. Les applications de cette dernière sont nombreuses et surtout axées dans le domaine de la sécurité de la navigation maritime et aérienne et dans le domaine de télédétection.

Le radar, appelé successivement détection électromagnétique en France, radio location en Grande Bretagne et enfin radar aux U.S.A., est un équipement radio de détection et de localisation.

1.2 Historiques

Il serait vain de chercher à attribuer l'invention du Radar à un savant en particulier, ou à une nation unique. On doit plutôt considérer le « Radar » comme le résultat de l'accumulation de nombreuses recherches menées antérieurement, et auxquelles les scientifiques de plusieurs pays ont parallèlement participé. Au fil de cette histoire il existe néanmoins des points de repères qui correspondent à la découverte de quelques grands principes de base ou à des inventions importantes [1] :

- En **1865**, le physicien anglais James Clerk Maxwell développe sa théorie de la lumière électromagnétique (Description de l'onde électromagnétique et de sa propagation) et en 1886, le physicien allemand Heinrich Rudolf Hertz démontra l'existence physique des ondes électromagnétiques qui confirment ainsi la théorie de Maxwell.
- En **1904**, le technicien allemand spécialiste des ondes hertziennes, Christian Hülsmeier, invente le « Telemobiloskop », appareil de prévention des collisions en mer. Il mesure le temps de parcours de l'onde électromagnétique, sur le trajet aller-retour, entre l'antenne et un objet métallique (navire). Un calcul de la distance est donc possible. Il s'agit du premier test pratique d'un appareil qui suit les principes de ce que sera le radar plus tard. Hülsmeier dépose un brevet de son invention en Allemagne, en France et au Royaume-Uni.
- En **1921**, Albert Wallace Hull développe un oscillateur à haut rendement, le magnétron, qui servira plus tard comme source de l'onde radar.

- En **1922**, A. H. Taylor et L. C. Young, du Naval Research Laboratory (USA), détectent pour la première fois un navire en bois dans une expérience assez similaire à celle de Hülsmeier. En 1930, L. A. Hyland, également du Naval Research Laboratory, réalise la première détection d'un aéronef.
- En **1934**, faisant suite à une étude systématique du magnétron, des essais sur des systèmes de détection par ondes courtes sont menés en France par la CSF (16 et 80 cm de longueur d'onde) selon les principes de Nicolas Tesla. Un brevet est déposé (brevet français n° 788795). La première équipe en 1934 le cargo Orégon, suivi en 1935 par celui du paquebot Normandie.
- En **1935**, faisant suite à un brevet déposé par Robert Watson-Watt (l'inventeur dit « officiel » du radar) (brevet anglais GB593017), le premier réseau de radars est commandé par les Britanniques et portera le nom de code Chain Home. En 1936, Metcalf et Hahn développent le klystron. Utilisé comme amplificateur ou oscillateur, il sera un autre équipement important du radar.

Différents équipements radar sont développés aux USA, en Russie, en Allemagne, en France et au Japon, accélérées par la montée en puissance vers une guerre qui semble inévitable, et par le développement général de l'arme aérienne. Les recherches dans le domaine de la technologie radar génèrent des avancées techniques significatives durant la seconde guerre mondiale. Pendant la guerre froide, des radars sont déployés en grande quantité de part et d'autre du « rideau de fer », et en particulier le long des frontières allemandes.

D'autre part, le radar fait son apparition dans le domaine civil après le conflit. En premier, c'est le domaine de l'aviation civil qui en est équipée, permettant un rapide développement du contrôle aérien. Il se répand ensuite dans des domaines aussi divers que la détection des précipitations en météorologie, l'étude des planètes en astronomie, le contrôle de la vitesse sur les routes et la détection des artefacts archéologiques dans le sol [1].

1.3 Principes générales du RADAR

1.3.1 Principe de base

Le terme **RADAR** est l'acronyme de **R**adio **D**etecting **A**nd **R**anging. Le principe utilisé par les radars est voisin de celui de la réflexion des ondes sonores. Lorsque l'on crie dans la direction d'un objet qui peut réfléchir le son de la voix (dans un canyon ou dans une grotte par exemple), on entend l'écho. Si l'on connaît la vitesse du son dans l'air, on peut alors estimer la distance et la

direction générale de l'objet. Le temps nécessaire à l'aller et au retour du son peut être converti en distance si on connaît sa vitesse.

Le radar utilise des impulsions d'énergie électromagnétique à peu près de la même manière, comme la montre la figure 1.01. Le signal hyperfréquence est émis en direction de la cible. Une petite partie de l'énergie transmise est réfléchi par la cible dans la direction du radar. Cette énergie renvoyée par la cible jusqu'au radar est appelée ECHO, exactement comme lorsque l'on considère les ondes sonores. Un radar utilise l'écho afin de déterminer la direction et la distance de l'objet qui a réfléchi son signal [1].

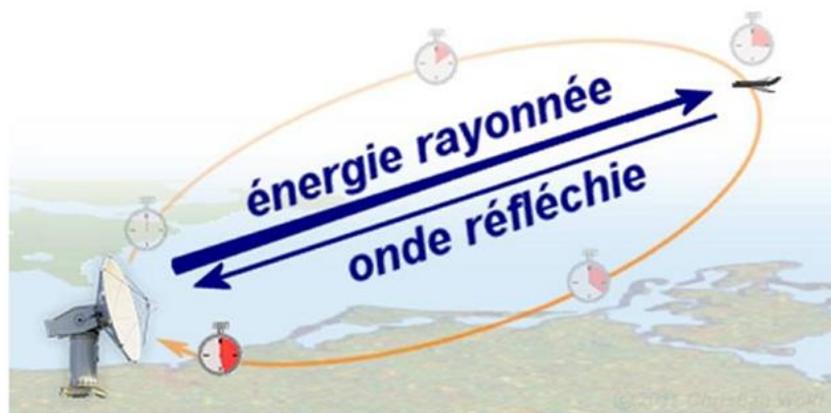


Figure 1.0 1 : Principe générale du Radar.

1.3.2 Synoptique du fonctionnement d'un RADAR Primaire

La figure 1.02 illustre le principe de fonctionnement du radar primaire. Le signal transmis par le radar est généré par un émetteur puissant puis passe par un duplexeur qui l'aiguille vers l'antenne émettrice. Chaque cible réfléchit le signal en le dispersant dans un grand nombre de directions ce qui se nomme la diffusion. La rétrodiffusion est le terme désignant la partie du signal réfléchi diffusée dans la direction opposée à celle des ondes incidentes (émises). L'écho ainsi réfléchi par la cible vers l'antenne sera aiguillé par le duplexeur vers un récepteur très sensible [1].

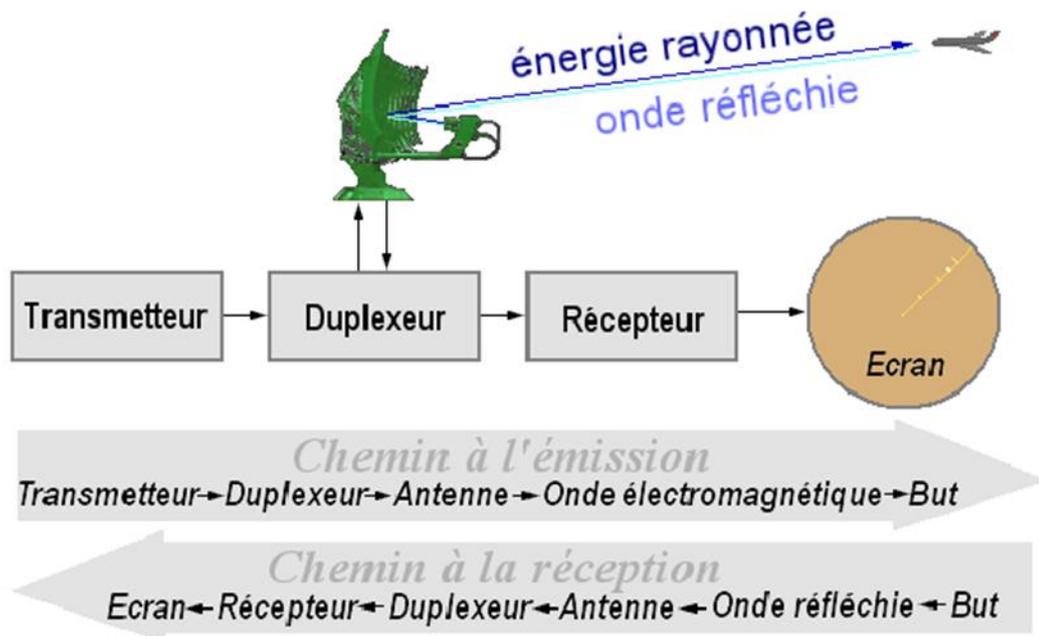


Figure 1.0 2 : Synoptique d'un système Radar.

Les échos détectés par le radar peuvent être finalement visualisés sur l'écran traditionnel de type PPI (*plan position indicator*) ou sur tout autre système de visualisation plus élaboré. L'écran type PPI permet de visualiser un vecteur dont l'origine est la position actuelle du radar et la direction de l'axe de l'antenne. Ce vecteur fait le tour de l'écran à la vitesse de rotation de l'antenne, et la position de l'axe de l'antenne au moment où un écho est détecté correspond donc à la direction dans laquelle se trouve cet écho.

Le principe de base du fonctionnement d'un radar primaire est donc très simple à comprendre, bien que la théorie puisse être assez complexe. Sa connaissance est cependant indispensable à la définition exacte et à l'utilisation de tout système radar. La réalisation et la mise en œuvre de radars primaires recourent à un large éventail de disciplines dans des domaines variés tels que le bâtiment, la mécanique, l'électricité, l'électronique, les micro-ondes de forte puissance (MFP), le traitement du signal et le traitement rapide de grands volumes de données numériques [1].

1.4 Classification des Systèmes RADAR

En fonction des informations qu'ils doivent fournir, les équipements radars utilisent des qualités et des technologies différentes. Ceci se traduit par une première classification des systèmes radars :

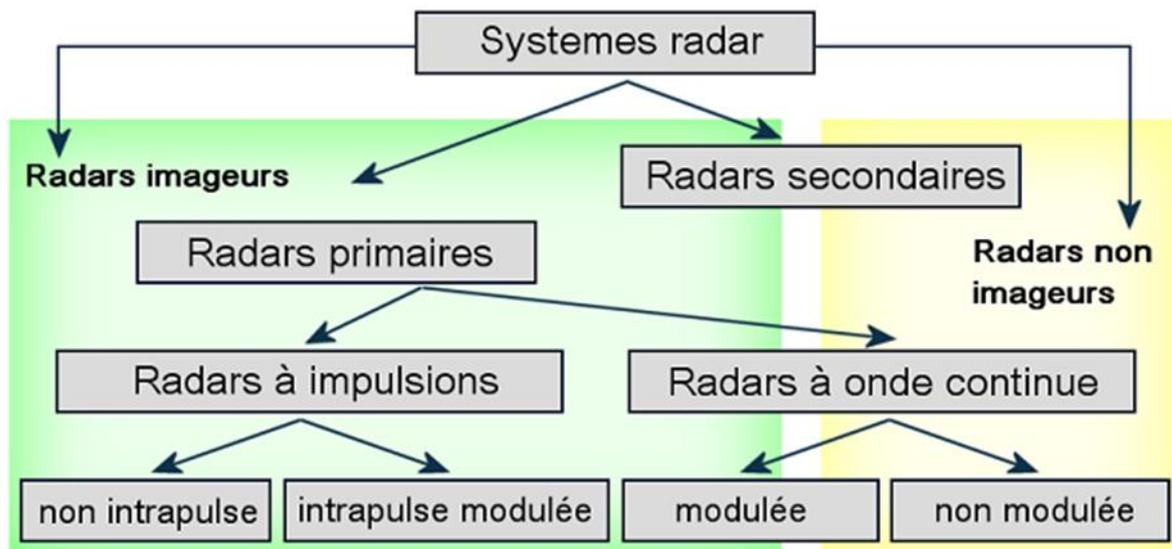


Figure 1.0 3 : Classification des systèmes Radar.

1.4.1 Radars imageurs / Radars non imageurs

Un radar imageur permet de présenter une image de l'objet (ou de la zone) observé. Les radars imageurs sont utilisés pour cartographier la Terre, les autres planètes, les astéroïdes et les autres objets célestes. Ils offrent aux systèmes militaires une capacité de classification des cibles. Des exemples typiques de radar non imageur sont les cinémomètres radars (les petits, sur le bord de la route...) et les radios altimètres. Ce type de radar est également appelé diffusomètre puisqu'il mesure les propriétés de réflexion de la région ou de l'objet observé. Les applications des radars secondaires non imageurs sont par exemple les dispositifs d'immobilisation antivols installés sur certains véhicules privés récents [1].

1.4.2 Radars à impulsions

Les radars à impulsions émettent des impulsions de signal hyperfréquence à forte puissance. Chaque impulsion est suivie d'un temps de silence plus long que l'impulsion elle-même, temps durant lequel les échos de cette impulsion peuvent être reçus avant qu'une nouvelle impulsion ne soit émise. Direction, distance et parfois, si cela est nécessaire, hauteur ou altitude de la cible, peuvent être déterminées à partir des mesures de la position de l'antenne et du temps de propagation de l'impulsion émise [1].

1.4.2.1 Radars primaires

Un radar primaire émet des signaux hyperfréquences qui sont réfléchis par les cibles. Les échos ainsi créés sont reçus et étudiés. Contrairement à un radar secondaire, un radar primaire reçoit la partie réfléchie de son propre signal.

Le radar primaire a un intérêt principal : *la cible qu'il éclaire reste passive.*

Le générateur de synchronisation délivre le signal qui synchronise la transmission des impulsions, l'écran de visualisation et les autres circuits associés. Le modulateur élabore, à partir d'une source de très haute tension, l'impulsion qui excitera l'émetteur pendant la durée voulue. L'émetteur du radar génère le signal hyperfréquence sous la forme d'une impulsion courte et de forte puissance, rayonnée dans l'air par l'antenne [2].

Le duplexeur connecte l'antenne alternativement à l'émetteur et au récepteur, rendant possible l'utilisation d'une antenne unique. Cette commutation est nécessaire afin d'éviter que les impulsions de forte puissance transmises par l'émetteur endommagent ou détruisent les circuits du récepteur (calibrés pour le traitement de signaux de très faible puissance).

L'antenne diffuse l'énergie de l'émetteur dans l'espace dans un volume déterminé et avec l'efficacité voulue. Le processus est identique à la réception, l'antenne captant alors l'énergie diffuse dans un volume d'espace donné et selon son efficacité. Le récepteur amplifie et démodule les signaux hyperfréquences reçus. A sa sortie, un récepteur fournit des signaux vidéo qui seront mis à la disposition de l'utilisateur sous forme graphique sur un affichage facilement interprétable de la position relative des cibles détectées par le radar.

a. Radar à diversité de fréquence

Afin de solutionner en partie le problème de la fluctuation de la taille des cibles, de nombreux radars primaires utilisent deux (ou plus) fréquences d'illumination. La diversité de fréquence est couramment réalisée grâce à l'emploi de deux émetteurs fonctionnant en tandem permettant d'éclairer la cible avec deux signaux de fréquences distinctes, comme la montre le figure 1.04.

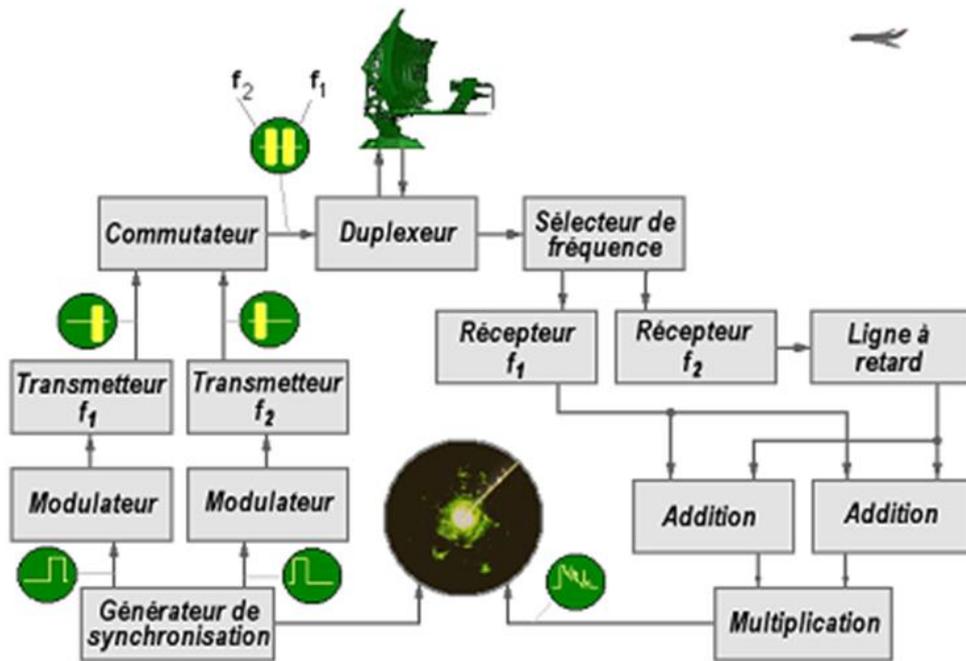


Figure 1.0 4 : Principe de fonctionnement du radar à diversité de fréquence, doublant le traitement d'un radar primaire

Les signaux réfléchis peuvent être traités séparément à la réception de façon à en assurer la cohérence. En plus du gain de 3 dB lié à l'utilisation simultanée de deux émetteurs en parallèle, le fonctionnement sur deux fréquences distinctes permet d'améliorer les performances du radar (typiquement de l'ordre de 2,8 dB). Dans le diagramme, certains circuits sont ajoutés pour la manipulation des fréquences indépendantes. Le commutateur est un interrupteur - sélecteur qui permet de gérer la circulation des signaux hyperfréquences. Lorsqu'il est « passif », les signaux reçus sur ses entrées se retrouvent simultanément sur son unique sortie. Lorsqu'il est « actif », pour éviter l'embouteillage sur la sortie unique, les signaux sont décalés dans le temps les uns par rapport aux autres grâce à des « portes temporelles » (contrôlées au moyen d'impulsions comme le montre le schéma). Le sélecteur de fréquence est un filtre adapté à chaque fréquence émise. Il distribue les échos reçus à chaque récepteur en fonction de leur fréquence.

A l'émission, l'impulsion de fréquence f_2 suit l'impulsion f_1 après un retard déterminé. Afin d'annuler ce décalage à la réception (l'impulsion 2 n'ira pas plus vite pour rattraper son retard, même si nous l'exigeons !), l'impulsion 1 doit à son tour subir un retard exactement identique. Le traitement du signal peut alors s'appliquer simultanément aux deux signaux synchrones [2].

b. Traitement du signal

Lorsque le radar utilise plusieurs fréquences, chaque signal est traité par une voie de réception propre à sa fréquence. Les signaux sont ensuite combinés et écrêtés par rapport à une valeur seuil.

Plusieurs traitements sont utilisés :

- Addition linéaires des amplitudes de chaque voie (optimisation de la portée maximum aux dépends de la résistance au brouillage)
- Multiplication des amplitudes de chaque voie (optimisation de la résistance au brouillage aux dépends de la portée maximum)
- Addition des carrés des amplitudes de chaque voie (procédure optimale !)
- Addition linéaire des amplitudes de plusieurs voies puis multiplication des sommes partielles (traitement employé dans le diagramme fonctionnel ci-dessus.)
- Multiplication des amplitudes de plusieurs voies puis addition des produits partiels.

L'emploi de l'une de ces techniques permet d'atteindre un traitement des plus efficaces [2].

1.4.2.2 Radars secondaires

Le radar secondaire fonctionne selon un principe différent : la cible qu'il éclaire génère (de façon active) les signaux de réponse.

Avec ces radars, l'avion doit être équipé d'un transpondeur (transmetteur répondeur) qui répond à l'interrogation du radar en générant un signal codé. Cette réponse peut contenir beaucoup plus d'informations que celles qu'un radar primaire peut collecter (par exemple l'altitude, un code d'identification, ou encore un rapport de problème à bord comme une panne totale des radiocommunications) [1].

Le radar secondaire transmet des impulsions hyperfréquences (appelées **interrogations**). Celles-ci n'ont pas pour but d'être réfléchies, la cible étant équipée d'un transpondeur qui les reçoit et les traite. Ensuite, sur une fréquence différente, le transpondeur met en forme et émet un message de réponse qui peut être reçu et décodé par notre radar secondaire.

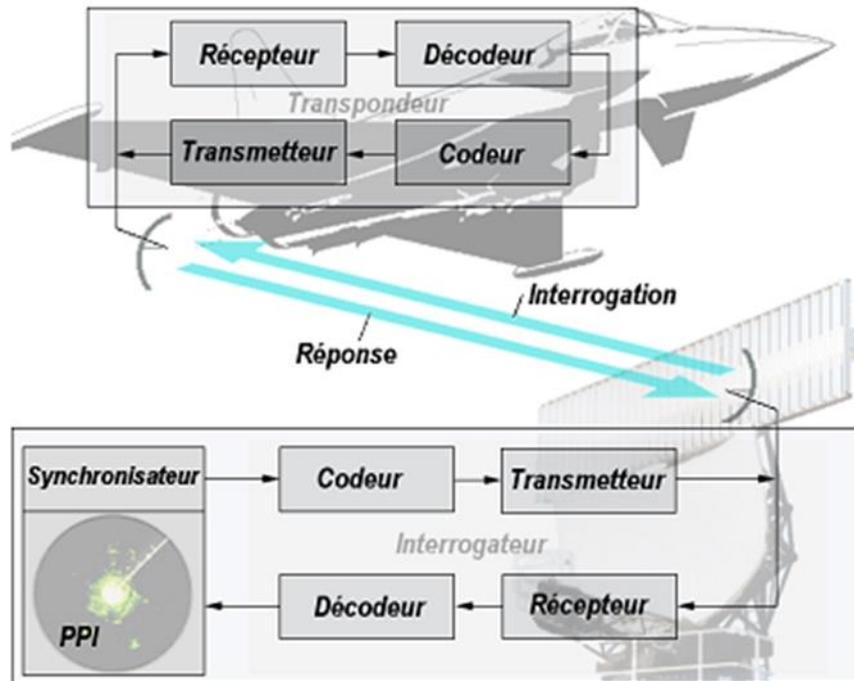


Figure 1.0 5 : Diagramme d'utilisation d'un radar secondaire

Dans le cas des radars secondaires, la coopération nécessaire de la cible (utilisation d'un transpondeur) permet une très forte réduction de la puissance émise (par rapport à un radar primaire offrant une portée de détection identique).

$$P_{PSR} \sim R^{\frac{1}{4}} \quad (1.01)$$

$$P_{SSR} \sim R^{\frac{1}{2}} \quad (1.02)$$

En effet, la puissance émise est un paramètre de l'équation du radar qui doit tenir compte du trajet de l'onde aller-retour dans le cas du radar primaire, mais uniquement d'un « aller simple » dans le cas du radar secondaire. Cette énergie varie entre $1/R^2$ à chaque partie du trajet comme dans l'équation 1.01 et 1.02.

On peut considérer que la puissance nécessaire pour un radar secondaire sera en moyenne plus de 1 000 fois inférieure à celle que devra rayonner un radar primaire ayant la même portée. Il résulte de cela un émetteur sensiblement plus simple, plus petit, et moins cher. Le récepteur peut être moins sensible, la puissance du signal de réponse étant supérieure à celle de l'écho traditionnel réfléchi par une cible passive. Ceci a cependant une action néfaste sur les lobes secondaires qui doit alors être compensée par l'utilisation de dispositifs de suppression des lobes secondaires.

Comme les fréquences d'émission et de réception sont différentes, le problème des échos de sol n'existe pas. Il est donc inutile de disposer d'un dispositif de visualisation des cibles mobiles ou VCM (en anglais MTI pour Moving Target Indicator) pour séparer les échos utiles des échos de sol parasites. Par contre un changement de fréquence pour faire face à un brouillage n'est pas envisageable. D'autre part, des problèmes d'interférences spécifiques aux radars secondaires rendent nécessaires l'application de mesures spéciales sur le câblage [2].

1.4.3 Radars à onde continue

Les radars à onde continue génèrent un signal hyperfréquence continu. Le signal réfléchi est reçu et traité, mais le récepteur (qui dispose de sa propre antenne) n'est pas tenu d'être au même emplacement que l'émetteur. Tout émetteur de station radio civile peut être simultanément utilisé comme un émetteur radar, pour peu qu'un récepteur relié à distance puisse comparer les temps de propagation du signal direct et du signal réfléchi. Des essais ont montré que la localisation d'un avion était possible par la comparaison et le traitement des signaux provenant de trois différentes stations émettrices de télévision.

Ce principe impose de résoudre les deux problèmes suivants :

- Empêcher l'énergie émise de passer directement de l'émetteur au récepteur (couplage par signal direct),
- Créer des repères temporels sur les échos reçus afin de pouvoir mesurer des durées (donc des distances).

Le passage direct de l'énergie émise vers le récepteur peut être évité par :

- **Ecart physique** entre les antennes d'émission et de réception, par exemple en illuminant une cible à l'aide d'un puissant émetteur alors que le récepteur se trouve dans le missile volant vers la cible ;
- **Ecart en fréquence** du fait de la fréquence Doppler lorsque l'on mesure des vitesses.

1.4.3.1 Radars à onde continue non modulée

Le signal émis par ces équipements est constant en amplitude et en fréquence. Spécialisés dans la mesure des vitesses, les radars à Onde Continue ne permettent pas de mesurer les distances. Ils sont employés par exemple par la gendarmerie pour les contrôles de vitesse sur les routes (cinémomètres radars). Des équipements plus récents (LIDAR) fonctionnent dans la bande de fréquence des lasers et permettent d'autres mesures que celle de la vitesse.

La capacité de mesurer une durée n'est pas nécessaire pour les radars routiers, la distance à laquelle se trouve un véhicule en excès de vitesse étant sans importance. Lorsque l'on a besoin d'une information de distance, on peut alors utiliser une modulation de la fréquence ou un codage de la phase du signal émis. Un radar CW émettant un signal continu non modulé ne peut mesurer que la vitesse d'une cible, par l'utilisation de l'effet Doppler. Il ne peut ni mesurer de distance, ni discerner deux cibles illuminées simultanément [2].

1.4.3.2 Radars à onde continue modulée

Le signal émis est constant en amplitude mais modulé en fréquence. Cette modulation rend à nouveau possible le principe de la mesure du temps de propagation. Un autre avantage non négligeable de ce type d'équipement est que, la réception n'étant jamais interrompue, les mesures s'effectuent en permanence. Ces radars sont utilisés lorsque les distances à mesurer ne sont pas trop grandes et qu'il est nécessaire d'effectuer des mesures ininterrompues (par exemple une mesure d'altitude pour un avion ou un profil de vents par un radar météorologique).

Comme il est généralement difficile d'émettre aisément des fréquences aléatoires, les radars à onde continue modulée en fréquence (FMCW) font varier progressivement la fréquence de leur signal au rythme de rampes ascendantes et descendantes.

$$R = \frac{c_0 \Delta t}{2} \quad (1.03)$$

Un principe similaire est utilisé par des radars à impulsions qui génèrent des impulsions trop longues pour bénéficier d'une bonne résolution en distance. Ces équipements modulent souvent le signal contenu dans l'impulsion afin d'améliorer leur résolution en distance. On parle alors de compression d'impulsion.

1.4.4 Radars bi-statiques

Un radar bi-statique se compose de deux installations considérablement éloignées l'une de l'autre. L'un des sites abrite les équipements consacrés à l'émission, l'autre est consacré à la réception (un tel radar utilise donc également deux antennes, une sur chaque site).

En général, le transmetteur et le récepteur d'un radar partage la même antenne. C'est le principe du radar mono-statique. Avant le développement du duplexeur, qui permet d'alterner entre les deux usages, cela était impossible et les premiers radars devaient utiliser une antenne pour chacune des fonctions.

Un tel arrangement est appelé un radar bi-statique. Bien que l'antenne réceptrice et émettrice puisse être localisée, le terme en est venu le plus souvent à désigner un système radar où une antenne secondaire reçoit la diffusion latérale des échos des cibles sondé par un radar principal mono-statique, lui-même situé à une distance de plusieurs kilomètres ou dizaines de kilomètres du récepteur secondaire. On peut ainsi adjoindre une antenne réceptrice bi-statique à un radar Doppler mono-statique ou mettre en relation deux radars mono-statiques qui utilisent la même fréquence. Dans un tel arrangement, plus la distance est grande entre les deux composantes, plus la parallaxe est grande. Cela donne deux points de vue de la même cible.

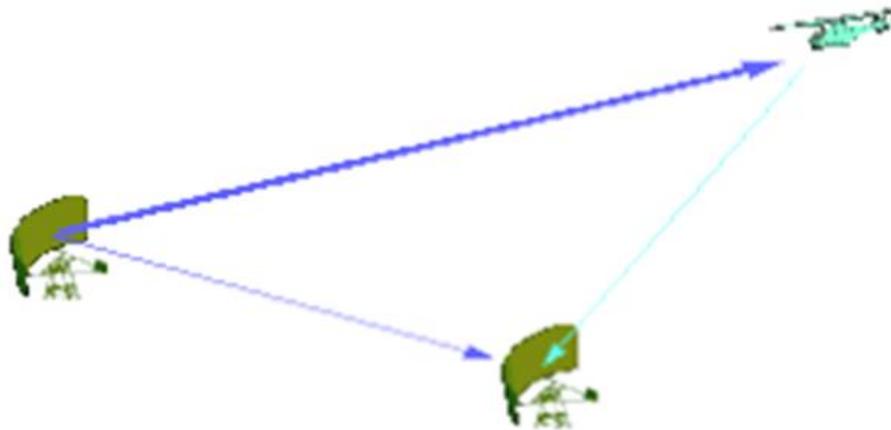


Figure 1.0 6 : Radar bi-statique

1.4.5 Radar à visée latérale

Un radar à visée latérale (RVL) est un radar monté sur un avion, ou un satellite, et qui est pointé vers le sol dans une direction perpendiculaire au déplacement du véhicule. Le faisceau illumine ainsi un couloir au sol qui dépend de la largeur du faisceau et de la distance parcourue par le véhicule. La portée du radar est la distance entre la projection au sol de la trajectoire de l'avion/satellite et la distance maximale atteinte par le faisceau. La résolution en azimuth correspond à l'angle balayé par le radar.

Le RVL est un radar à ouverture réelle, c'est-à-dire que la résolution des images dépend uniquement de la largeur du faisceau et donc des dimensions de l'antenne. Pour obtenir une bonne résolution, l'antenne doit être assez grande. La résolution en azimuth, R_a , est définie comme :

$$R_a = \frac{H\lambda}{L\cos\theta} \quad (1.04)$$

Avec :

H = hauteur au-dessus du sol de l'antenne (hauteur de l'avion)

L = longueur réelle de l'antenne

λ = longueur d'onde du faisceau transmis

θ = angle d'incidence

1.4.6 Radar à synthèse d'ouverture

Un radar à synthèse d'ouverture (RSO) est un radar cohérent utilisé sur les avions et les satellites pour sonder latéralement à leur trajectoire vers le sol ou la mer. Le traitement informatique des données successives provenant du même secteur permet de simuler la résolution d'une très grande antenne, de nombreuses fois plus fine que celle de l'antenne utilisée.

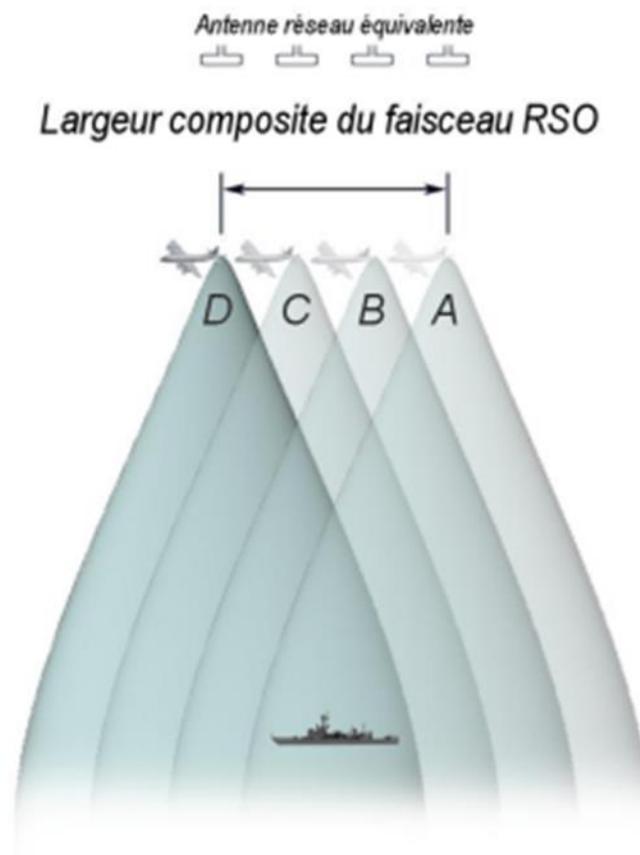


Figure 1.0 7 : Radar à synthèse d'ouverture.

En effet, lorsque le radar se déplace au-dessus d'un secteur, il envoie de nombreuses impulsions par secondes ce qui veut dire que dans la cellule de résolution sondée au sol, la même cible est balayée de nombreuses fois mais avec un angle et une position relative légèrement différents. Chacune de ces données aura donc une intensité propre, à cause de la variation de la surface équivalente radar,

et une phase Doppler différente à cause de la portée oblique qui change. On n'a qu'à penser au point de vue changeant du passager d'un avion lorsqu'il regarde un point au sol.

Le principe du RSO est similaire à celui d'une antenne réseau à commande de phase. La différence provient du fait qu'au lieu d'utiliser un grand nombre d'éléments radiants pour sonder une seule fois, le RSO utilise de multiples sondages successifs, décalés dans le temps et l'espace, pour obtenir un sondage composite.

1.5 Composantes principales d'un Système RADAR

1.5.1 Le transmetteur

Le transmetteur est un appareil électronique qui génère une impulsion électromagnétique de la gamme des ondes radio qui sera envoyé à l'antenne pour diffusion.

Il doit pouvoir :

- Produire l'onde de radiofréquence à une puissance moyenne et de pointe désirée
- Émettre des ondes sur une gamme de fréquences
- Émettre de façon stable la ou les fréquences désirées afin de permettre un traitement reproductible des données ;
- Être modulable en fréquence ou en phase pour les besoins de la formation de l'impulsion
- Être fiable, facile à entretenir et efficace pour une très longue durée de vie.

Le transmetteur radar est construit en tenant compte des appareils qu'il alimente. Les types principaux de transmetteurs sont :

- Les oscillateurs de puissance : un tube à vide ou une cavité résonnante, habituellement un magnétron, génère une impulsion de radiofréquence lorsqu'il est excité par générateur de décharges de puissance de courant continu appelé modulateur.
- Les amplificateurs de puissance : un générateur d'onde envoie une impulsion à un amplificateur de puissance comme un amplitron, un klystron ou un amplificateur à semi-conducteurs.

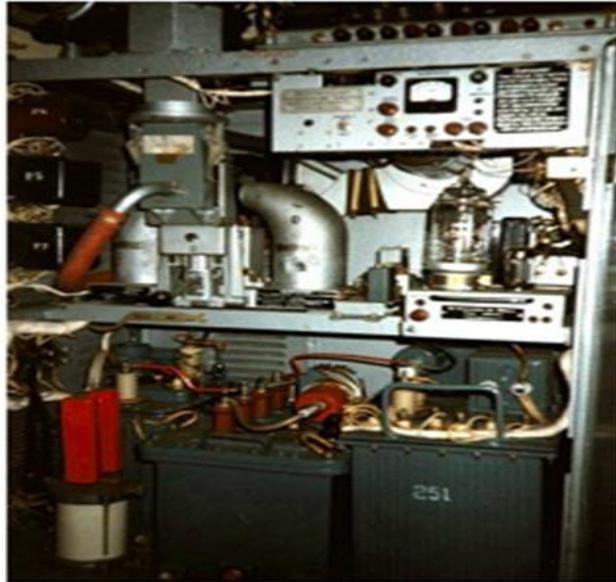


Figure 1.0 8 : Transmetteur à oscillateur de puissance.

1.5.2 Antenne

L'antenne est une des parties les plus importantes d'un radar. Elle réalise les fonctions essentielles suivantes :

- Elle transfère la puissance de l'émetteur à des signaux dans l'espace avec l'efficacité voulue et selon la répartition nécessaire. Le même processus est appliqué à la réception.
- Elle permet d'obtenir le diagramme de rayonnement souhaité. En général il sera suffisamment étroit dans le plan horizontal pour obtenir la précision et la résolution demandée en azimut.
- Elle doit assurer la mise à jour de la position de la cible à la fréquence voulue. Dans le cas d'une antenne à balayage mécanique, cette mise à jour se fera au rythme de la rotation de l'antenne. Une vitesse de rotation élevée peut poser des problèmes mécaniques importants, notamment pour les équipements qui émettent dans des bandes de fréquences nécessitant l'utilisation d'antennes imposantes et pouvant peser plusieurs tonnes.
- Elle doit mesurer sa direction de pointage avec une grande précision.

1.5.2.1 Diagramme d'émission

La plupart des systèmes radiants ont des directions privilégiées d'émission, ils sont anisotropes. Il est habituel de mesurer l'émission autour d'une antenne c'est ce qui s'appelle le diagramme d'émission. La position des maxima et des minima dépend du type d'antenne et de ses caractéristiques particulières.

Il s'agit donc d'un diagramme énergie versus l'angle d'azimut ou d'élévation qui peut être affiché sur différents type de graphiques. La façon la plus courante est d'utiliser un graphique en coordonnées polaires comme illustre la figure 1.09.

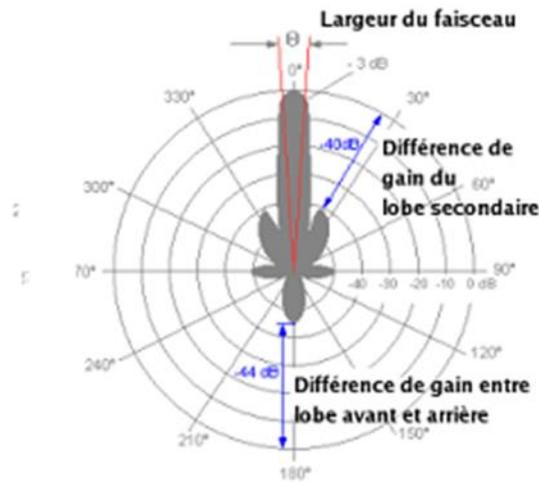


Figure 1.0 9 : Diagramme d'émission d'une antenne en coordonnée polaire.

L'antenne est le point central et l'intensité autour de ce point, selon l'angle de visée, est indiquée par les cercles concentriques. L'intensité est normalisée, c'est-à-dire que l'énergie pointée dans une direction donnée est le rapport de l'énergie dans cette direction à celle dans la direction d'émission maximale, appelée axe du lobe principal.

1.5.2.2 Gain d'antenne

Le gain est le rapport entre l'énergie irradiée dans une direction particulière et l'énergie totale émise par l'antenne dans toutes les directions. Il s'agit donc du taux de concentration de l'énergie dans une direction donnée par rapport celui d'une antenne isotrope. Plus l'antenne est directionnelle, plus le gain est grand. Le gain s'applique également à la réception et a la même valeur.

1.5.2.3 Ouverture de l'antenne

La section efficace d'ouverture une antenne A_e est la surface en coupe que représente l'antenne en émission ou en réception. Il s'agit d'un paramètre crucial de la performance de l'antenne.

Le gain (G) est relié à l'ouverture par :

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} = \frac{4\pi K_a A}{\lambda^2} \quad (1.05)$$

Où :

K_a = rapport d'efficacité d'ouverture

A = surface de l'antenne

A_e = section efficace d'ouverture de l'antenne

λ = longueur d'onde

Le rapport d'efficacité dépend de la distribution d'énergie dans l'ouverture. Si la distribution est linéaire $K_a = 1$ mais cela signifie un nombre important de lobes secondaires. En pratique, on veut limiter l'énergie émise dans ces lobes pour obtenir une plus grande directivité et donc $K_a < 1$ ce qui donne $A_e < A$.

1.5.3 Récepteur

Le récepteur reçoit les échos de retour qui ont été perçus par l'antenne. Il transforme le signal à haute fréquence du faisceau en un signal modulé de fréquence intermédiaire (FI) qui contient l'information des échos, l'amplifie et les transmet ensuite au système de traitement du circuit radar qui en retirera ensuite les cibles d'intérêt. Le récepteur idéal doit :

- Amplifier les signaux reçus sans y ajouter de bruit de fond ou distorsion
- Optimiser la probabilité de détection de signaux grâce à une bande passante adaptée
- Avoir une large plage d'intensités qu'il peut traiter sans saturation
- Rejeter les signaux d'interférence pour optimiser l'extraction de l'information.

1.5.3.1 Signal minimum détectable (SMD)

Le signal minimum détectable ($P_{e_{\min}}$) pour un récepteur est une caractéristique importante car elle détermine la portée maximale du radar. Pour un récepteur typique, sa sensibilité est de l'ordre de 10^{-13} Watts (-100 dBm), qu'on nomme le signal minimum détectable (SMD).

Tous les récepteurs sont construits avec un SMD qui correspond aux conditions d'utilisations. Il n'est pas plus élevé que nécessaire car cela limiterait la bande passante de réception et demanderait de traiter des signaux faibles qui ne sont pas significatifs. En général, plus le seuil minimal de SMD est élevé, plus bas sera le taux de fausses alarmes dans la détection de cibles mais cela limitera l'extraction de vrais signaux du bruit de fond.

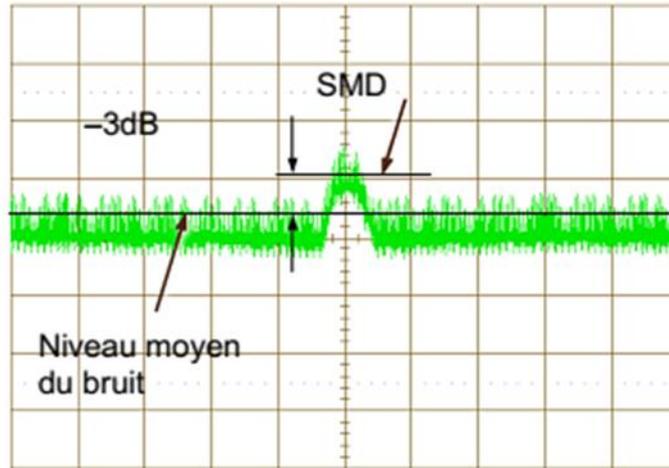


Figure 1.10 : Bruit blanc et Signal dépassant le SMD.

1.5.3.2 Bande passante

Un autre facteur très important est le bruit du récepteur. Chaque récepteur ajoute au signal qu'il traite un certain bruit interne qui ne peut être évité même par la meilleure conception. Ce bruit est en effet dû au mouvement brownien des électrons dans les composantes résistives, donc au bruit thermique, et il est proportionnel à la bande passante du récepteur.

La réduction de la bande passante permettrait de limiter le bruit thermique mais si elle est trop faible, le récepteur ne pourra amplifier et traiter de manière convenable le signal reçu. Comme compromis, la bande passante d'un radar pulsé est près de la réciproque de la largeur de l'impulsion.

1.5.3.3 Gamme dynamique

Le récepteur doit amplifier l'écho de retour des cibles. Ce dernier varie grandement selon la nature de la cible et sa section efficace radar. La gamme dynamique correspond au rapport du signal mesurable maximal sur le signal mesurable minimal (le SMD). La limite supérieure fait habituellement référence à l'intensité de saturation et la limite inférieure au bruit.

Le récepteur doit donc avoir une gamme dynamique qui dépasse le plus intense des échos de retour possible.

1.6 Equation RADAR

L'équation du radar traduit l'influence de phénomènes physiques sur la puissance rayonnée, la propagation de l'onde, et jusqu'à la réception du signal réfléchi (écho). L'équation du radar permet de réaliser une estimation des performances d'un système radar.

Nous supposons que les ondes électromagnétiques se propagent dans des conditions idéales, sans subir de quelconque perturbation. Lorsque l'énergie haute fréquence est rayonnée à partir d'une antenne isotrope, elle se propage de façon uniforme dans toutes les directions. Les zones d'égale densité de puissance forment donc des surfaces sphériques ($A = 4\pi R^2$) concentriques autour de l'antenne [1].

Lorsque le rayon de la sphère augmente, une même quantité d'énergie est diffusée sur une plus grande surface sphérique. Cela revient à dire que la densité de puissance, dans une direction donnée, diminue lorsque la distance de l'émetteur augmente. La formule suivante permet de calculer la densité de puissance pour un aérien omnidirectionnel S_u :

$$S_u = \frac{P_s}{4\pi R_1^2} \quad (1.06)$$

Avec : S_u = densité de puissance «omnidirectionnelle»

P_s = puissance émise [W]

R_1 = distance antenne - cible [m]

Si l'antenne n'émet que sur une portion de la sphère (pour une puissance d'émission constante), la densité de puissance augmente dans la direction de l'émission. Cette caractéristique est appelée gain d'antenne. Ce gain est dû à la concentration de la puissance émise dans une seule direction. La formule permettant de calculer la densité de puissance dans la direction du gain maximum est la suivante :

$$S_g = S_u \cdot G \quad (1.07)$$

Avec :

S_g = densité de puissance « directive » [W/m^2]

S_u = densité de puissance « omnidirectionnelle » [W/m^2]

G = gain d'antenne

Évidemment, dans la réalité, les antennes de radars ne sont pas des antennes isotropes n'émettant que dans un secteur limité. Elles génèrent un lobe étroit et un gain pouvant aller jusqu'à 30 ou 40 dB.

1.6.1 Distance maximale de détection

Après mise en forme nous pouvons exprimer la distance R sous la forme suivante :

$$R = \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{P_e \cdot (4\pi)^3}} \quad (1.08)$$

Tous les paramètres qui influencent la propagation de l'onde émise par le radar ont été pris en compte dans cette équation théorique. Cependant, avant qu'elle soit réellement utilisable dans la pratique, par exemple pour déterminer l'efficacité d'un radar, il convient d'y apporter d'autres précisions.

Pour un radar donné, la plupart des grandeurs (P_s , G , λ) peuvent être considérées comme des constantes puisqu'elles ne varient que dans des fourchettes très étroites. D'autre part, la surface équivalente radar variant énormément dans le temps, pour des raisons pratiques nous la poserons égale à 1 m^2 .

Soit $P_{e_{\min}}$ la puissance minimum du signal autorisant sa détection par le radar. Tout signal de puissance inférieure ne peut être exploité puisqu'il est noyé dans le bruit du récepteur. Ce signal de puissance minimum $P_{e_{\min}}$ est donc celui qui permet au radar d'atteindre sa portée maximum de détection R_{\max} comme indiqué par l'équation 1.08.

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{P_{e_{\min}} \cdot (4\pi)^3}} \quad (1.09)$$

1.6.2 Influence du sol

Une forme plus complète (mais moins couramment utilisée) de l'équation du radar prend en compte des paramètres supplémentaires, comme l'influence des réflexions sur le sol, mais néglige la sensibilité du récepteur et les absorptions atmosphériques.

$$R_{\max} = K_\alpha \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot A_z \cdot t_i}{K \cdot T_0 \cdot n_R \cdot (4\pi)^3 \cdot d}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot h_m}{\lambda} \cdot \sin \gamma\right) \cdot e^{-0,115 \delta_R \cdot R_e} \quad (1.10)$$

Où :

K_α = facteur de dissipation

A_z = surface de réflexion apparente remplace ζ

t_i = longueur d'impulsion

K = constante de Boltzmann

T_0 = température absolue, en °K

n_R = bruit de fond du récepteur

D = facteur de luminosité de l'écran

γ = angle du lobe réfléchi (par la surface de la terre)

δ_R = facteur d'atténuations atmosphériques

R_e = distance du corps absorbant

1.6.3 Surface équivalente radar

La forme et la capacité de rétrodiffusion d'un signal radar par une cible est appelé sa surface équivalente radar (σ). Il a pour unité les mètres carrés. Si toute l'énergie incidente du faisceau radar était diffusée de façon égale dans toutes les directions, σ serait alors la section efficace de la cible perpendiculaire au faisceau. En pratique, une partie de l'énergie est absorbée et la diffusion n'est pas isotrope.

La surface équivalente radar dépend de :

- La géométrie de l'aéronef et de ses appendices
- La direction d'où provient le faisceau radar
- La fréquence de transmission du radar
- Le matériau composant l'appareil.

La surface équivalente radar (SER) est la mesure de la partie de l'énergie du faisceau qui sera rétrodiffusé vers le radar par rapport à l'énergie totale frappant la cible. Cette dernière agit théoriquement comme une sphère réémettant dans toutes les directions. Sa surface étant ($4\pi r^2$), la surface équivalente radar σ est donc définie comme :

$$\sigma = 4\pi r^2 \frac{S_t}{S_r} \quad (1.11)$$

S_r = énergie reçue par la cible à la distance r , en [W/m²]

S_t = énergie rétrodiffusée par la cible, en [W/m²]

r = diamètre de la cible

σ = capacité de la cible de rétrodiffuser vers le radar, en [m²]

La SER est donc le rapport entre l'énergie reflétée dans la direction du radar par une cible et celle d'une sphère lisse de 1 m² émettant de manière égale dans toutes les directions.

1.7 Conclusion

Le système radar a été inventé par plusieurs savants, encouragé par des découvertes peu à peu fortement marquées par la découverte de la réflexion des ondes radio. Plusieurs variantes ont été inventées en fonction de leurs fréquences et de leurs utilisations. Des formules de base ont été développées pour pouvoir maîtriser les fonctions radar.

CHAPITRE 2

MIMO RADAR

2.1 Introduction

Pour une meilleure performance en termes de détection, de localisation et d'estimation de la vitesse d'une cible a conduit vers l'utilisation du concept MIMO en radar. Le principe MIMO est basé sur l'utilisation de plusieurs antennes en émission et de plusieurs antennes en réception.

2.2 Généralités

2.2.1 Définition et principes du MIMO Radar

Le principe MIMO appliqué aux télécommunications est décrit dans un brevet déposé en 1984 par J.H. Winters des laboratoires de Bell [3].

Il est possible d'envisager plusieurs configurations pour un radar si nous considérons l'émission et la réception :

- Une antenne en émission et une antenne en réception dans le cas SISO,
- Une antenne en émission et plusieurs antennes en réception dans le cas SIMO,
- Plusieurs antennes en émission et une antenne en réception dans le cas MISO

Le principe MIMO est basé sur l'utilisation de plusieurs antennes (t_i) en émission et de plusieurs antennes (r_j) en réception afin d'améliorer le RSB ou le débit du système de télécommunications.

Nous pouvons distinguer trois avantages liés à la technique MIMO :

- **La diversité spatiale**

Les antennes d'émission envoient simultanément un même message et les signaux à la réception sont sommés de façon cohérente. Dans ce cas, l'efficacité de la technique MIMO est liée à la décorrélation des sous-canaux (ij) (un sous-canal (ij) correspond à la liaison entre les antennes (t_i) et (r_j)). Dans ce cas, le RSB est amélioré par le gain de diversité ;

- **Le multiplexage spatial**

Un message est découpé en sous-messages qui sont alors transmis simultanément par chaque antenne d'émission. À la réception, les sous-messages reçus sont analysés pour retrouver le message d'origine. Ici aussi, l'efficacité de la technique dépend de la décorrélation des canaux (ij). Dans ce cas, le débit est amélioré par le gain de multiplexage ;

- **Le beamforming**

Les réseaux d'antennes en émission et en réception permettent de contrôler la direction d'un faisceau à l'émission ou à la réception. Cette formation de faisceau permet alors de privilégier certaines directions de propagation et de pouvoir étendre une couverture radio ou de limiter les interférences entre canaux.

Cependant, ces définitions seules ne suffisent pas à caractériser le radar MIMO. En effet, les systèmes multi-sites [4], peuvent aussi être qualifiés de radar MIMO. Une condition supplémentaire est alors nécessaire afin de différencier le radar MIMO du radar multi-site : chaque antenne d'émission envoie une onde différente et observe la même région d'intérêt. De plus, tous les signaux reçus par les différentes antennes en réception doivent être traités simultanément [5].

Chaque antenne en réception reçoit donc tous les signaux émis par les antennes d'émission comme l'indique la figure 2.01. Dans un premier temps, un traitement après chaque antenne est effectué à l'aide de filtres adaptés afin de séparer les différents signaux reçus (séparation MIMO). Ensuite, lorsque l'ensemble des signaux reçus sont dissociés, des techniques spécifiques au traitement radar sont appliquées afin de produire l'image radar. La chaîne de traitement du radar MIMO dans sa globalité est décrite sur la figure 2.01. En fonction de la configuration choisie (nombre d'antennes, application d'un codage à la transmission), cette chaîne de traitement est plus ou moins complexe.

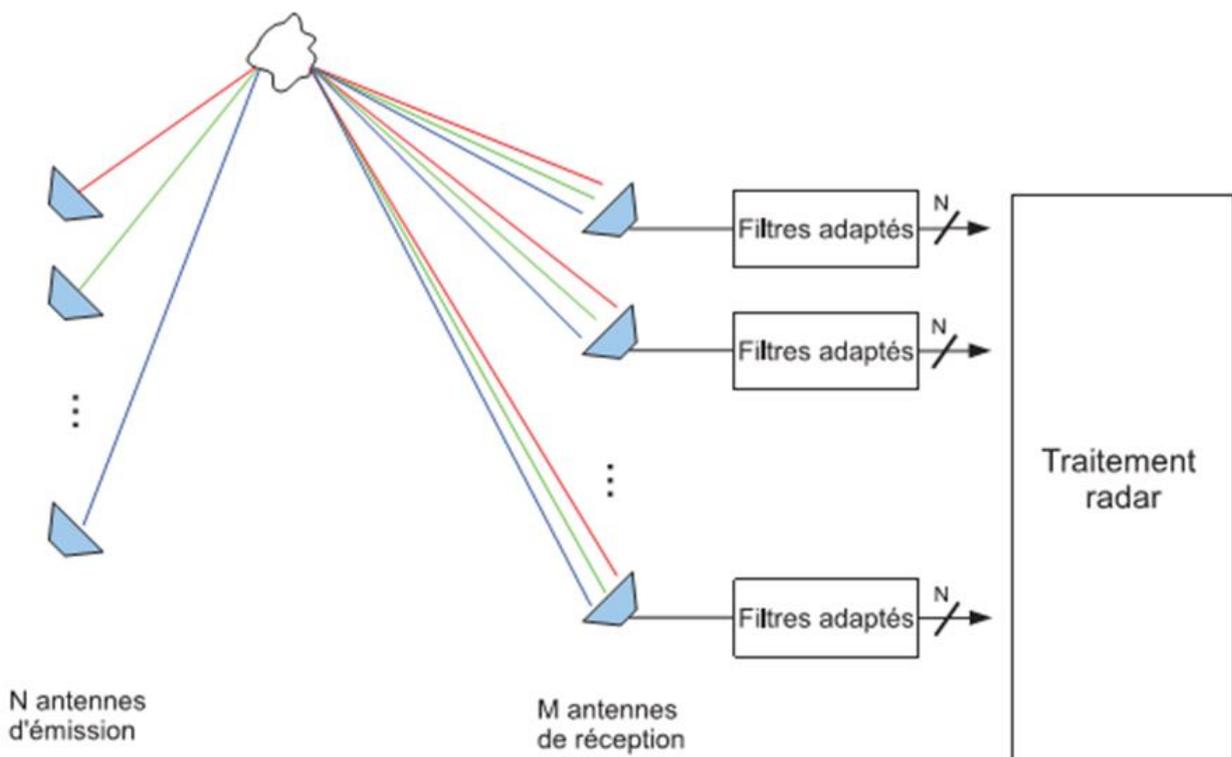


Figure 2.0 1 : Chaîne de traitement du radar MIMO.

2.2.2 Les types de MIMO Radar

2.2.2.1 Radar MIMO statistique (S-MIMO)

Le radar MIMO statistique est un radar MIMO dont la configuration des antennes satisfait des contraintes particulières à savoir que les antennes en émission sont éloignées les unes des autres par une distance minimale d_{\min} et déterminée par [6] :

$$d_{\min} = \frac{\lambda R}{D} \quad (2.01)$$

Où λ est la longueur d'onde utilisée en émission,

R est la distance parcourue par l'onde entre l'émetteur et la cible et

D est la dimension de la cible.

Les antennes d'émission et de réception ne sont pas obligatoirement en configuration linéaire.

L'intérêt d'avoir des antennes en émission suffisamment éloignées les unes des autres est d'avoir de la diversité spatiale. En effet, chaque antenne d'émission envoie un signal vers les objets de la région d'intérêt. Chaque objet est donc illuminé à partir de différents points d'émission. Ainsi, chaque antenne de réception peut voir une SER différente associée à chaque antenne d'émission (diversité de SER). Nous pouvons alors parler de SER bi-statique. Finalement, il est possible de dire que chaque trajet existant entre l'émetteur et le récepteur est unique. Si on s'intéresse à la position des antennes de réception, celles-ci sont placées de manière colocalisée ou dispersée suivant l'objectif à atteindre (dans le cas de l'imagerie radar, les antennes de réception sont placées de manière colocalisée et pour la détection et la localisation, ces antennes peuvent être placées de manière dispersée). De plus, pour exploiter pleinement la diversité spatiale, il est possible de prévoir plusieurs signaux en émission associés à chacune de ces antennes. Ainsi, afin de pouvoir exploiter en réception cette diversité spatiale liée à la configuration du S-MIMO, il faut que les signaux émis respectent certaines conditions [7] [8]:

- Les lobes secondaire de l'autocorrélation les plus faibles possibles (voire équivalente à un opérateur de Dirac dans un cas idéal),
- Faible inter-corrélation (voire nulle dans un cas idéal).

a. *Modèle du signal radar S-MIMO*

Afin de définir les conditions de décorrélation entre les canaux (distances entre antennes, dimensions de la cible, distance de visualisation), nous définissons le vecteur des signaux reçus

$S(t) = [S_{r_1}(t) S_{r_2}(t) \dots S_{r_j}(t) \dots S_{r_M}(t)]^T$ sur les M antennes de réception avec [9] :

$$S_r(t) = HS_e(t - \tau) + n(t) \quad (2.02)$$

Où $S_e(t) = [S_{e_1}(t) S_{e_2}(t) \dots S_{e_i}(t) \dots S_{e_N}(t)]^T$ est le vecteur des signaux envoyés par les différentes antennes d'émission, N est le nombre d'antennes en émission et n(t) est un bruit. La matrice H décrit le canal de transmission entre l'antenne m de réception et les N antennes d'émission. Ce canal de transmission contient l'information sur le déphasage issu des trajets entre les N émetteurs et les M récepteurs ainsi que l'information sur la perte d'énergie du signal lié à la propagation du signal en espace libre.

De plus, pour un point brillant i situé dans la zone d'intérêt et dont la réflectivité est décrite avec $A_i \exp(j\phi_i)$ il est possible d'étendre l'expression de H en considérant les M antennes en réception et en détaillant chaque chemin allant :

- Des N antennes d'émission à un point brillant i de la zone d'intérêt

$$G = [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_{r2,i}} \dots e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_{N,i}}]^T \quad (2.03)$$

Où $d_{ik,i}$ est la distance entre l'antenne d'émission k et le point brillant i .

- Du point brillant i de la zone d'intérêt aux M antennes de réception

$$K = [1, e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_{r2,i}} \dots e^{j\frac{2\pi}{\lambda}d_{rM,i}}]^T \quad (2.04)$$

Où $d_{rl,i}$ est la distance entre le point brillant i et l'antenne de réception l .

On obtient alors la matrice H pour un point brillant i de la zone d'intérêt avec

$$H = KA_i e^{j\phi_i} G^T \quad (2.05)$$

Afin que la configuration S-MIMO apporte un gain en diversité spatiale, il est important que les composantes de la matrice H soient conjointement gaussiennes. Cela revient à dire que les canaux de transmission sont spatialement décorrélés [10].

La figure ci-dessous présente un système radar (S-MIMO) avec :

- deux antennes en émission T_k et T_i situées aux coordonnées (x_{tk}, y_{tk}) et (x_{ti}, y_{ti}) ,
- deux antennes en réception R_l et R_j situées aux coordonnées (x_{rl}, y_{rl}) et (x_{rj}, y_{rj}) .

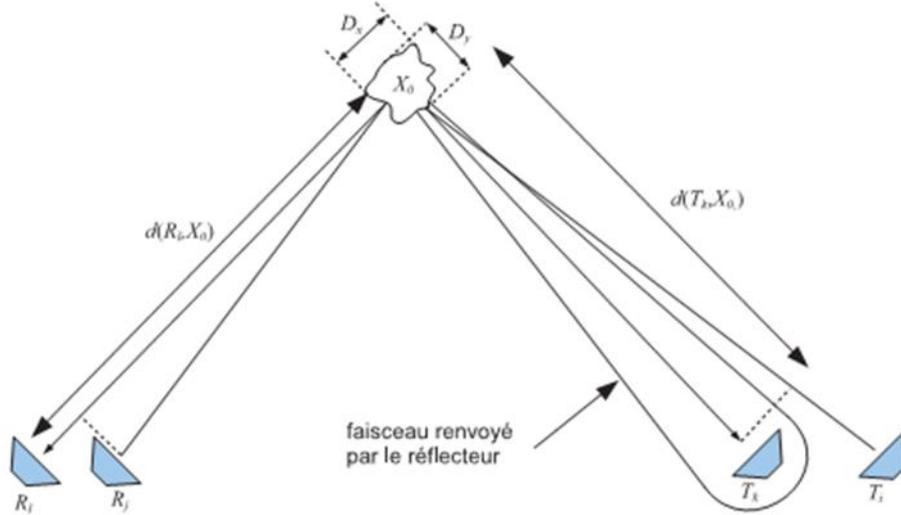


Figure 2.0 2 : Schéma des conditions de décorrélation des différents éléments du canal de transmission.

Les distances émetteur-réflecteur et réflecteur-récepteur sont respectivement définies par $d(T_k, X_0)$ et $d(R_l, X_0)$. Pour que les différents canaux soient de-corrélés, il faut que le faisceau du signal renvoyé par le réflecteur vers les antennes d'émission (respectivement réception) illumine une seule antenne d'émission (respectivement réception). Les conditions de décorrélation sont alors définies par une expression plus détaillée de l'équation :

$$\begin{aligned}
 \left| \frac{x_{tk}}{d(T_k, X_0)} - \frac{x_{ti}}{d(T_i, X_0)} \right| &> \frac{\lambda}{D_x} \\
 \left| \frac{y_{tk}}{d(T_k, X_0)} - \frac{y_{ti}}{d(T_i, X_0)} \right| &> \frac{\lambda}{D_y} \\
 \left| \frac{x_{rl}}{d(R_l, X_0)} - \frac{x_{rj}}{d(R_j, X_0)} \right| &> \frac{\lambda}{D_x} \\
 \left| \frac{y_{rl}}{d(R_l, X_0)} - \frac{y_{rj}}{d(R_j, X_0)} \right| &> \frac{\lambda}{D_y}
 \end{aligned} \tag{2.06}$$

Les conditions décrites par l'équation ci-après indiquent bien que plus les distances sont grandes entre le réflecteur et les antennes d'émission (respectivement de réception), plus il est nécessaire d'avoir des grandes distances entre les antennes d'émission (respectivement de réception).

b. Application du radar S-MIMO

La configuration S-MIMO est utilisée dans de nombreuses applications. Entres autres, nous pouvons indiquer la :

- Détection de réflecteurs. Pour cette application, on considère que les réflecteurs situés dans la région d'intérêt sont immobiles durant tout le temps de l'acquisition du signal. La détection de réflecteurs dans la région d'intérêt consiste alors à appliquer un détecteur optimal (basé, par exemple, sur le critère de Neyman-Person) [9]
- Détection de cibles en mouvement. Pour cette application, les réflecteurs de la région d'intérêt sont mobiles durant l'acquisition radar. Le radar S-MIMO est aussi dans une configuration non-cohérente en réception. Dans ce cas, on applique un estimateur basé sur le test de probabilité de vraisemblance généralisée [10]. Il est alors possible d'estimer le Doppler des réflecteurs se trouvant dans la région d'intérêt.

c. Avantage du radar S-MIMO

Il existe plusieurs avantages liés à l'utilisation du radar S-MIMO. Le choix de positionner les antennes d'émission dans une configuration dispersée permet l'utilisation de la diversité spatiale. En utilisant cette diversité spatiale associée au modèle de distribution de réflecteurs ponctuels sur un objet (région d'intérêt), il est possible d'obtenir une très bonne précision quant à la localisation des différents réflecteurs ponctuels modélisant l'objet à imager [10]. De plus, le fait d'avoir plusieurs points de vue différents de ces différents réflecteurs ponctuels permet d'obtenir une meilleure estimation du Doppler d'un objet en mouvement [11].

Cependant, dans le cas de configuration aéroportée ou satellite, le radar S-MIMO est difficilement applicable. En effet, plus la région d'intérêt est éloignée du système radar, plus la distance minimale nécessaire entre les antennes d'émission augmente. Il est alors nécessaire d'utiliser plusieurs porteurs (satellites ou aéroportés) pour les antennes, ce qui implique une plus grande complexité lors de l'acquisition des données radar (synchronisation des systèmes). Dans ce type de situation, on va alors favoriser une configuration plus simple telle que la configuration colocalisée des antennes d'émission.

2.2.2.2 Radar MIMO colocalisé (C-MIMO)

Le radar MIMO colocalisé (C-MIMO, Coherent MIMO radar) est une autre configuration possible pour le radar MIMO. La différence fondamentale du radar C-MIMO avec le radar S-MIMO réside dans l'emplacement des antennes entre elles (réseau d'émission et réseau de réception). Les antennes d'émission voient une cible ou région d'intérêt sous le même angle de vue et cette cible ou région d'intérêt renvoie les ondes vers les antennes de réception avec les mêmes SER pour chaque réflecteur (ou cible) de la région d'intérêt. Ainsi, la contrainte énoncée pour le radar S-MIMO avec l'équation 2.01 devient, pour le radar C-MIMO, la contrainte sur la distance maximale d_{\max} entre les antennes :

$$d_{\max} \leq \frac{\lambda R}{D} \quad (2.07)$$

Où nous rappelons que

λ est la longueur d'onde utilisée en émission,

R est la distance parcourue par l'onde entre l'émetteur et la cible et

D est la dimension de la cible.

Les antennes de réception seront le plus souvent placées entre elles à une distance de $(\lambda/2)$ afin d'éviter des ambiguïtés en réception [12].

a. Modèle du signal radar C-MIMO

Afin d'exprimer les contraintes liées aux distances entre les antennes d'émission et de réception satisfaisant la configuration d'un radar C-MIMO, nous considérons un système radar C-MIMO composé de N antennes d'émission en réseau linéaire et de M antennes de réception en réseau linéaire. Les antennes d'émission sont séparées entre elles d'une distance d_T et les antennes de réception d'une distance d_R . Les antennes d'émission (de réception) sont assez proches entre elles pour considérer les angles d'émission (de réception) des signaux émis et reçus égaux à θ .

De plus, les N antennes d'émission transmettent chacune différentes formes d'onde

$$\Phi = [\phi_1(t) \phi_2(t) \dots \phi_M(t)]^T \quad (2.08)$$

Ces formes d'ondes présentent une propriété d'orthogonalité si :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \phi_u(t) \phi_v^*(t - \tau) dt = \delta_{uv} \quad \text{pour } \tau \in \mathbb{R} \quad (2.09)$$

Où $(.)^T$ et $(.)^*$ sont respectivement les opérateurs de transposition et de conjugaison. Dans le cas où les formes d'onde ne sont pas orthogonales, elles sont choisies afin d'avoir une corrélation entre $\phi_u(t)$ et $\phi_v(t)$ la plus faible possible.

Le signal $S_{r_j}(t)$ reçu par l'antenne j de réception est alors défini par :

$$S_{r_j}(t) = \sum_{i=1}^N S_{e_i}(t) + S_I(t) + n(t) \quad (2.10)$$

où $S_{e_i}(t)$ est le signal émis par la i^e antenne d'émission correspondant à la forme d'onde $\phi_i(t)$. Le signal $S_I(t)$ représente les différentes interférences possibles telles que les brouilleurs ou les signaux parasites se trouvant sur la même bande de fréquences et $n(t)$ est le bruit.

Pour chaque antenne de réception, les signaux reçus sont séparés à l'aide de filtres adaptés (voir figure 2.01). On récupère alors $N \times M$ signaux en sortie de l'ensemble de ces filtres. De plus, nous considérons que les antennes en émission (en réception) sont alignées ce qui permet de décrire leurs positions avec :

1. $n.d_T$ qui est l'emplacement de la n^e antenne d'émission avec $n = 0, 1, \dots, N - 1$
2. $m.d_R$ est l'emplacement de la m^e antenne de réception avec $m = 0, 1, \dots, M - 1$

Ainsi, en sortie du m^e filtre adapté au n^e signal émis, le signal de sortie $y_{n,m}$ peut s'exprimer par [13] :

$$y_{n,m} = \rho_r \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda} (m d_R \sin \theta + n d_T \sin \theta)\right) \quad (2.11)$$

Où λ est la longueur d'onde liée à la fréquence porteuse et

ρ_r est l'amplitude du signal émis (on néglige les pertes en propagations ainsi que les gains des antennes).

On remarque, à partir de l'équation ci-dessus, que le terme de phase du signal reçu et filtré dépend de la position de l'antenne d'émission et de l'antenne de réception. L'ensemble des signaux reçus

en sortie des filtres adaptés peuvent alors être vus comme des signaux reçus par un réseau possédant $N \times M$ antennes en réception et positionnées aux distances

$$d_k = nd_T + md_R \quad (2.12)$$

Avec $k = 0, 1, \dots, (M \times N) - 1$. Ce réseau équivalent est alors appelé antenne virtuelle [14].

Toutefois, il est nécessaire de respecter certaines contraintes entre les positions des antennes d'émission et des antennes de réception. En effet, il est possible de réécrire l'équation (3.17) en faisant apparaître une relation entre les distances d_T et d_R :

$$i = n_T = n_R \quad (2.13)$$

où $\gamma = d_T / d_R$

En choisissant $\gamma = M$, le terme $(m + \gamma n)$ devient égal à $0, 1, \dots, (M \times N) - 1$ pour des valeurs de m et n respectivement égales à $0, 1, \dots, (M - 1)$ et $0, 1, \dots, (N - 1)$.

On obtient une antenne virtuelle ayant $M \times N$ éléments et les antennes élémentaires du réseau sont espacées uniformément de la distance d_R . Il est alors possible d'obtenir $M \times N$ degrés de liberté à partir de $(M \times N)$ antennes. Si on considère la configuration montrée par la figure 2.03 composée de 3 antennes en émission espacées d'une distance d_T et de 4 antennes en réception espacées d'une distance d_R , il est possible d'obtenir une antenne virtuelle dont les antennes sont espacées de la distance d_R . La longueur totale de l'antenne virtuelle étant égale à $3 \times d_T$.

Le choix de $\gamma = M$ permet d'avoir l'antenne virtuelle la plus longue possible, avec un espacement constant entre les antennes. Toutefois, il est aussi possible de choisir un γ différent de M . Dans ce cas, on se place dans une configuration différente où certains éléments de l'antenne virtuelle peuvent se superposer les uns sur les autres comme montré sur la figure 2.03. Dans cette configuration composée toujours de 3 antennes d'émission espacées de la distance d_T et de 4 antennes de réception espacées de d_R . Le rapport γ étant inférieur à 4, les antennes composant l'antenne virtuelle se chevauchent. Une valeur particulière pour γ est lorsque $\gamma = 1$. Cette configuration permet alors de faire de la formation de faisceaux. Cependant, elle n'apporte aucune amélioration en termes de résolution ou de localisation.

b. Application du radar C-MIMO

Une des applications est celle qui est liée à l'imagerie radar de type SAR [15] [16] :

- Réduction des lobes secondaires. Actuellement, certaines méthodes permettent de réduire le niveau des lobes secondaires à -50 dB du lobe principal en exploitant la configuration C-MIMO associée à des algorithmes de type cycliques.
- Imagerie des zones urbaines. La configuration C-MIMO utilisée pour le traitement SAR peut aussi être utilisée afin d'imager les zones urbaines et ainsi collecter des informations sur la densité urbaine. Une meilleure sensibilité ainsi qu'une meilleure résolution en milieu urbain.
- Détection de cible en mouvement. En couplant la configuration C-MIMO SAR avec des formes d'ondes adaptées et en utilisant des algorithmes de détection de cibles mobiles, il est possible de localiser ces cibles et d'obtenir leur vitesse de déplacement dans une région d'intérêt imagée par le capteur C-MIMO SAR.

La configuration du radar C-MIMO est performante en termes de localisation et de résolution grâce à la proximité des antennes d'émission et de réception (création d'un réseau virtuel de grande dimension) :

- La localisation. De nombreuses méthodes de localisation sont appliquées dans le contexte du radar C-MIMO. Détermination des angles d'arrivée (AOA, angle of arrival) et les temps d'arrivée (TOA, time of arrival) des différents échos provenant de la région d'intérêt ; [17]
- Le STAP, space time adaptive processing. Cette méthode de traitement du signal associée à un radar C-MIMO permet d'augmenter les performances de détection dans le cas d'un faible RSB. Nous pouvons noter que la méthode STAP associée à une configuration MIMO permet d'obtenir des super-résolutions [18] ;

c. Avantage du radar C-MIMO

Le radar C-MIMO est intéressant en termes de localisation et d'identification des points constituant une zone d'intérêt. Cet avantage est lié à l'exploitation de la cohérence des signaux reçus. De plus, la multiplicité des signaux en émission permet d'améliorer la résolution angulaire du système d'imagerie radar [19]. On peut aussi remarquer une amélioration de l'identification des paramètres des réflecteurs.

Dans le cas de l'imagerie aéroportée et satellitaire, le radar C-MIMO est plus facile à déployer et à mettre en œuvre que le radar S-MIMO puisque les différentes antennes sont situées sur un seul porteur.

L'application du concept MIMO dans le système radar permet la construction d'un réseau virtuel plus grand que le réseau du système traditionnel. Cette envergure importante du réseau virtuel permet d'augmenter considérablement les performances en termes de détection pour le radar statistique et en termes de localisation pour le radar cohérent.

2.3 Ouverture virtuelle MIMO radar

La description du canal MIMO Radar est introduite de ce paragraphe et les aspects sur le réseau virtuel MIMO. Pour l'analyse discutée dans cette section, on suppose que les formes d'onde transmises par chaque antenne d'émission sont indépendantes.

2.3.1 Canal MIMO

Entre l'émetteur et le récepteur se trouve le canal. Dans un certain sens, le rôle du traitement radar est d'estimer et d'interpréter ce canal. Sans perte de généralité, un signal en bande de base échantillonné peut être considéré. La matrice $n_R \times n_S$ de données reçues Z est donnée par :

$$Z = \sum_{\delta} H_{\delta} S_{\delta} + N_T \quad (2.14)$$

Avec :

N_T : contient la somme du bruit et des interférences externes

H_{δ} : matrice du canal MIMO

S_{δ} : signal émis à travers le canal MIMO

La sommation dans l'équation ci-dessus est sur les retards δ , qui correspondent aux cellules de distance différentes.

Si la région éclairée contenait un seul diffuseur simple dans le champ lointain au retard δ , puis les matrices de canal à tous les retards seraient égales à zéro à l'exception de H_{δ} , qui aurait la structure :

$$(H_{\delta})_{n,m} \propto e^{iku(y_{n_R} + x_{n_T})} \quad (2.15)$$

Dont ku : vecteur d'onde

x_{n_T} , y_{n_R} : vecteurs d'emplacements physiques des centres de phase pour l'émetteur et le récepteur, respectivement.

L'argument de l'exponentielle reflète les longueurs de trajet différentielles entre les centres de phase de l'émetteur et du récepteur, étant donné un objectif de champ lointain dans la direction u .

A titre d'exemple, si à la fois le réseau émetteur et réseau récepteur ont respectivement trois antennes, avec la séparation de l'antenne d , situé le long d'une ligne à $\{-d, 0, d\}$ dans la direction μ , alors la matrice de canal est donnée par :

$$H_s \alpha \begin{pmatrix} e^{i\eta 2d} & e^{i\eta d} & e^{i\eta 0} \\ e^{i\eta d} & e^{i\eta 0} & e^{-i\eta d} \\ e^{i\eta 0} & e^{-i\eta d} & e^{-i\eta 2d} \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

Où

$$- \eta = ku \cdot \frac{\mu}{\|\mu\|}$$

- μ : direction du réseau d'antennes

La structure de la matrice du canal dans l'équation ci-dessus illustre deux concepts importants :

- Les plus grands décalages de phase $e^{i\eta 2d}$ et $e^{-i\eta 2d}$ sont plus grands que ceux créés par le réseau réel (ce qui est la motivation pour le concept de réseau virtuel MIMO ; dans ce cas, le réseau virtuel a cinq matrices d'emplacements virtuels : $(-2d, -d, 0, d, 2d)$)
- Une partie des entrées est surreprésentée. Pour les matrices réelles particulières utilisées dans cet exemple, les entrées dans la matrice de canal de Hankel sont répétées. Cela motive l'exploration de véritables réseaux dispersés pour réduire au minimum le nombre de mesures de phase répétées.

2.3.2 Réseau virtuel MIMO : Résolution et lobes secondaires

Compte tenu de l'argument de l'exponentielle dans l'équation. (2.15), on peut voir que le MIMO radar semble avoir des centres de phase situés aux emplacements virtuels $\{y_{n_R} + x_{n_T}\}$. Par équivalence, les centres de phase du réseau virtuel MIMO peuvent être construits par convolution des emplacements réels des émetteurs avec ceux des récepteurs.

La discussion sur les performances des lobes secondaires du MIMO radar est compliquée selon les différences dans les besoins des utilisateurs. Il n'y a pas de critère d'optimisation unique. Dans les radars traditionnels, les lobes secondaires sont généralement contrôlés en appliquant des conicités

aux éléments d'antenne. Les conicités sélectionnées dépendent de l'application. Pour faire une comparaison entre les performances des réseaux traditionnels et les réseaux MIMO, les limites sont présentées sur la longueur de l'ouverture maximum contigüe du réseau virtuel MIMO. En conséquence, la performance est au moins aussi bonne que l'équivalent d'un réseau réel réalisé, en supposant le même SNR intégré.

Les limites d'ouverture sont considérées comme des réseaux virtuels MIMO pour deux conditions différentes. En vertu de la première condition, les centres de phase de l'émetteur et du récepteur sont contraints d'occuper les mêmes endroits, notée ici comme le cas monostatique. Dans la seconde condition, la contrainte est relâchée de telle sorte que les centres de phase de l'émetteur et du récepteur ne sont pas nécessairement les mêmes. Cette liberté supplémentaire permet la construction de réseaux virtuels MIMO avec des caractéristiques de performance supérieures.

Par souci de l'analyse qui suit, il est supposé que les réseaux physiques dispersés sont construits en sélectionnant des centres de phase à partir d'un réseau à une dimension avec un espacement critique (demi – longueur d'onde pour les antennes omnidirectionnelles). La longueur du plus grand sous - réseau contigu (en termes de sites du réseau) de la matrice virtuelle MIMO est calculée en termes de nombre de centres de phase dans le réseau physique. Si le traitement du signal est limité à ce sous-réseau contigu, la conicité classique peut être appliquée. Ce type de construction augmente sensiblement l'ouverture effective et garantit les niveaux des lobes secondaires. En principe, la conception conjointe des réseaux MIMO et des formes d'onde pourrait conduire à une meilleure performance.

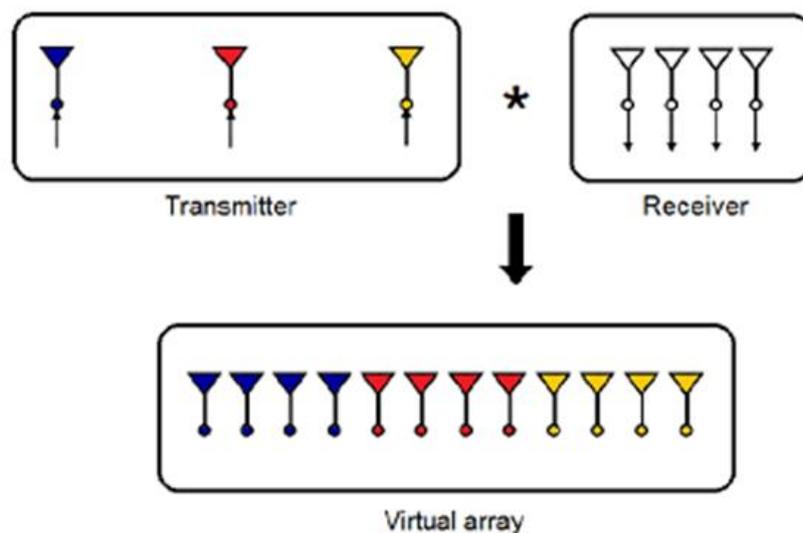


Figure 2.0 3 : Illustration du réseau MIMO virtuel par produit de convolution.

2.3.2.1 Longueur du réseau virtuel monostatique contigu

On suppose que les antennes d'émission et de réception occupent les mêmes centres de phase. Un réseau uniforme, linéaire, échantillonné de façon critique à $i = n_T = n_R$ éléments est utilisé comme référence. Dans ce réseau, les éléments sont séparés par d'une demi – longueur d'onde ($0,5\lambda$ ou $\lambda/2$). Dans l'exemple donné dans l'équation 2.16, un réseau uniforme rempli à trois éléments a été utilisé par l'émetteur et le récepteur. Ce réseau d'antennes peut être représenté en utilisant la notation $\{1\ 1\ 1\}$, où chaque entrée correspond au nombre d'antennes à un emplacement particulier sur le réseau linéaire à $\lambda/2$. En utilisant ce réseau, le réseau virtuel MIMO correspondant, qui est construit en calculant le produit de convolution des positions du réseau d'antennes réelles, est donné par $\{1\ 2\ 3\ 2\ 1\}$. Il y a deux implications intéressantes à noter :

- L'ouverture du réseau MIMO est beaucoup plus grande, avec une longueur $2i-1$
- La plupart des emplacements d'antennes virtuelles sont surreprésenté Par conséquent, en utilisant une distribution dispersée d'éléments dans le réseau traditionnel, un réseau MIMO, avec une ouverture plus grande, peut être construit [20] [21].

A titre d'exemple, en utilisant le réseau dispersé qui suit $\{1\ 1\ 0\ 1\ 1\}$ pour l'émission et la réception, le réseau MIMO virtuel suivant peut être construit :

$$\{1\ 2\ 1\ 2\ 4\ 2\ 1\ 2\ 1\}$$

Voici un réseau dispersé à quatre éléments, utilisé pour produire un réseau rempli d'ouverture 9 plutôt que l'ouverture de 7 attendu pour un réseau réel rempli. De même, les six (06) éléments du réseau dispersé $\{1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\}$ correspondent au réseau virtuel MIMO :

$$\{1\ 2\ 1\ 2\ 2\ 2\ 3\ 2\ 6\ 2\ 3\ 2\ 2\ 2\ 1\ 2\ 1\}$$

qui a une longueur de 17 au lieu de 11.

Aux fins de cette limite, l'objectif est d'optimiser le réseau réel de sorte que le réseau virtuel MIMO a une très longue région contiguë non nulle. Parce que le réseau virtuel est construit à partir de la matrice du canal, une limite sur la longueur maximale du réseau virtuel peut être trouvée. Par construction, les mêmes emplacements sont utilisés pour les émetteurs et les récepteurs. Une conséquence de ceci est que la matrice du canal est symétrique, limitant ainsi le nombre d'éléments de réseau virtuel disponibles. La longueur d'ouverture maximale sous cette contrainte est :

$$l \leq \frac{i(i+1)}{2} \quad (2.17)$$

i : nombre d'éléments de chaque réseau

En général, il se peut que la création un réseau qui permet d'atteindre cette limite ne soit pas possible. A l'inverse, une limite inférieure de l'ouverture contiguë peut être calculée à l'aide d'une construction spécifique. La construction suivante peut être employée pour construire de véritables réseaux qui ont des réseaux virtuels MIMO correspondants avec des régions contiguës non nulles très longues.

$$\{111 \dots 1 \ 00 \dots 01 \ 00 \dots 01 \dots 00 \dots 01\}$$

Il est formé par q uns, suivis par $q-1$ zéros et de 1 un, suivi par $q-1$ zéros et de 1 un, et ainsi de suite. Le nombre de répétitions, noté m de la séquence $00 \dots 01$ est un paramètre libre qui peut être optimisé. Le nombre total d'antennes i est donné par la somme des q antennes originales plus les m antennes des m copies des séquences $00\dots 01$: $i = q + m$.

La longueur totale de région non nulle contiguë pour le réseau virtuel MIMO est donnée par :

$$l = q + mq + q - 1 = 2q + (i - q)q - 1$$

En maximisant la longueur tout en respectant le paramètre k , la longueur optimale est :

$$l \geq \frac{i^2}{4} + i \quad i \text{ Paire}$$

Ou

$$l \geq \frac{i^2 - 1}{4} + i \quad i \text{ Impaire}$$

Cette limite est valide pour des valeurs $i \geq 2$

Construit comme ci-dessus, une ouverture physique à i éléments, peu échantillonnée peut être utilisée pour créer un réseau virtuel MIMO qui fournit des lobes latéraux à des niveaux équivalents ou meilleurs ainsi qu'une ouverture effective beaucoup plus grande que ne le réalise un réseau échantillonné à i éléments.

2.3.2.2 Longueur du réseau virtuel contigu avec des positions d'émetteur et récepteurs indépendantes

La longueur du réseau virtuel contigu est délimitée au – dessus par le nombre d'éléments contenus dans la matrice de canal $n_T \times n_R$. Ceci est une limite atteignable en utilisant la construction suivante.

A titre d'exemple, un radar MIMO 4 x 4 est considéré.

Si le réseau de réception est rempli, donnée par $\{1\ 1\ 1\ 1\}$ et le réseau de transmission est dispersé avec des antennes espacées de la longueur du réseau de réception, donné par $\{1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\}$, alors le réseau virtuel MIMO est donné par le réseau à 16 éléments virtuels :

$$\{1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1\}$$

Pour comparaison, si $i = n_T = n_R$, l'ouverture virtuelle est i fois plus grande que celle d'un système traditionnel avec n antennes. Celle – ci est bien meilleure que la limite atteinte lorsqu'une contrainte d'emplacement commun d'antennes d'émission et de réception est appliquée, et par conséquent aussi la topologie MIMO radar choisie pour plusieurs applications du MIMO radar.

2.4 Performance d'un Système MIMO Radar

En raison de la diversité de forme d'onde appliquée, le MIMO radar offre des performances accrues dans divers champs d'application [22].

- **Meilleure résolution**

Pour un système radar, la résolution augmente avec l'ouverture de l'antenne. Pour le cas du MIMO radar, le concept de réseaux virtuels nous permet de concevoir un réseau virtuel rempli, de taille plus grande que celle d'un réseau virtuel dispersé. Ainsi, le système MIMO radar peut avoir une plus grande ouverture effective, d'où une meilleure résolution.

- **Identification de paramètre**

L'identification de paramètre d'un système radar se réfère au nombre maximum de cibles que le radar peut identifier séparément. La diversité de forme d'onde en MIMO radar augmente l'identification de paramètre.

- **Synthèse du faisceau d'émission**

Le diagramme de rayonnement de chaque élément émetteur d'un système MIMO radar cohérent est souvent omnidirectionnel. La diversité en forme d'onde empêche les systèmes MIMO radar 59 d'être plus directifs par rapport à un réseau déphasé. Malgré ce défaut, il est

encore possible de générer un faisceau dans une forme voulue en utilisant de signaux différents à chaque élément émetteur.

2.5 Détection en MIMO RADAR

Les fonctions de base du radar sont la détection, l'estimation des paramètres et le suivi. Le plus fondamental parmi ces fonctions est la détection.

La détection est le processus consistant à déterminer si le signal reçu est un écho qui revient d'une cible souhaitée ou qui ne comporte qu'un bruit. Le succès du processus de détection est directement lié à SNR au récepteur et à la capacité du radar à séparer les échos cibles désirés des signaux réfléchis indésirables. Ainsi, diverses techniques sont développées pour maximiser le SNR à la sortie du récepteur et pour augmenter la capacité du radar à séparer les cibles des échos indésirables et des interférences. Après le processus de détection s'il s'avère qu'une cible existe réellement, plusieurs paramètres de la cible comme la portée, de la vitesse et de l'angle d'arrivée devraient être estimés à partir du signal reçu.

Le choix de la forme d'onde de transmission radar est un facteur majeur de la résolution de ces paramètres. Après la localisation d'une cible, le radar peut fournir la trajectoire d'une cible et la suivre en prédisant où elle sera à l'avenir en observant la cible dans le temps et en utilisant des filtres dédiés. Certains types de radar peuvent effectuer des tâches plus spécialisées en plus de ces fonctions de base [23].

2.6 Conclusion

Dans le but de l'amélioration du débit et du RSB, la technologie MIMO est largement utilisée dans le domaine des communications numériques. Ainsi implémenter dans le système Radar, deux grandes variantes se sont émergées : MIMO Radar Cohérent et MIMO Radar Statique. Une vue en détail de ces deux variantes a été donnée mentionnant l'ouverture virtuelle, canal MIMO ainsi que ses performances et enfin le principe de détection en MIMO Radar a été expliqué.

CHAPITRE 3

IMPLEMENTATION DU CODAGE STC ET SIMULATION

Dans les chapitres précédents, un bref aperçu de la littérature MIMO RADAR est présenté. D'autre part, dans ce chapitre, le traitement cohérent MIMO Radar et ensuite intégré avec Space Time Coding (STC) est expliqué en détail.

Pour étudier le problème de la détection dans le MIMO cohérent jusqu'à présent, les signaux transmis par le radar MIMO sont supposés orthogonaux.

3.1 Cohérent MIMO Radar

Un exemple de déploiement de réseaux linéaires d'antennes radar MIMO cohérent est illustré à la figure 3.01.

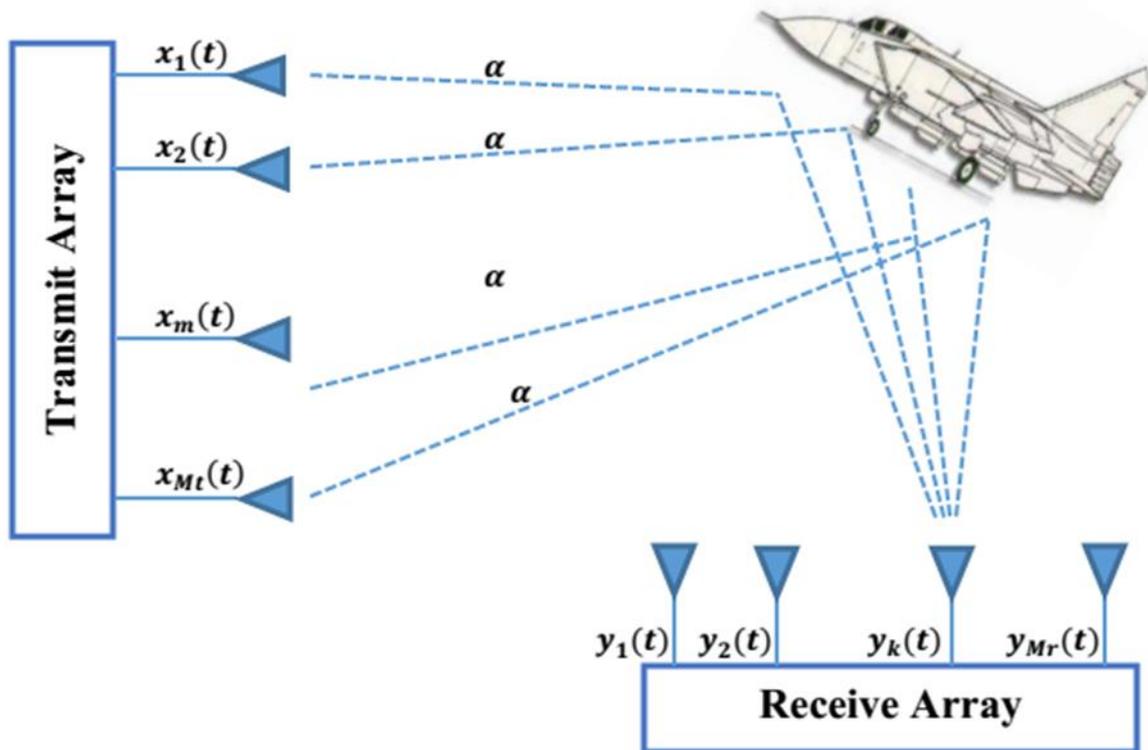


Figure 3.0 1 : Configuration MIMO Radar Cohérent.

Considérons un système MIMO radar cohérent doté d'un réseau d'émission et de réception composé respectivement d'éléments M_t et M_r .

Soit $\sqrt{E_t/M_t}x_m(t)$ le signal de bande de base transmis par la m-ième antenne d'émission.

Supposons qu'une cible complexe stationnaire soit située à $X_0 = (x_0, y_0)$ avec la direction des réseaux d'émission et de réception de la cible donnés respectivement par θ et θ' .

Le signal $x_m^t(t)$ à l'emplacement cible peut être écrit comme :

$$x_m^t(t) = \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} x_m(t - \tau_{tm}(x_0, y_0)), \quad m = 1, \dots, M_t \quad (3.01)$$

Où $\tau_{tm}(x_0, y_0)$ représente le délai entre la cible et la m-ième antenne d'émission. Si les signaux émis sont à bande étroite, la somme de tous les signaux transmis à l'emplacement cible peut être représentée par :

$$\begin{aligned} x^t(t) &= \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} \sum_{m=1}^{M_t} x_m^t(t - \tau_{tm}(x_0, y_0)) \\ &= \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} \sum_{m=1}^{M_t} e^{-j2\pi f_0 \tau_{tm}(\theta)} x_m(t - \tau_t) \end{aligned} \quad (3.02)$$

Où f_0 est la fréquence porteuse du radar et τ_t représente le temps de retard commun à tous les éléments de transmission et τ_{tm} représente le délai entre la cible et la m-ième antenne d'émission.

En définissant le $M_t \times 1$ vecteur de direction de transmission $\alpha(\theta)$ et le vecteur du signal transmis $x(t)$ comme suit:

$$\alpha(\theta) = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_0 \tau_{t1}(\theta)} \\ e^{j2\pi f_0 \tau_{t2}(\theta)} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_0 \tau_{tM_t}(\theta)} \end{bmatrix} \quad x(t - \tau_t) = \begin{bmatrix} x_1(t - \tau_t) \\ x_2(t - \tau_t) \\ \vdots \\ x_{M_t}(t - \tau_t) \end{bmatrix} \quad (3.03)$$

Alors $x^t(t)$ peut être écrit sous la forme vectorielle comme suit:

$$x^t(t) = \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} \alpha^H(\theta) x(t - \tau_t) \quad (3.04)$$

Où $y_k(t)$ indique que le signal en bande de base reçu par la k-ième antenne de réception peut être écrit comme suit:

$$y_k(t) = \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} \alpha_k x^i(t - \tau_{rk}(x_0, y_0)) + W_k(t), \quad m = 1, \dots, M_r \quad (3.05)$$

Où $\tau_{rk}(x_0, y_0)$ représente le délai entre la cible et la k-ième antenne de réception et $W_k(t)$ est un processus aléatoire complexe à zéro qui représentent le bruit du récepteur et d'autres perturbations.

Lorsque α_k est une constante complexe qui est proportionnelle au RCS vu par la k-ième antenne de réception. Comme les éléments d'antenne dans les réseaux d'émission et de réception sont étroitement espacés $\alpha_k = \alpha$ et $\tau_{rk}(x_0, y_0) = \tau_r$.

Alors, $y_k(t)$ peut être réécrit :

$$y_k(t) = \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} \alpha e^{-j2\pi f_0 \tilde{\tau}_{r1}(\theta)} \alpha^H(\theta) x(t - \tau_{rm}(x_0, y_0)) + I(t) \quad (3.06)$$

Ensuite, les signaux transmis peuvent être écrits sous la forme vectorielle comme suit :

$$y(t) = \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} \alpha b^*(\theta') \alpha^H(\theta) x(t - \tau) + I(t) \quad (3.07)$$

Où $M_r \times 1$ a reçu le vecteur de signal $y(t)$, le vecteur de direction $b(\theta')$ et le vecteur d'interférence $I(t)$ est défini comme

$$b(\theta') = \begin{bmatrix} e^{j2\pi f_0 \tilde{\tau}_{r1}(\theta')} \\ e^{j2\pi f_0 \tilde{\tau}_{r2}(\theta')} \\ \vdots \\ e^{j2\pi f_0 \tilde{\tau}_{rM_r}(\theta')} \end{bmatrix}, \quad y(t) = \begin{bmatrix} y_1(t) \\ y_2(t) \\ \vdots \\ x_{M_r}(t) \end{bmatrix}, \quad I(t) = \begin{bmatrix} I_1(t) \\ I_2(t) \\ \vdots \\ I_{M_r}(t) \end{bmatrix}$$

Si la matrice canal H de $M_t \times M_r$ est définie comme

$$H = \alpha b^*(\theta') \alpha^H(\theta) \quad (3.08)$$

Alors, le signal reçu peut s'écrire

$$y(t) = \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} H x(t - \tau) + I(t) \quad (3.09)$$

Si ce signal reçu est transmis à une banque de filtres correspondants dont chacun est adapté à $x_m(t)$ et la sortie correspondante est échantillonnée aux moments τ , alors la sortie de la banque de filtres correspondante peut être écrite dans la forme vectorielle comme suit :

$$\bar{y} = \sqrt{\frac{E_t}{M_t}} \bar{\alpha} + \bar{I} \quad (3.10)$$

Où \bar{y} est un vecteur complexe dont les entrées correspondent à la sortie de chaque filtre adapté à chaque récepteur, \bar{I} est un vecteur de bruit complexe de $M_t M_r \times 1$ et $\bar{\alpha}$ est un vecteur complexe de $M_t M_r \times 1$ défini comme :

$$\bar{\alpha} = [b^*(\theta') \otimes \alpha^*(\theta)] \alpha \quad (3.11)$$

Notez que la distribution de chaque entrée de $\bar{\alpha}$ est égale à la distribution de α puisque les éléments de $b^*(\theta')$ et $\alpha^*(\theta)$ sont sur le cercle de l'unité.

La probabilité de détection (P_d) peut être écrite en termes de SNR et de probabilité de fausse alarme comme suit :

$$P_d = \exp\left(\frac{\ln(P_{fa})}{(SNR)M_r + 1}\right) \quad (3.12)$$

Notons que la probabilité de détection ne dépend pas du nombre d'antennes d'émission mais dépend seulement du nombre d'antennes de réception et SNR.

3.2 Codage temps-espace

Le *codage spatio-temporel* ou *Space-Time Code* (STC) est une technique permettant d'exploiter de multiples antennes du côté de l'émetteur qui permet d'introduire une redondance d'informations différées dans le temps entre les antennes.

Une même information est envoyée via plusieurs antennes et à plusieurs reprises, mais elle est à chaque fois codée d'une façon différente, selon des algorithmes qui permettent d'améliorer la probabilité de pouvoir correctement reconstruire l'information à l'arrivée. Le concept du codage spatio-temporel est illustré par la figure suivante [24].

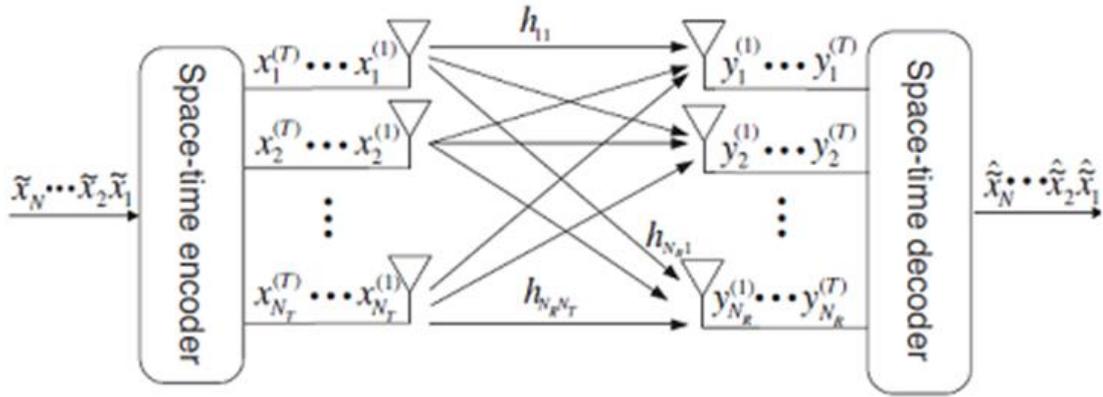


Figure 3.0 2 : Codage spatio-temporel.

Le codage temps-espace est utilisé dans les communications sans fil pour transmettre simultanément un flux de données unique sur plusieurs antennes d'émission à des instants différents. L'objectif de ce codage est d'exploiter les différentes versions reçues de données afin d'améliorer la fiabilité de leur transfert [25]. Les codes temps-espace peuvent être divisés en deux catégories :

- Les codes temps-espace en blocs (STBC)
- Les codes temps-espace en treillis (STTC).

3.2.1 Le code temps-espace en blocs

Le *Codage spatio-temporel par bloc (STBC)* est un codage spatio-temporel où, l'information à émettre est tout d'abord découpée en blocs avant d'être transmis à travers les antennes d'émission et indépendamment des blocs précédents.

Une transmission MIMO STBC est caractérisée par une matrice de codage qui tient compte de la redondance spatiale, temporelle et qui est définie par :

$$X = \begin{pmatrix} x_{11} & x_{12} & \cdots & x_{1p} \\ x_{21} & x_{22} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N_T,1} & x_{N_T,2} & \cdots & x_{N_T,p} \end{pmatrix}; \quad 1 \leq k \leq p; \quad 1 \leq j \leq N_T \quad (3.13)$$

A chaque instant k , le vecteur signal $\{x_{jk}\}_{j=1}^{N_T}$ prenant valeur parmi une combinaison linéaire des n symboles à transmettre est transmis au moyen de N_T antennes. L'orthogonalité de X permet de récupérer correctement les n informations transmises.

$$\begin{aligned}
XX^H &= \begin{pmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1^* & x_2^* \\ -x_2 & x_1 \end{pmatrix} \\
XX^H &= \begin{pmatrix} |x_1|^2 + |x_2|^2 & 0 \\ 0 & |x_1|^2 + |x_2|^2 \end{pmatrix} \\
XX^H &= (|x_1|^2 + |x_2|^2)I_2 \tag{3.14}
\end{aligned}$$

Le code temps-espace en blocs (STBC) est une stratégie de transmission d'un flux de données dans un système MIMO exploitant la diversité spatiale et accroît la fiabilité de transmission. Ce type de codage est divisé en trois approches principales que sont [25] :

- Les codes temps-espace en blocs orthogonaux (Orthogonal Space-Time Block Codes (O-STBC)).
- Les codes temps-espace en blocs non-orthogonaux (Non Orthogonal Space-Time Block Codes (NO-STBC)).
- Les codes temps espace en blocs quasi-orthogonaux (Quasi-orthogonal Space Time Block Codes (Q-STBC)) qui appartiennent à la classe des NO-STBC.

Durant notre étude, nous allons nous focaliser sur celui de l'O-STBC, vue ses capacités et sa faible complexité de mise en œuvre.

Les signaux qui sont codés avec l'O-STBC sont orthogonaux les uns aux autres. Cette orthogonalité réduit dès lors l'interférence entre les différents signaux transmis et améliore la performance du récepteur qui distingue les différents signaux reçus. Les codes (O-STBC) offrent par ailleurs une faible complexité de décodage et ils sont souvent préférés aux codes en treillis présentés ci-après qui sont plus performants mais plus complexes.

Le code d'Alamouti [24] est le premier code O-STBC qui fournit une diversité spatiale maximale sans aucune perte de débit avec deux antennes à l'émission. La matrice du codeur d'Alamouti pour un système MIMO 2×2 est donnée par :

$$X = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

On observe que le rendement du codage Alamouti est exprimée par :

$$R = \frac{2}{2} = 1 \tag{3.16}$$

Les lignes représentent les instants d'émission ($t = 1$) et ($t = 2$) des symboles (dimension temporelle) et les colonnes représentent les antennes Tx_1 et Tx_2 utilisées pour la transmission de données (dimension spatiale).

Pour le cas décrit par Alamouti, deux symboles successifs formant chaque bloc sont transmis à travers un codage spatio-temporel. Les symboles x_1 et x_2 sont émis simultanément et respectivement sur Tx_1 et Tx_2 à l'instant $t = 1$. Ensuite, une combinaison linéaire des symboles à transmettre dont le conjugué et sont également émis simultanément et respectivement sur Tx_1 et Tx_2 à l'instant $t = 2$.

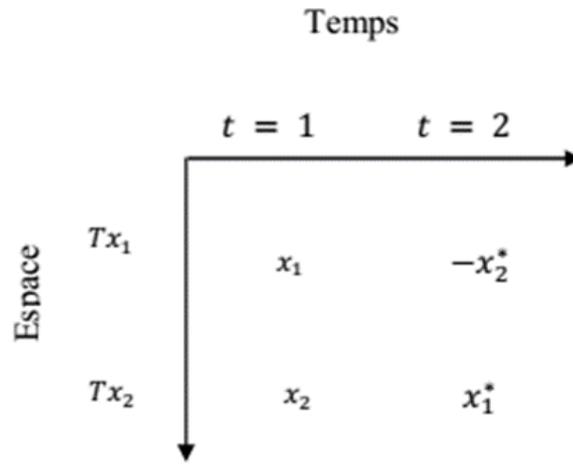


Figure 3.0 3 : Multiplexage par division spatiale à deux antennes d'émission.

Les signaux reçus par le récepteur aux instants $t = 1$ et $t = 2$ sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 & z_2 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + z_1 \quad (3.18)$$

$$y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + z_2$$

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2^* \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} = (|h_1|^2 + |h_2|^2) \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{z}_1 \\ \tilde{z}_2 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

3.2.2 Les codes temps-espace en treillis

Le codage spatio-temporel en treillis ou *Space-Time Treillis Code* (STTC) est un codage espace-temps dont la sortie est en fonction des bits d'entrée et de l'état du codeur.

C'est un codage basé sur le principe du codage convolutionnel où, l'information à émettre est transmise à travers les antennes d'émission et en fonction des blocs d'information précédemment transmis [24].

Les codes temps-espace en treillis (STTC) ont été découverts par Vahid Tarokh et al. Les codes STTC servent simultanément pour le codage de canal et le gain en diversité. Considérons le cas général des STTC en utilisant une modulation $2^n - PSK$ et N_t antenne d'émission. Le codeur STTC comprend un bloc d'entrée de n bits et v blocs mémoires de n bits (2^{nd} états). A chaque instant t , tous les bits d'un bloc sont remplacés par les n bits du bloc précédent. Le bit k du bloc l est associé aux N_t coefficients multiplicatifs $cm_{k,l}^i$ où $i \in \{1, N_t\}$.

Un codeur STTC est ainsi défini par sa matrice génératrice CM comprenant $N_t \times n(v+1)$ coefficients :

$$CM = \begin{bmatrix} cm_{1,1}^1 & \cdots & cm_{n,1}^1 & \cdots & cm_{1,v+1}^1 & \cdots & cm_{n,v+1}^1 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ cm_{1,1}^i & \cdots & cm_{n,1}^i & \cdots & cm_{1,v+1}^i & \cdots & cm_{n,v+1}^i \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ cm_{1,1}^{N_t} & \cdots & cm_{n,1}^{N_t} & \cdots & cm_{1,v+1}^{N_t} & \cdots & cm_{n,v+1}^{N_t} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Les symboles générés en sortie du codeur pour l'antenne i sont donnés par l'équation suivante :

$$x_t^i = \sum_k^n \sum_l^{v+1} b_k^{t-l+1} cm_{k,l}^i \mod 2^n \quad (3.23)$$

L'inconvénient principal de ce type de codage est sa complexité de décodage qui croît de façon exponentielle avec le nombre d'antennes d'émission.

3.3 Détection en RADAR MIMO Cohérent avec les formes d'ondes STC

Dans les problèmes de détection étudiés jusqu'ici, les signaux transmis par le radar MIMO sont supposés orthogonaux et les détecteurs sont développés sans inclure explicitement ces signaux codés dans le temps spatial (STC). Les effets de l'encombrement ou d'autres sources interférentes sur le processus de détection sont également ignorés.

STC, les signaux transmis sont modélisés sous la forme d'un train d'impulsions rectangulaires dont les amplitudes sont modulées par des codes de temps spatial et les détecteurs correspondants sont développés. Avec cette approche, les signaux transmis peuvent être encore optimisés pour une meilleure métrique de performance donnée.

Pour le développement du modèle de signal, on espère que l'espacement entre les éléments d'émission et de réception est suffisamment large pour que les signaux en sortie de chaque filtre adapté dans les récepteurs ne soient pas corrélés.

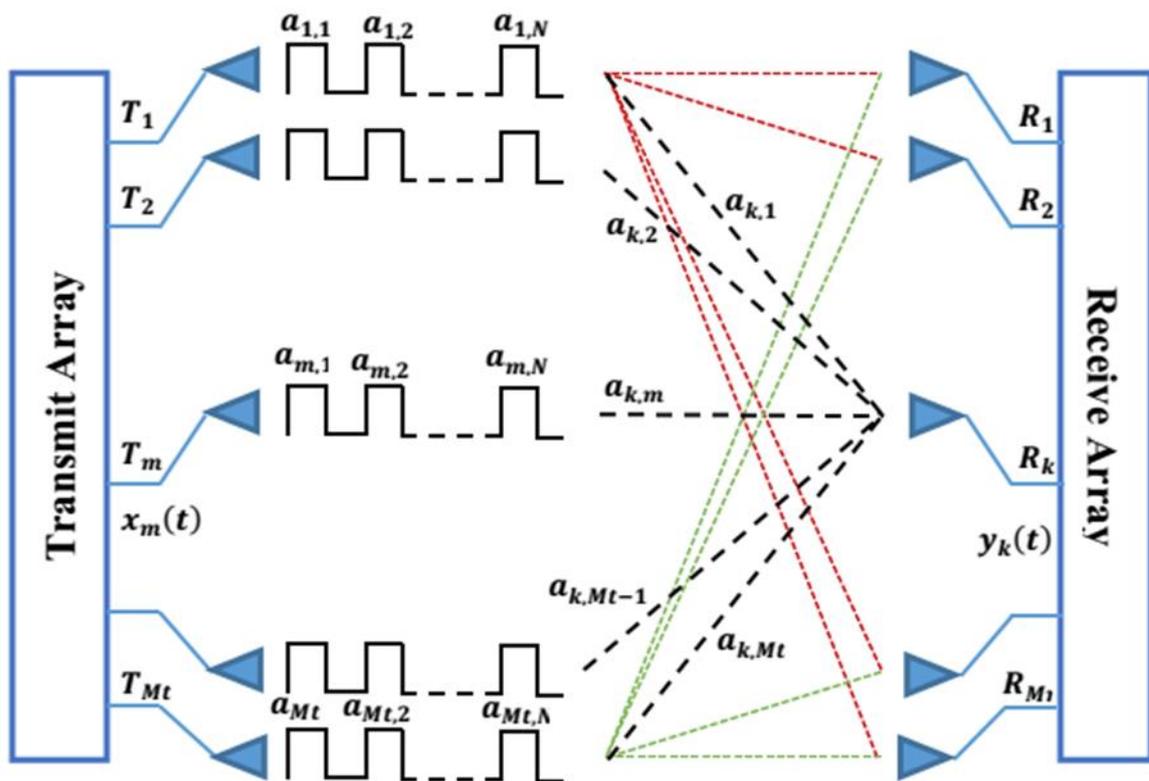


Figure 3.0 4 : Configuration STC MIMO Radar.

Une illustration du système de radar MIMO codé dans le temps spatial décrivant la configuration du système et la forme des signaux transmis est donnée à la figure 3.04.

Considérant un MIMO radar Cohérent avec un système de forme d'ondes STC qui a transmis et un réseau de réception composé respectivement d'éléments M_t et M_r . Le signal reçu est également mis à l'échelle de sorte que le signal reçu total augmente directement proportionnel aux impulsions rectangulaires.

3.3.1 Model de signal émise

Considérons un radar MIMO qui possède un ensemble de réseau transmission M_t et un ensemble de réseau de réception M_r .

Supposons que chaque antenne d'émission envoie un train d'impulsions codé de N impulsions. L'équivalent en bande de base du signal transmis par la m-ième antenne d'émission peut être écrit comme

$$x_m(n) = \sum_{j=1}^N a_{m,j} p(t - (j-1)T_p) \quad m = 1, \dots, M_t \quad (3.24)$$

Dans l'équation 3.24, $p(t)$ représente l'impulsion émise par unité d'énergie et la durée τ_p , T_p représente la période de répétition des impulsions (PRI) et $a_{m,j}$ est un nombre complexe qui représente le code qui module la j-ième impulsion du m-ième élément de transmission en amplitude et en phase.

Supposons qu'il y ait une cible stationnaire dans la région du champ lointain des réseaux.

3.3.2 Model de signal reçue

Le modèle de signal reçue résultant de la configuration STC MIMO Radar résultant peut-être écrit comme suit :

$$y_k(t) = \sqrt{\frac{nE_t}{M_t}} Hx(t - \tau) + I_k(t) \quad (3.25)$$

Où, $\sqrt{\frac{nE_t}{M_t}} Hx(t - \tau)$ représente le signal de bande de base de temps discret transmis par les éléments d'antenne d'émission.

Où $x(t - \tau)$ le signal de message d'entrée avec retard τ , E_t est l'énergie transmise moyenne totale et $I_k(t)$ est le vecteur de bruit.

Pour un MIMO radar cohérent avec des formes d'ondes STC, à partir de la définition de SNR pour le système radar, nous pouvons écrire :

$$(SNR)_{STC} = n * SNR \quad (3.26)$$

Où n est le nombre d'impulsions de transmission codées en espace-temps.

Puis, la probabilité de détection (P_d) peut être écrite en termes de SNR et de probabilité de fausse alarme (P_{fa}) :

$$P_d = \exp\left(\frac{\ln(P_{fa})}{(n * SNR)M_r + 1}\right) \quad (3.27)$$

3.4 Evaluation de la performance du MIMO Radar cohérent sous MATLAB

3.4.1 Introduction

Dans tout le long de ce paragraphe, nous allons nous focaliser sur les résultats de simulation de la probabilité de détection du MIMO Radar Cohérent. Les matériaux et les méthodes nécessaires pour évaluer la probabilité de détection du Radar MIMO cohérent ont été donnés dans le chapitre précédent.

3.4.2 Outils de simulation

Dans notre cas, nous avons choisi MATLAB. MATLAB est un environnement puissant, complet et facile à utiliser destiné au calcul scientifique. Il apporte aux ingénieurs, chercheurs et à tout scientifique un système interactif intégrant calcul numérique et visualisation. C'est un environnement performant, ouvert et programmable qui permet de remarquables gains de productivité et de créativité.

MATLAB est un environnement complet et extensible pour le calcul et la visualisation. Il dispose de plusieurs centaines (voir milliers, selon les versions et les modules optionnels autour du noyau Matlab) de fonctions mathématiques, scientifiques et techniques.

L'approche matricielle de MATLAB permet de traiter les données et de réaliser des calculs numériques et symboliques de façon fiable et rapide. Grâce aux fonctions graphiques de MATLAB, il devient très facile de modifier d'une manière interactive les différents paramètres des graphiques pour les adapter selon nos souhaits. MATLAB comprend aussi un ensemble d'outils spécifiques à des domaines, appelés Toolbox (ou Boîtes à Outils). Indispensables à la plupart des utilisateurs, les

Boîtes à Outils sont des collections de fonctions qui étendent l'environnement MATLAB pour résoudre des catégories spécifiques de problèmes. Les domaines couverts sont très variés et comprennent notamment le traitement du signal, l'automatique, l'étude des antennes, l'identification de systèmes, les réseaux de neurones, la logique floue, le calcul de structure, les statistiques, ... Nous pouvons aussi ajoutés notre propre Toolbox personnel dans MATLAB.

3.4.3 Description

Dans toute la partie simulation, les configurations sont effectuées pour le radar MIMO cohérent avec plusieurs antennes d'émission et de réception pour un rapport signal sur bruit donné et probabilité de fausse alarme $P_{fa} = 10^{-2}$.

Les phases de la simulation peuvent être considérer en trois groupe. Tout d'abord, on va simuler la probabilité de détection en fonction du SNR sans STC. Ensuite, simulé la probabilité de détection en fonction du SNR avec STC. Et enfin, une comparaison sera faite des deux cas.

L'analyse de la probabilité de détection de la cible pour le radar MIMO cohérent est organisée comme suit :

- MIMO Radar Cohérent sans traitement espace-temps (STP) en variant M_t .
- MIMO Radar Cohérent sans traitement espace-temps (STP) en variant M_r .
- MIMO Radar Cohérent avec traitement espace-temps (STP) en variant M_t .
- MIMO Radar Cohérent avec traitement espace-temps (STP) en variant M_r .
- Comparaison de la probabilité de détection du MIMO Radar Cohérent entre avec ou sans traitement espace-temps (STP) en fixant M_t et M_r .

3.4.4 Analyses et interprétations des résultats

3.4.4.1 MIMO Radar Cohérent sans traitement espace-temps (STP) en variant M_t .

Dans ce premier cas, considérons un système MIMO Radar Cohérent possédant un réseau d'émetteur et de récepteur constituer respectivement de M_t et M_r . La probabilité de détection PoD est déterminer par l'équation 3.12. Ici, on va simuler cette équation pour une valeur variée du nombre d'émetteur, M_t ($M_t = 1, M_t = 5, M_t = 9$) et une nombre constante de récepteur, M_r ($M_r = 5$)

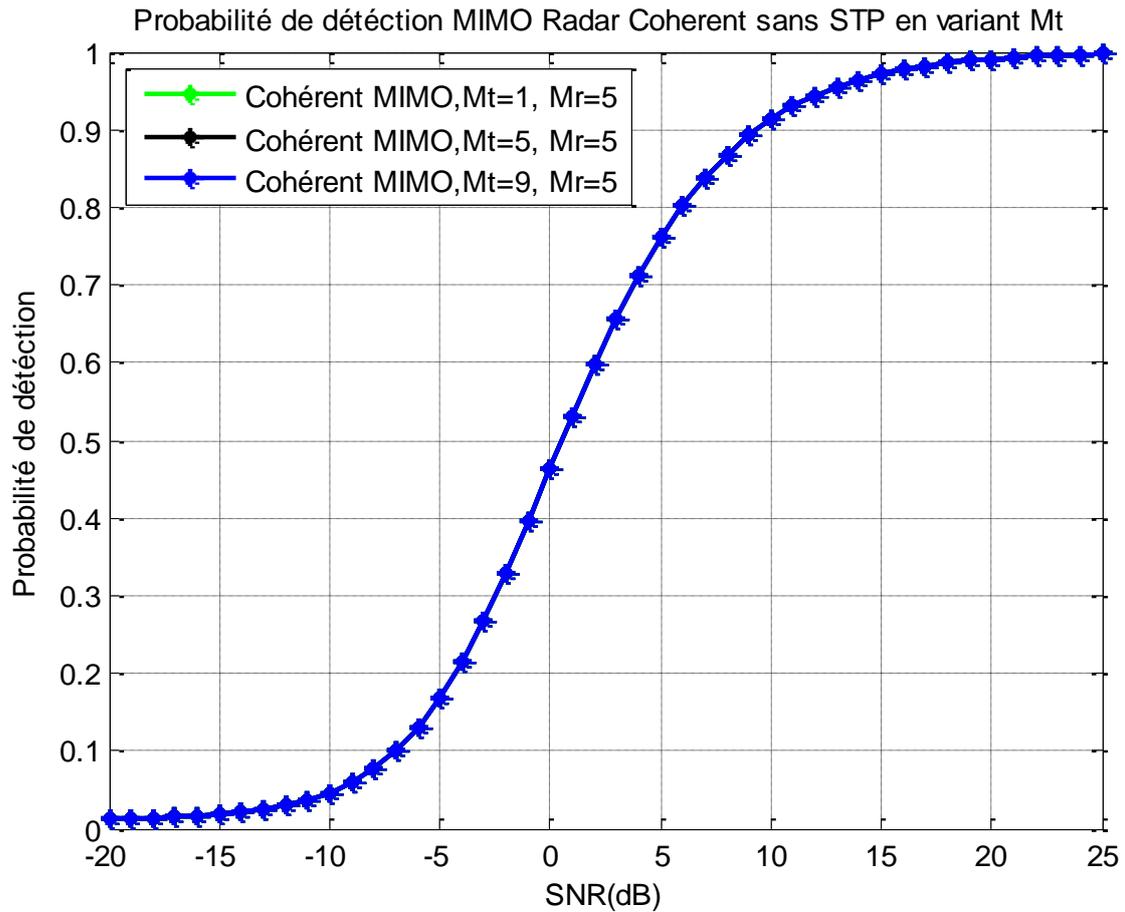


Figure 3.0 5 : Probabilité de détection MIMO Radar Cohérent sans STP en variant M_t .

La figure 3.05 montre que les performances de détection ne changent pas avec l'augmentation de M_t . Ceci est dû au fait que la puissance transmise est normalisée et qu'elle ne change pas avec le nombre d'éléments d'émission et aussi parce que la puissance de bruit et la puissance du signal dans le signal reçu après une sommation cohérente augmente au même rythme.

3.4.4.2 MIMO Radar Cohérent sans traitement espace-temps (STP) en variant M_r

Pour ce cas, la même équation () est simulée mais pour un nombre variable de récepteur M_r ($M_r = 1, M_r = 5, M_r = 9, M_r = 13$) et de nombre constante du nombre d'émetteur, M_t ($M_t = 5$).

La figure 3.06 montre que la performance de détection du Radar MIMO Cohérent s'améliore avec l'augmentation de M_r .

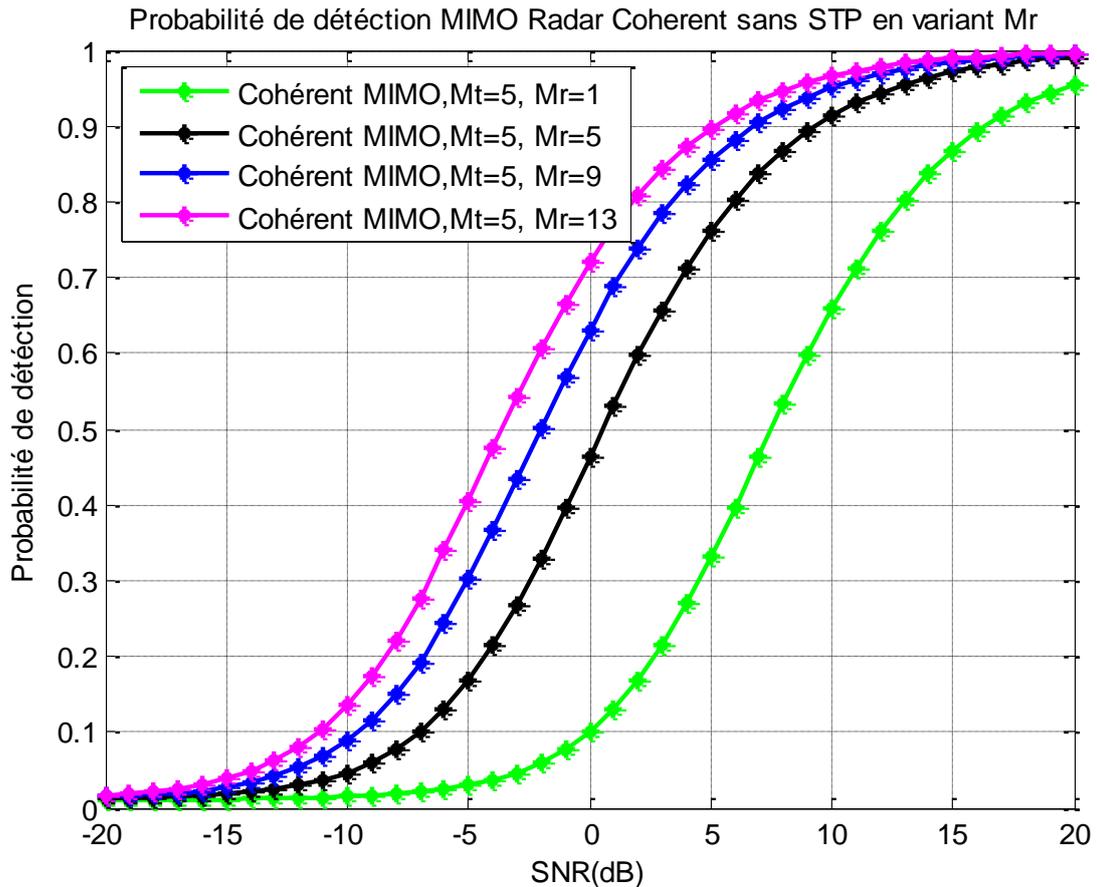


Figure 3.0 6 : Probabilité de détection MIMO Radar Cohérent sans STP en variant M_r .

C'est parce que la puissance transmise est normalisée mais elle change avec le nombre d'éléments récepteurs, et aussi parce que la puissance de bruit et la puissance du signal dans le signal reçu après une sommation cohérente augmentent au même rythme.

Pour la figure 3.06, pour une valeur de SNR 5dB, la PoD du Cohérent MIMO Radar sans STP pour $M_r = 1$ est 0.32 dans l'échelle de 1, PoD pour $M_r = 5$ du même SNR est de 0.76, PoD pour $M_r = 9$ du même SNR est de 0.85, où le PoD du Cohérent MIMO Radar sans STP pour $M_r = 13$ du même SNR est 0.90.

3.4.4.3 MIMO Radar Cohérent avec traitement espace-temps (STP) en variant M_t

Considérons un MIMO radar cohérent avec un système de formes d'ondes STP qui possède un réseau d'émission et de réception constitué respectivement d'éléments M_t et M_r . Le PoD est déterminé par l'équation 3.27 dont on simulera en variant le nombre d'antenne à l'émission, M_t ($M_t = 1, M_t = 5, M_t = 9$) et un nombre de récepteur constant, M_r ($M_r = 5$).

La Figure 3.07 montre que la performance de détection ne change pas avec l'augmentation de M_t , du MIMO Radar Cohérent avec STC.

En comparant les résultats présentés dans la Figure 3.05 et 3.07, la probabilité de détection de cible augmente rapidement dans le cas d'un radar MIMO cohérent traité dans l'espace, même à une valeur SNR inférieure.

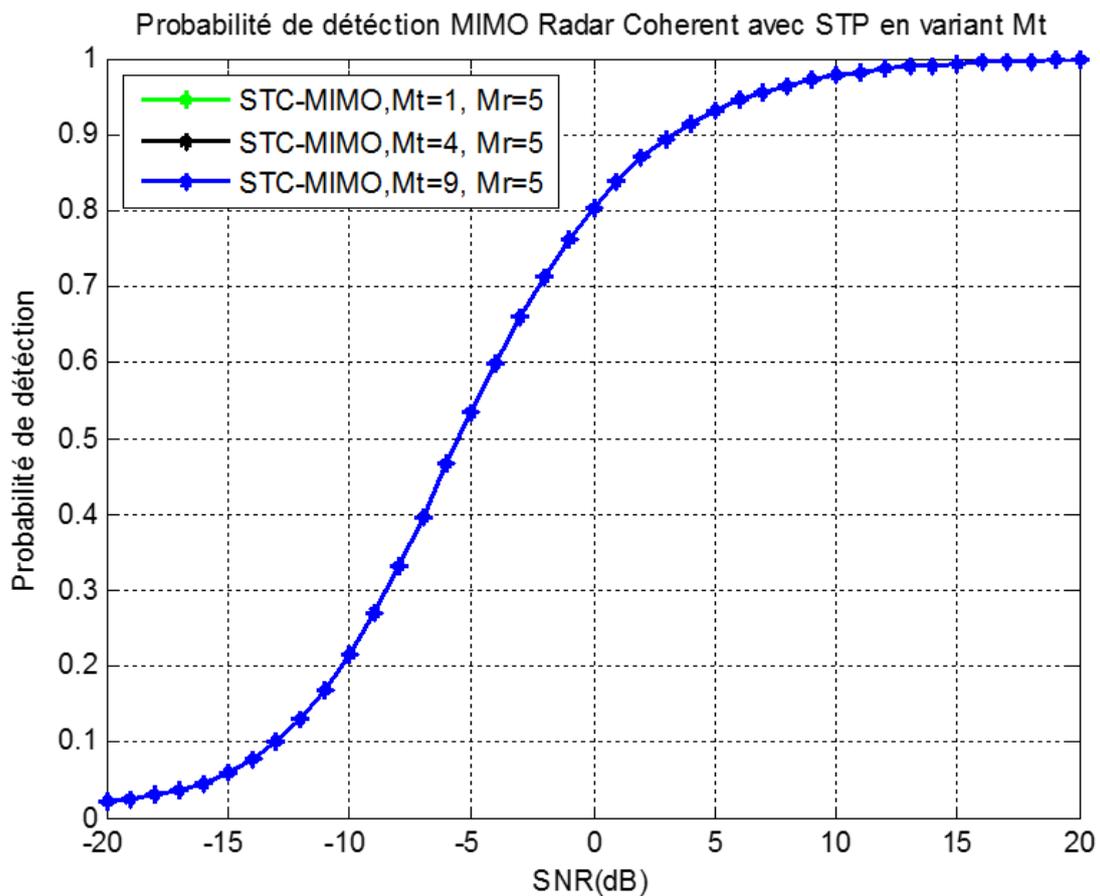


Figure 3.07 : Probabilité de détection MIMO Radar Cohérent avec STP en variant M_t .

3.4.4.4 MIMO Radar Cohérent avec traitement espace-temps (STP) en variant M_r .

La probabilité de détection du Cohérent MIMO Radar avec STP est aussi définie par l'équation (). Nous allons de même simuler cette équation mais en variant le nombre d'antennes de réception, M_r ($M_r = 1, M_r = 5, M_r = 9, M_r = 13$) et en fixant celle de l'émission M_t ($M_t = 5$).

La figure 3.08 montre que la performance de détection du MIMO Radar Cohérent change avec l'augmentation de M_r . C'est parce que la puissance transmise est normalisée mais elle change avec

le nombre d'éléments récepteurs, et aussi parce que la puissance du bruit et la puissance du signal dans le signal reçu après une sommation cohérente augmentent au même rythme.

Bien que le nombre de signaux transmis et la puissance transmise totale soient les mêmes dans toutes les situations, la performance de détection augmente à mesure que le nombre d'antennes de réception augmente à mesure que la quantité d'énergie reçue est augmentée.

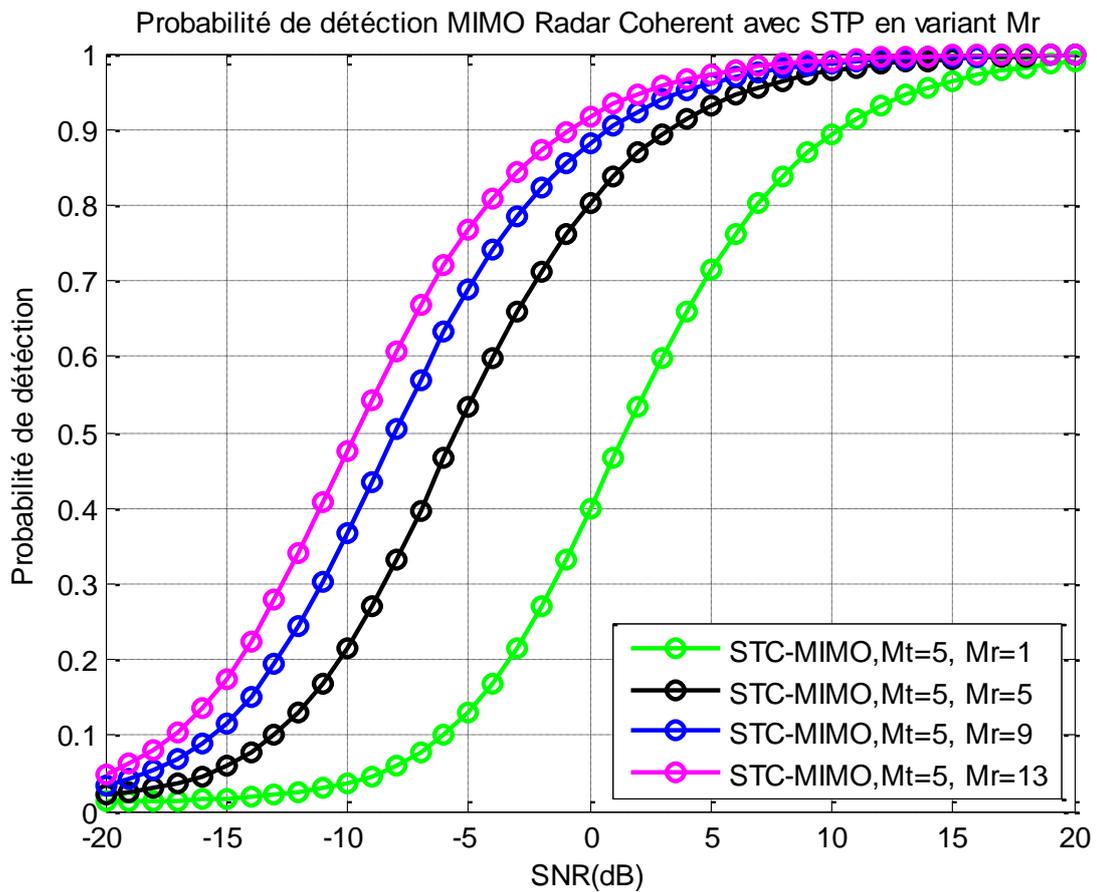


Figure 3.0 8 : Probabilité de détection MIMO Radar Cohérent avec STP en variant M_r .

D'après la figure 3.08, pour une valeur de SNR 5dB, la PoD du MIMO Radar Cohérent avec STP pour $M_r = 1$ est 0.71 de l'ordre de 1, PoD pour $M_r = 5$ pour le même SNR est 0.92, PoD pour $M_r = 9$ pour le même SNR est 0.93 où la PoD du MIMO Radar Cohérent avec STP pour le même SNR est 0.94

3.4.4.5 Comparaison entre le radar MIMO cohérent avec et sans STP

On considère dans ce cas que le nombre d'émetteur M_t ($M_t = 5$) et de récepteur M_r ($M_r = 5$) sont fixés. La figure 3.09 montre une comparaison de PoD du MIMO Radar Cohérent entre avec et sans STP.

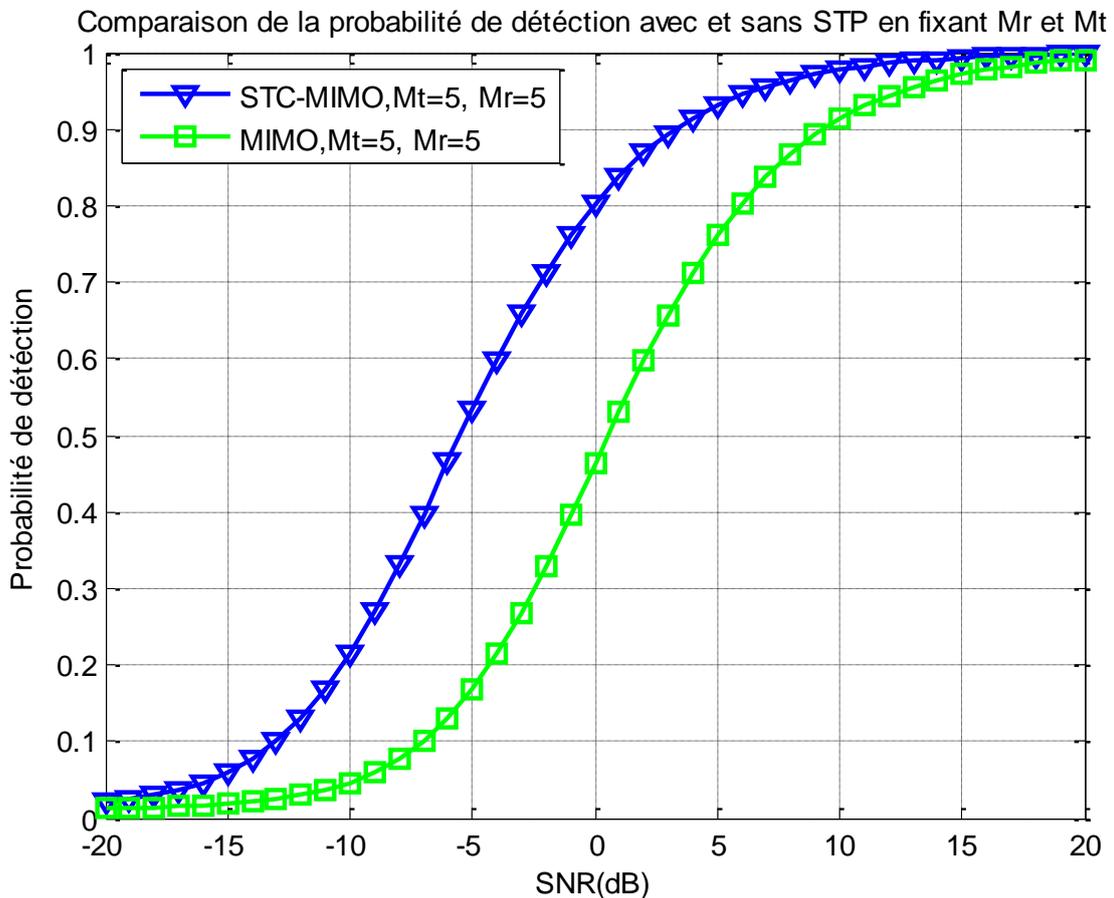


Figure 3.0 9 : Comparaison de la probabilité de détection avec et sans STP en fixant M_r et M_t .

D'après la figure 3.09, pour une valeur de SNR de 5dB, la PoD du MIMO Radar Cohérent avec STP est de 0.94 de l'ordre de 1, tandis que la PoD du MIMO Radar Cohérent sans STP pour un même SNR est de 0.75. On peut dire donc qu'avec traitement espace-temps STP, la probabilité de détection de cible est améliorée de 19%

Il est facile à observer à partir de la figure 3.09, la courbe PoD augmente si les signaux de transmission par radar MIMO cohérents sont traités en espace-temps STC.

3.4.5 Conclusion

Le Système MIMO Radar Cohérent possède ses performances en détection, vue qu'il est approprié en ce domaine. Cette performance est désormais optimiser par l'implémentation du codage espace-temps STC, plus précisément par code espace-temps en bloc orthogonaux (O-STBC) qui rend les signaux orthogonaux entre eux aidant à résoudre le problème d'interférence.

Cette performance, évoquer par la probabilité de détection, est simuler sous MATLAB en comparant la probabilité de détection du système MIMO Radar Cohérent avec et sans le codage STC.

CONCLUSION GENERALE

L'étude sur le radar nous a permis de comprendre les principes de fonctionnement des systèmes radar et de connaître les différentes variantes de radar classifié selon leurs usages, ainsi que les éléments constitutifs d'un système radar. Pour une amélioration de la performance et de la capacité, la technique MIMO a été intégrée par les systèmes radars dont les éléments d'émission et de réception sont constitués respectivement de plusieurs antennes en émission qu'en réception. Ainsi est née les deux catégories de système MIMO radar qui sont le MIMO Radar Statique plus approprié dans le domaine de la localisation des cibles, et celui du MIMO Radar Cohérent plus spécifié dans le domaine de la détection.

Le MIMO radar cohérent possède des antennes étroitement espacées à la fois à l'émetteur et à l'extrémité du récepteur et on suppose que chaque paire transmise et reçue voit le même RCS. Les améliorations sont obtenues dans le MIMO radar cohérent en raison de la diversité des formes d'ondes. La mise en œuvre par intégration du codage espace-temps STC a porté une amélioration sur la probabilité de détection des cibles, même à une valeur inférieure du SNR. Les résultats de la simulation montrent que le radar MIMO cohérent avec des formes d'onde de traitement du temps spatial a beaucoup plus de performance que d'autres.

En bref, on a pu constater que la performance de détection s'est améliorée, mais seulement que des facteurs inévitables peuvent encore influencer la performance de détection parmi lesquels sont les bruits, encombrement.... Ainsi, de nouvelles perspectives pour améliorer la performance de détection du Système MIMO radar cohérent sont à étudier, plus particulièrement la suppression de ces perturbateurs par utilisation du STAP.

ANNEXES

ANNEXE 1

RAPPORT SIGNAL SUR BRUIT

Le *rapport signal sur bruit* ou *Signal-to-Noise Ratio* (SNR) est une mesure de la performance d'une transmission obtenue à travers le niveau du rapport signal sur bruit reçu à la réception.

Il indique la qualité de la transmission d'une information. C'est le rapport des puissances entre :

- le signal d'amplitude maximale pour laquelle la distorsion à la sortie reste inférieure à une valeur limite
- le bruit de fond, information non significative correspondant en général au signal présent à la sortie du dispositif en l'absence d'un signal à l'entrée.

Si P_s et P_N représentent respectivement la puissance exprimée en Watt () du signal émis et du bruit qui affecte la transmission, le SNR est défini par :

$$SNR = \frac{P_s}{P_N} \quad (A1.01)$$

Puisque les signaux reçus sont généralement de très faibles niveaux, alors le microvolt (μV) et le milliwatt (mW) sont les unités les plus courantes. De ce fait, le SNR est généralement exprimé en décibel.

ANNEXE 2

FREQUENCES UTILISEES PAR LES RADARS

En général, le radar fonctionne à des fréquences comprises entre 3MHz et 100GHz. Le choix de cette fréquence dépend de la cible à détecter, du milieu de travail et aussi des paramètres que l'on veut connaître.

Bande de fréquence	Nom de la bande	Exemple d'utilisation
3-30 MHz	HF	Radars côtiers et radars au-delà de l'horizon
30-330 Mhz	VHF	Utilisée par les radars VHF
300-1000 MHz	UHF	Détection de missiles balistiques : radar à très longue portée
1-2 GHz	L	Utilisée pour le contrôle aérien de longue portée et surveillance aérienne
2-4 GHz	S	Utilisée pour les radars de trafic aérien local, radar météorologique et naval
4-8 GHz	C	Radars météorologiques
8-12 GHz	X	Utilisée pour radar météorologique, radar de navigation, radar à moyenne cartographie, surveillance au sol des aéroports.
12-18 GHz	K_u	Radar de cartographie à haute résolution
18-27 GHz	K	Utilisée pour la détection des gouttelettes de nuages en météorologie et dans les radars routiers
27-40 GHz	K_a	Pour cartographie, courte portée, surveillance au sol d'aéroport, radars routiers automatisés.
40-75 GHz	V	Utilisées par le radar anti-collision automobile et pour observation météorologique à haute résolution et courte portée
75-110 GHz	W	

ANNEXE 3

EXTRAIT DU CODE

```
% MIMO Radar Cohérent sans STP, variant le nombre Mt
P=10^-2; %pfa=probabilité de fausse alarme
r=log(p);
r=log(p);
for M=1:4:12
    snr=-20:1:25;%SNR
    snr1=10.^(snr./10);
    N=5;
    t=((snr1*N)+1);
    Pd=(r./t); %pd=probabilité de détection
    a=exp(Pd);
    if M==1
        plot(snr,a,'g*-', 'linewidth',2)
        hold on
    elseif M==5
        plot(snr,a,'k*-', 'linewidth',2)
        hold on
    elseif M==9
        plot(snr,a,'b*-', 'linewidth',2)
        hold on
    else
        plot(snr,a,'m*-', 'linewidth',2)
        hold on
    end
end

% Probabilite de détection utilisant le traitement STP
p=10^-2; %pfa=probabilité de fausse alarme
```

```

r=log(p);
snr=-20:1:20;%SNR
snr1=10.^(snr./10);
for M=1:4:12
    N=5;
    t=((snr1*N*4)+1);
    Pd=(r./t); %pd=probabilité de détection
    a=exp(Pd);

    if M==1
        plot(snr,a,'g*-', 'linewidth',2)
        hold on
    elseif M==5
        plot(snr,a,'k*-', 'linewidth',2)
        hold on
    elseif M==9
        plot(snr,a,'b*-', 'linewidth',2)
        hold on
        grid on
    else
        plot(snr,a,'m*-', 'linewidth',2)
        hold on
        grid on
        axis([-20 20 0 1])
end
end

% Comparaison entre la probabilité de détection avec et sans STP

```

```

p=10^-2;%pfa=probabilité de fausse alarme

r=log(p);

snr=-20:1:20;%SNR

snr1=10.^(snr./10);

N=5;

t=((snr1*N^4)+1);

Pd=(r./t);%pd=probabilité de détection

a=exp(Pd);

plot(snr,a,'v-','linewidth',2)

hold on

grid on

M=5;

t=((snr1*M)+1);

Pd=(r./t);%pd=probability of detection

a1=exp(Pd);

plot(snr,a1,'gs-','linewidth',2)

grid on

```

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Wolff, P. Vaillant, C. Paumier « *Radartutorial Chapitre 1 : Notions de base* », Juil.2011
- [2] C. Wolff, P. Vaillant, C. Paumier « *Radartutorial Chapitre 2 : Types de radar et fréquences* », Aout 2011.
- [3] J. Winters, « *Wireless pbx/lan system with optimum combining* », no. 4639914, 1987.
- [4] A. Cameron, « *The jindalee operational radar network: its architecture and surveillance capability* », in Record of the IEEE 1995 International Radar Conference, 1995.
- [5] H. Leong, C. Helleur et M. Rey, « *Ship detection and tracking using hf surface wave radar* », in RADAR, p. 61–65, 2002.
- [6] J. Li, P. Stoica, « *MIMO radar signal processing* », chap. Slow-time MIMO spacetime adaptive processing, p. 283–318, 2009.
- [7] J. J. Zhang, A. Papandreou-Suppappola, « *MIMO radar with frequency diversity* », in International Waveform Diversity and Design Conference, vol. 1, p. 208–212, 2009.
- [8] Y. Yu, A. P. Petropulu et H. V. Poor, « *MIMO radar using compressive sampling* », IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 4, p. 146–163, 2010.
- [9] E. Fishler, A. Haimovich, R. Blum, L. Cimini, D. Chizhik et R. Valenzuela, « *Spatial diversity in radars-models and detection performance* », IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 54, p. 823–838, mars 2006.
- [10] J. Li et P. Stoica, « *MIMO radar signal processing* », chap. Concepts and applications of a MIMO radar system with widely separated antennas, p. 365–410, 2009.
- [11] Q. He, R. Blum, H. Godrich, A. Haimovich, « *Target velocity estimation and antenna placement for MIMO radar with widely separated antennas* », IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing, vol. 4, p. 79–100, 2010.
- [12] L. Zhuang, X. Liu, « *Coherent synthesis sparse aperture radar with grating lobes suppressed using frequency MIMO technique* », in IEEE Radar Conference, 2008. RADAR'08, vol. 1, p. 1378–1382, mai 2008.
- [13] C.-Y. Chen, « *Signal Processing Algorithms for MIMO Radar.* » Thèse doctorat, California Institute of Technology, Pasadena, Californie, 2009.

- [14] J. Li et P. Stoica, « *MIMO radar signal processing* », chap. MIMO radar spacetime adaptive processing and signal design, p. 235–282, 2009.
- [15] W. Wang, Q. Peng et J. Cai, « *Novel MIMO SAR for urban remote sensing applications* », in Proceedings of the 21st International Society of Photogrammetry and Remote Sensing, vol. XXXVII: Beijing, p. 139–144, 2008.
- [16] J.-H. Kim, A. Ossowska et W. Wiesbeck, « *Investigation of MIMO SAR for interferometry* », in European Radar Conference, vol. 1, p. 51–54, mai 2007.
- [17] J. Li et P. Stoica, « *MIMO radar signal processing* », chap. Adaptive signal design for MIMO radars, p. 193–234, 2009.
- [18] W. L. Melvin, « *Application of STAP in advanced sensor systems* », rap. tech., DTIC Document, 2002.
- [19] A. Hassanien, S. A. Vorobyov, « *Transmit/receive beamforming for MIMO radar with colocated antennas* », in Proceedings of the 2009 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, p. 2089–2092, IEEE Computer Society, 2009.
- [20] N. Pandey, « *Beamforming in MIMO Radar* », Department of Electronics and Communication Engineering National Institute of Technology Rourkela, 2014.
- [21] M. Cattenoz, « *MIMO Radar Processing Methods for Anticipating and Preventing Real World Imperfections* », Sciences Et Technologies De L’information, Des Télécommunications Et Des Systèmes : Université Paris-Sud, 2015.
- [22] D. Bliss, K. Forsythe, G. Fawcett, « *MIMO Radar: Resolution, Performance, and Waveforms* », MIT Lincoln Laboratory, 2010.
- [23] J. Li and P. Stoica, « *MIMO radar with colocated antennas* », IEEE Signal Processing Magazine, vol. 24, pp. 106-114, 2007.
- [24] A.N. Andriamanalina « *Contribution à la modélisation et à l’évaluation des performances des systèmes de communication numérique via le canal radio* », thèse de doctorat, Ment. TCO- E.S.P.A, A.U: 2013-2014
- [25] H. Jafarkhani, « *Space-Time Coding: Theory and Practice* ». New York, NY, USA : Cambridge University Press, 1st ed., 2010.

PAGE RENSEIGNEMENTS

Noms: ANDRY NITOKIANA

Prénoms: Edouard Olivier

Adresse : TJ 8 A Tanjonandrina AMBOHIMANAMBOLA
andrinitokiana@yahoo.fr
+261 34 60 968 78



Titre du mémoire :

**«AMELIORATION DE LA DETECTION MIMO RADAR COHERENT PAR
UTILISATION DU CODAGE STC»**

Nombres de pages : 68

Nombres de tableaux : 1

Nombre de figures : 22

Directeur de mémoire : M. RANDRIANANDRASANA Marie Emile
emile3marie@gmail.com
+261 33 82 445 35

RESUME

Pour les systèmes MIMO, chaque élément d'antenne transmet différentes formes d'onde, cette diversité de forme a amélioré considérablement le système MIMO Radar. Les éléments de réseau radar MIMO cohérents sont suffisamment proches pour que chaque élément voie la même surface équivalente radar (RCS) cible, un aspect qui lui permet une capacité de détection acceptable. Cette thèse est proposée pour améliorer cette capacité de détection par utilisation du codage STC. Les résultats de la simulation ont montré que PoD dans le radar MIMO cohérent pourrait être amélioré en utilisant le Space Time Code (STC). Une amélioration significative de 19% de la PoD pourrait être observée. De plus, dans un cas à SNR faible, PoD pourrait être amélioré en réduisant les signaux d'interruption en utilisant STAP.

Mots clés : Détection, MIMO radar cohérent, Réseau virtuels, SRN, STC

ABSTRACT

For MIMO systems, each antenna element transmits different waveforms, this diversity of shape and improvement of the MIMO Radar system. The coherent MIMO radar network elements are sufficiently close for each track element the same target radar equivalent area (RCS), an aspect that allows it an acceptable detection capability. The latter is proposed to improve this detection capability by using STC encoding. The results of the simulation showed that PoD in the coherent MIMO radar could be improved using the Time Time Code (STC). A significant 19% improvement in PoP could be observed. Moreover, in a weak SNR case, PoD could be improved by decreasing the interrupt signals using STAP.

Keywords: Detection, coherent MIMO radar, Virtual array, SNR, STC